

Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего образования  
«Магнитогорский государственный технический университет  
им. Г.И. Носова»



*На правах рукописи*

Холодилов Сергей Сергеевич

**ДИАГНОСТИКА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ  
СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСТОЯННЫМИ  
МАГНИТАМИ**

Специальность 2.4.2 Электротехнические комплексы и системы

**ДИССЕРТАЦИЯ**  
на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель  
доктор технических наук, доцент  
Петушков Михаил Юрьевич

Магнитогорск - 2025

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1 АНАЛИЗ РАЗРАБОТОК В ОБЛАСТИ ДИАГНОСТИКИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА БАЗЕ СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ.....	12
1.1 Анализ неисправностей СДПМ.....	12
1.1.1 Неисправности подшипников .....	14
1.1.2 Дефекты статора.....	16
1.1.3 Дефекты обмоток ротора .....	21
1.1.4 Размагничивание в СДПМ .....	22
1.1.5 Эксцентриситет ротора .....	23
1.2 Диагностика СДПМ.....	26
1.2.1 Диагностика методом конечных элементов .....	28
1.2.1.1 Общий подход к решению задач методом конечных элементов.....	28
1.2.1.2 Временные гармоники в магнитостатических задачах .....	29
1.2.1.3 Задачи электростатики при диагностике МКЭ .....	31
1.2.1.4 Решение задач протекания электрического тока с помощью МКЭ.....	32
1.2.1.5 Граничные условия электро- и магнитостатики в электрических машинах .....	33
1.2.1.6 Конечно-элементный подход при диагностике МКЭ .....	35
1.2.1.7 МКЭ как метод диагностики синхронных двигателей .....	35
1.2.2 Диагностика методом эквивалентной магнитной цепи.....	41
1.2.3 Токовая диагностика синхронных электроприводов .....	52
1.2.4 Диагностика методом сигнатурного анализа .....	57
1.2.5 Анализ тока методом разложения Фурье .....	60
1.2.6 Вейвлет-преобразование в анализе линейного тока синхронных двигателей.....	70

1.3 Основные результаты и выводы.....	78
2 МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СДПМ, СПОСОБЫ ПОЛУЧЕНИЯ ДИАГНОСТИЧЕКОЙ ИНФОРМАЦИИ .....	80
2.1 Математическое описание СДПМ .....	80
2.2 Системы управления СДПМ .....	90
2.2.1 Скалярная система управления СДПМ.....	91
2.2.2 Векторная система управления СДПМ.....	99
2.3 Особенности получения диагностической информации СДПМ .....	105
2.4 Генераторный режим как источник диагностической информации .....	109
2.5 Методы восстановления рабочего режима СДПМ, после считывания данных .....	121
2.5.1 Метод оценки скорости вращения ротора .....	123
2.5.2 Метод оценки положения ротора .....	124
2.5.3 Метод оценки скорости вращения и положения ротора .....	126
2.6 Регистрация генераторного режима СДПМ.....	127
2.7 Основные результаты и выводы.....	133
3 РАЗРАБОТКА МЕТОДА ДИАГНОСТИКИ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ НА ОСНОВЕ СИГНАТУРНОГО АНАЛИЗА ТОКА И ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ .....	134
3.1 Применение вейвлет-преобразования для идентификации отдельных элементов магнитной системы СДПМ.....	134
3.2 Критерий достаточности при диагностике СДПМ .....	148
3.3 Влияние интерполяции на методы сравнения сигналов.....	151
3.4 Разработка метода диагностики СДПМ .....	161
3.4 Основные результаты и выводы.....	169

4	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ВАЛИДНОСТИ РАЗРАБОТАННОГО МЕТОДА ТОКОВОЙ ДИАГНОСТИКИ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ .....	171
4.1	Компьютерная модель и математическое моделирование .....	171
4.2	Применение разработанного метода диагностики при неисправности статический эксцентриситет ротора .....	174
4.3	Применение разработанного метода диагностики при неисправности межвитковые замыкания обмотки статора .....	182
4.4	Применение разработанного метода диагностики при неисправности частичное выкрашивание одного магнита .....	188
4.5	Основные результаты и выводы.....	197
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	199
	СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	201
	ПРИЛОЖЕНИЕ А .....	223
	Акт о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы .....	223

## ВВЕДЕНИЕ

Одним из наиболее перспективных направлений развития современного электропривода является применение синхронных двигателей с постоянными магнитами (СДПМ). Современное производство охватывает диапазон мощностей от ватт или милливатт до десятков мегаватт. К преимуществам данных приводов относятся: высокая удельная мощность, стабильная работа на высоких угловых скоростях, высокий пусковой крутящий момент (с применением датчиков координат). Вышеперечисленные преимущества обуславливают широкое применение СДПМ в промышленности, робототехнике, автомобилестроении, авиации и др.

В конструкции СДПМ неотъемлемой частью являются высококоэрцитивные магниты, расположенные в роторе. Наличие в СДПМ постоянных высококоэрцитивных магнитов накладывает определённые требования на конструкцию. Сами магниты закрепляются при помощи специальных клеящих составов, армируются при помощи стеклопластика или углеволокна, вставляются в специальные пазы. Все эти способы крепления разработаны с целью надёжной фиксации магнитов в определённом положении. Ввиду высокой коэрцитивной силы, даже в состоянии покоя магниты, взаимодействуя между собой, через магнитное поле подвергаются воздействию (взаимного) магнитного момента, стремясь сместиться с посадочных мест.

Другим аспектом применения высококоэрцитивных магнитов (как правило, неодимовых) является их хрупкость и, как следствие, склонность к скалыванию и крошению. При сколах и крошении частицы магнита меняют свое пространственное положение, примагничиваются к ферромагнитным материалам внутри машины, что может привести к нарастанию вибраций, появлению ударных нагрузок на элементы привода и заклиниванию механизма. А также СДПМ присущи стандартные неисправности электрических машин, связанные с эксцентриситетом оси ротора, вибрациями, износом подшипниковых узлов, короткозамкнутые витки обмоток и др.

Ввиду широкого применения СДПМ в различных отраслях техники, остро стоит вопрос разработки и внедрения систем функциональной диагностики. Одним из важных направлений функциональной диагностики является токовая диагностика, основанная на анализе тока в линии питания для выявления отклонений и определении сигнатур для проактивной диагностики неисправностей. Токовая диагностика электропривода как

метод исторически развивалась для синхронных и асинхронных приводов, и двигателей постоянного тока (ДПТ). Существенный вклад в развитие токовой диагностики внесли российские и зарубежные учёные А.К. Аракелян, А. С. Анучин, В.Е. Вавилов, О.Г. Вегнер, И.А. Вевюрко, А.А. Глотов, М.А. Григорьев, А.А. Дубенский, Д.А. Завалишин, О.В. Крюков, Д. В. Корельский, И.Е. Овчинников, В.В. Панкратов, Г.Г.Соколовский, В.А. Флоренцев, Т.Д. Батзел, С. Боючкер, Г.А. Саролино, А.В. Серебряков, Н. Габраил, А. Глюмианю, Д. Греинер, Ф.Е. Хюссин, Е. Кадиапан, Ж.Х. Кан, Д.Х. Ким, Р. Мохамед, Ю.А. Мохамед, Ж.С. Мореира, П. Пиллаю, М. Рахман, Д. Тодд, М.Н. Уддин, П. Вас, Л. Зонг, и многие другие.

Анализ имеющихся в свободном доступе работ показывает хорошую проработку вопроса токовой диагностики электроприводов на основе электромагнитного возбуждения. Прямая трансляция данных методов диагностики на СДПМ практически не осуществима, т.к. существенным отличием СДПМ является наличие постоянных магнитов, которые могут привести к появлению неисправностей, не встречающихся в приводах без постоянных магнитов. Также следует отметить, что высококоэрцитивные магниты конструктивно имеют форму с прямыми углами, что вносит дополнительные гармоники в спектр тока. Существенным являются и различия в системах управления приводов с высококоэрцитивными магнитами и без них.

Принципы токовой диагностики применяемые для анализа тока традиционных синхронных и асинхронных машин и ДТП транслируются на СДПМ такими учеными как: В.С. Петухов, М.Ю. Петушков, А.С. Сарваров, В.В. Купцов, и др. Однако в их исследованиях не учитываются вышеуказанные особенности СДПМ, а именно наличие постоянных магнитов, а также особенности систем управления СДПМ.

### **Актуальность темы**

Вышеперечисленные аспекты дают основание для разработки систем токовой диагностики СДПМ как отдельного направления диагностики электротехнических комплексов. Отдельной проработки требуют вопросы, связанные с наличием в СДПМ высококоэрцитивных магнитов и присущих им неисправностей. Практика эксплуатации СДПМ однозначно показывает наличие существенного вклада неисправностей магнитной и электрической систем в общее число отказов, что усугубляется отсутствием методик диагностики СДПМ, учитывающих специфические особенности

данного типа двигателей. Вышеперечисленные аспекты определяют актуальность данного направления.

**Объект исследования** - электромагнитная система синхронного двигателя с постоянными магнитами.

**Предмет исследования** - неисправности электромагнитной системы, методы диагностики и диагностические признаки неисправностей СДПМ.

**Цель диссертационной работы** – разработка метода диагностирования электромагнитной системы синхронных двигателей с постоянными магнитами.

#### **Задачи диссертационной работы:**

1. Выявить и проанализировать существующие неисправности СДПМ и степень их влияния на линейный ток, проанализировать существующие методы диагностики СДПМ;
2. Разработать способы получения диагностической информации на основе токовой диагностики, с применением данных анализа существующих систем управления СДПМ. Обосновать применение генераторного режима в токовой диагностике СДПМ;
3. Разработать метод токовой диагностики СДПМ, на основе идентификации элементов магнитной системы, с применением вейвлет-преобразования исследуемого сигнала;
4. Провести экспериментальные исследования для обоснования эффективности разработанного метода и критериев поиска неисправностей.

#### **Научная новизна**

1. Установлено влияние уникальных магнитных характеристик отдельных магнитов ротора на токовые сигналы статорных обмоток, проявляющееся в формировании детерминированных токовых сигнатур в соответствующих группах обмоток.

2. Разработан метод диагностики СДПМ в генераторном режиме, с применением сигнатурного анализа и способа минимизации влияния основной гармоники на результаты диагностики.

3. Выявлены диагностические признаки, позволяющие определить такие неисправности электромагнитной системы СДПМ, как короткое замыкание обмоток статора, статический эксцентриситет ротора, крошение высококоэрцитивного магнита, снижение коэрцитивной силы одного магнита и магнитной системы в целом.

### **Теоретическая и практическая значимость работы**

Результаты диссертационной работы являются развитием теории и методов диагностики синхронных двигателей с постоянными магнитами, основанных на токовой диагностике. Дополняют существующие методики функциональной диагностики неисправностей синхронных двигателей с постоянными магнитами, с расширением возможностей по идентификации как отдельных типов неисправностей, так и в целом идентификации любых изменений в структуре двигателя.

Разработанный метод позволяет проводить диагностику в режиме реального времени, выявлять структурные изменения в магнитной и геометрической структуре двигателя, а также изменения в электрической части двигателя, в том числе и критические.

Разработанный метод в составе комплексной системы диагностики позволяет в режиме непрерывного мониторинга идентифицировать неисправности в СДПМ и оповещать пользователя, что позволит снизить аварийность приводов на СДПМ.

### **Методы исследования**

При решении поставленных задач использовались следующие методы:

- теория электромеханического преобразования энергии;
- теория электропривода;
- теория автоматического управления;
- численные и аналитические методы;
- программные пакеты Excel и MathCad для выполнения расчётов и проверки теоретических положений;
- программный пакет MatLab для проведения вейвлет-анализа и анализа Фурье;
- программный пакет Elcut для разработки компьютерной модели и проведения имитационного моделирования;
- основы теории вейвлетов.

## **Внедрение результатов**

Предложенный в диссертации метод диагностики СДПМ в генераторном режиме и способы обработки диагностической информации были апробированы на погружных скважных насосах и циркуляционных насосах с СДПМ применяемых в системе водоснабжения АО «Международный Аэропорт Магнитогорск», что подтверждено актом:

- два погружных скважных насоса типа ЭЦП 8-25-180 (тип СДПМ) мощностью 18,5 кВт;
- три двигателя циркуляционных насосов главного контура секции теплоснабжения 1FU8113-2TA2 (тип СДПМ) мощностью 14 кВт.

## **Положения, выносимые на защиту**

1. Способ выявления генераторного режима СДПМ для получения диагностической информации.
2. Способ синхронизации диагностируемого сигнала с эталонным, позволяющий выделить значимую для диагностики составляющую.
3. Способы обработки сигнала с использованием интерполяционных преобразований, для проведения синхронизации диагностического сигнала.
4. Метод токовой диагностики СДПМ с применением сигнатурного анализа и способа минимизации влияния основной гармоники на результаты диагностики.
5. Программно-аппаратный комплекс диагностирования СДПМ.

**Степень достоверности** результатов диссертационного исследования подтверждается совпадением результатов моделирования с экспериментальными данными, полученными в ходе проведения серии экспериментов с использованием сертифицированного оборудования, соответствующих международным стандартам измерительной техники. Достоверность измерений обусловлена корректным использованием измерительного оборудования. Достоверность компьютерного моделирования обусловлена использованием сертифицированного программного обеспечения и использования общепринятых подходов к созданию компьютерной модели.

### **Соответствие диссертации паспорту научной специальности**

Результаты диссертационного исследования соответствуют следующим пунктам паспорта научной специальности 2.4.2 Электротехнические комплексы и системы:

1. Развитие общей теории электротехнических комплексов и систем, анализ системных свойств и связей, физическое, математическое, имитационное и компьютерное моделирование компонентов электротехнических комплексов и систем, включая электромеханические, электромагнитные преобразователи энергии и электрические аппараты, системы электропривода, электроснабжения и электрооборудования.
4. Исследование работоспособности и качества функционирования электротехнических комплексов, систем и их компонентов в различных режимах, при разнообразных внешних воздействиях, диагностика электротехнических комплексов.

### **Апробация работы**

Положения диссертации, выносимые на защиту и научные результаты, были представлены на следующих научно-технических конференциях и публикациях:

- 2024 Электротехнические и информационные комплексы и системы, № 3, 2024;
- 2023 Электротехнические и информационные комплексы и системы, № 4, 2023;
- 2021, 2022, 2023 IEEE Russian Workshop on Power Engineering and Automation of Metallurgy Industry: Research & Practice;
- 2021 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing, ICIEAM 2021, Sochi, 17–21 мая 2021 года;
- 2022 Всероссийская конференция по Автоматизированному Электроприводу (АЭП 2022) (г.Тула, 28 09-1-1- 2022);
- Актуальные проблемы современной науки, техники и образования: Тезисы докладов 79-й международной научно-технической конференции, Магнитогорск, 19–23 апреля 2021 года;
- Публикация в журнале «Электротехнические комплексы и системы». – 26.11.2020;

- Актуальные проблемы современной науки, техники и образования: тезисы докладов 78-й международной научно-технической конференции, Магнитогорск, 20–24 апреля 2020 года; Публикация в журнале «Интеллектуальная электротехника». – 2020;
- Публикация в журнале «Наука и производство Урала». – 2011;
- Конференция «Актуальные проблемы современной науки, техники и образования». – 2010.

#### **Публикации и личный вклад автора.**

Материалы диссертации опубликованы в 10 публикациях индексируемых в РИНЦ (3 публикации индексируемые в SCOPUS, 2 публикации рекомендованные ВАК).

#### **Структура и содержание диссертации.**

Диссертационная работа содержит 223 страницы машинописного текста, который поясняется 100 рисунками и 1 таблицей. Работа состоит из введения, 4 глав, заключения, списка литературы из 217 наименований.

# 1 АНАЛИЗ РАЗРАБОТОК В ОБЛАСТИ ДИАГНОСТИКИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА БАЗЕ СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

## 1.1 Анализ неисправностей СДПМ

В настоящее время электродвигатели применяются практически во всех сферах деятельности человека, например, производственные системы, авиа- и наземные перевозки, строительство, системы кондиционирования и вентиляции, бытовые системы преобразования энергии, в электрических устройствах и даже системы вибрации сотовых телефонов. В связи с быстрым ростом промышленности и населения, как следствие ростом потребления электроэнергии и широким применением электродвигателей остро встает вопрос контроля состояния электродвигателей, продления их срока службы, оптимизации режимов работы. Диагностика электродвигателей по принципам неразрушающего контроля и без вывода его из эксплуатации позволит выявить неисправности на ранних стадиях их развития и предотвратить аварийные ситуации, перебои в работе критически важных служб. Особенно это касается объектов критической инфраструктуры, где перебои в работе электродвигателя могут представлять опасность жизни и здоровью человека.

К наиболее частым причинам возникновения неисправностей можно отнести следующие:

1. превышение нормативного срока службы;
2. превышение допустимой нагрузки по мощности, ввиду механических или электрических воздействий;
3. механическая перегрузка или несбалансированная нагрузка;
4. низкие значения коэффициента мощности сети, питающее напряжение несинусоидальной формы;
5. остаточные напряжения внутри конструктивных элементов двигателя;
6. ошибки, допущенные при ремонте и обслуживании;
7. тяжелые условия эксплуатации, такие как: влажность, запылённость, химическое загрязнение, вибрации, высокая температура и др.

Все неисправности электродвигателей принято классифицировать на электрические, механические, внешние дефекты привода (к которым относят неисправности подшипникового узла, зубчатых колес и других передач) и другие повреждения [98,119,143,178,97].

**Электрические неисправности:** обрыв или короткое замыкание обмоток (межвитковое замыкание); неверное соединение обмоток; окисление и как следствие повышение сопротивление контактов; пробой изоляции на корпус; перегрев обмоток и сгорание изоляции.

**Механические неисправности:** поломка стержней ротора (АД); смещение, отрыв, скол, снижение коэрцитивной силы постоянных магнитов; трещина в концевых кольцах; изгибание вала; вытягивание болтовых соединений; неравномерность воздушного зазора; опасные вибрации обмоток в следствии взаимодействия с магнитными полями.

**Внешние дефекты и другие неисправности:** выход из строя подшипников; неисправность зубчатых колес и системы передачи крутящего момента; неисправность инвертора; нестабильный источник питания; суровая окружающая среда.

Статистические данные по видам неисправностей разнятся, но в среднем для АД распределение следующее [19,25]:

Электрические повреждения статора – 28-36%;

Механические повреждения – 40%;

Износ подшипников – 40%;

Другие повреждения – 12%.

Статистические данные по видам неисправностей для СДПМ [119,143,178]:

Электрические повреждения статора – 30-40%;

Механические повреждения, износ подшипников, повреждения ПМ – 40%;

Другие повреждения – 20%.

Конструкция электродвигателя рассчитана таким образом, чтобы обеспечить необходимый зазор в магнитной системе и необходимую механическую и электрическую прочности. Следовательно, нарушение геометрии магнитной системы двигателя или его электрических характеристик неизбежно отражается на его

параметрах, анализируя которые можно сделать вывод о наличии той или иной неисправности [119,178,214].

К типичным симптомам возникновения неисправности можно отнести следующие: механическая вибрация; повышение температуры; изменение потребляемой и выходной мощности; изменение скорости без изменения нагрузки; изменение тока в линии или просадка напряжения; акустический шум; неравномерный крутящий момент; появление выбросов различного спектрального характера в линии питания[209].

### 1.1.1 Неисправности подшипников

На неисправности подшипников, которые относятся к механическим неисправностям приходится более от 20% до 40% всех отказов электродвигателей [216,215,133]. Большинство подшипников двигателей на промышленных объектах работают в неидеальных условиях и подвержены усталости, механической вибрации, воздействия окружающей среды, перегрузкам, несоосности, загрязнению, току рифления, коррозии и неправильной смазке. Эти неидеальные условия начинаются с краевых дефектов, которые распространяются и распространяются по внутренней дорожке качения, внешней дорожке качения и телам качения (рисунок 1.1).

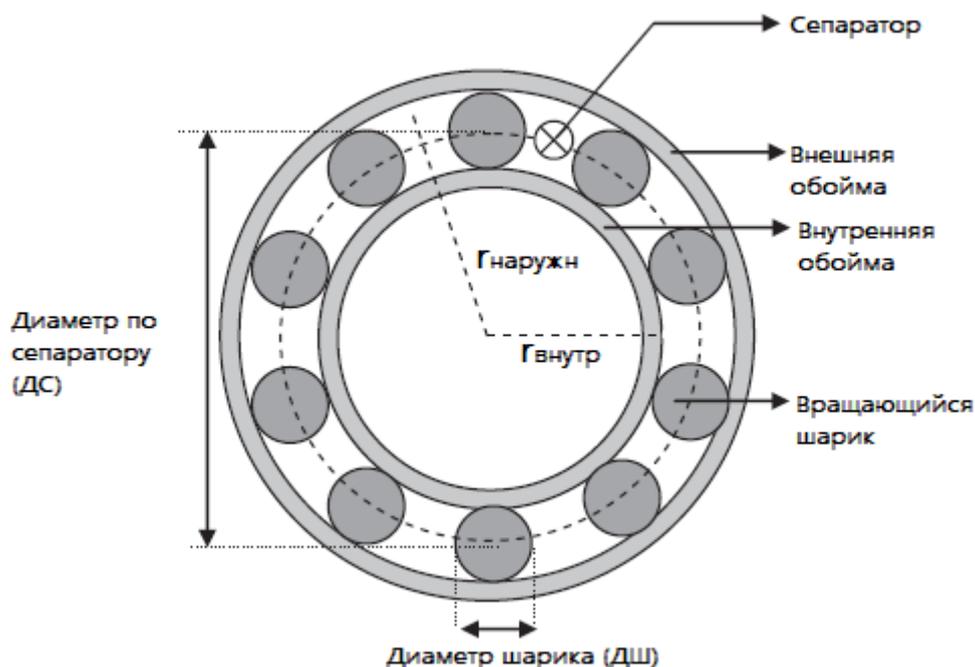


Рисунок 1.1 – Типовая геометрия подшипника качения

Через некоторое время дефект становится значительным и вызывает механическую вибрацию, вызывающую акустический шум. В основном неисправности подшипников можно классифицировать по месту возникновения, а именно:

- внешние дорожки качения;
- внутренние дорожки качения;
- дефект шарика;
- дефект сепаратора.

Данные дефекты и являются основными источниками вибрации машины. Эти вибрации, возникающие в воздушном зазоре из-за неисправности подшипников, можно рассматривать как небольшие смещения ротора, которые приводят к мгновенным эксцентриситетам, что является основанием для применения в качестве диагностического признака основного уравнения частоты сигнатур эксцентриситета для линейного тока из-за дефектов подшипника [170]. Механическая вибрация, инфракрасный, тепловой, а также акустический анализ являются одними из наиболее часто используемых методов профилактического обслуживания для контроля состояния подшипников с целью предотвращения отказов двигателя. Каждая неисправность имеет определенные компоненты частоты механической вибрации, характерные для каждого типа дефекта, которые зависят как от геометрии подшипника, так и от скорости. Механические колебания из-за неисправности подшипников изменяют симметрию воздушного зазора и индуктивности машины, как неисправности эксцентриситета. Изменения индуктивности машины отражаются на линейном токе в виде гармоник тока, которые являются индикаторами неисправности подшипников, связанной с механическими колебаниями в воздушном зазоре.

Отмечу, что помимо повреждений подшипников, одним из наиболее распространённых дефектов ротора, являются механические повреждения, связанные с ударными воздействиями, приводящие к изменению геометрических параметров ротора, особенно это относится к СДПМ с обращённым ротором. Механическое воздействие на ротор может привести к нарушению структуры магнитной системы, что выражается в смещениях и отрыве высококоэрцитивных магнитов, их выкрашиванию и нарушению балансировки ротора, а также к снижению коэрцитивной силы. [155,156]. На рисунке 1.2 приведена фотография обращённого ротора с выкрашиванием магнита.



Рисунок 1.2 – Фотография СДПМ с неисправностью «крошение магнита»

Для поиска сигнатур в линейном токе предложен вариант использования дискриминационных функций энергии [108]. Данные энергетические функции выявляют дискриминационные области частотной области, в которых идентифицируются отказы. Также, проработана неконтролируемую онлайн система диагностики для асинхронного двигателя, основанная на токе в сети двигателя [171]. Предложен вариант детектора амплитудной модуляции (АМ) разработанный для обнаружения неисправности подшипника, пока он находится на начальной стадии разработки в [182]. Одним из вариантов является использование адаптивного статистического частотно-временного метода для обнаружения сломанных стержней ротора и неисправностей подшипников в двигателях, на основе анализа ток в сети двигателя [206].

### 1.1.2 Дефекты статора

Неисправности статора составляют от 30% до 40% всех отказов электродвигателей [98, 63,173]. Неисправность статора можно в широком смысле классифицировать как неисправность корпуса (дефект сердечника, циркуляционный ток и т.д.) и

неисправность обмотки статора (повреждение изоляции обмотки, смещение проводников и т.д.). Основная функция изоляционных материалов для обмотки обычно состоит в том, чтобы противостоять электрическому напряжению, однако во многих случаях она также должна выдерживать другие нагрузки, такие как механические и экологические нагрузки [185]. В двигателе крутящий момент является результатом силы, создаваемой током в проводнике и окружающим магнитным полем. Это обуславливает, что изоляция обмоток должна обладать как электрическими, так и механическими свойствами, чтобы выдерживать механические нагрузки [53]. Кроме того, на процесс старения также влияют электромагнитная вибрация с удвоенной частотой сети, дифференциальные силы расширения из-за колебаний температуры после изменения нагрузки и силы удара, возникающие из-за электрической/механической асимметрии [65]. Неравномерное распределение температуры в двигателе также приведет к механическому разрушению из-за расширения. Сам производственный процесс может привести к повреждению или старению электромагнитной системы. Изоляция электрической обмотки должна быть достаточно прочной, чтобы выдерживать механическое воздействие при намотке и установке в двигатель. Таким образом, первоначальные механические напряжения часто очень велики по сравнению с последующим износом изоляции обмоток в процессе эксплуатации [65]. Повышение температуры может вызвать ряд негативных эффектов. Материал может быть по своей природе слабее при повышенных температурах, и отказ может произойти просто из-за плавления материала изоляции, причем в достаточно короткое время, необходимое для повышения температуры до точки плавления. С другой стороны, длительное повышение температуры может оказать негативное химическое воздействие на материал [53]. Термическое напряжение, вероятно, является наиболее известной причиной ухудшения изоляции обмоток и окончательного выхода из строя. Основными источниками термических напряжений в электрических машинах являются потери в меди, вихревые токи и потери на блуждающие нагрузки в медных проводниках, а также дополнительный нагрев за счет потерь в сердечнике [75]. Высокая температура вызывает химическую реакцию, которая делает материал изоляции обмотки хрупким. Другая проблема заключается в том, что из-за резкого увеличения температуры, медные проводники и медные стержни расширяются быстрее, чем материал изоляции обмотки, что вызывает нагрузку на изоляцию заземления [53]. Еще

одним существенным фактором, влияющим на старение изоляции обмоток, являются частичные разряды (ЧР). Частичные разряды представляют собой небольшие электрические искры, возникающие внутри пузырьков воздуха в изоляционном материале обмотки из-за неравномерного распределения электрического поля. Однажды начавшись, частичный разряд вызывает прогрессирующий износ изоляционных материалов, что в конечном итоге приводит к электрическому пробое. Данный эффект усугубляется тем, что изоляция обмотки двигателя испытывает более высокие напряжения при использовании инвертора, чем при прямом подключении к сети переменного тока (АС). Более высокие напряжения зависят от длины кабеля двигателя и вызваны взаимодействием быстро нарастающих импульсов напряжения привода и эффектов линии передачи в кабеле [184,85]. В дополнение к вышеупомянутому, к факторам, ускоряющим старение изоляции обмоток, также можно отнести разряды в расслаивающей изоляции, пазовые разряды, воздействие влаги, воздействие абразивных материалов, химическое разложение и радиацию [126]. Нарушение изоляции обмоток двигателя и генератора во время работы машины может привести к катастрофическому отказу машины, что приведет к дорогостоящему ремонту и простоя. Данные сбои в работе является серьезной проблемой как для производителя машины, так и для пользователя, поскольку это может привести к значительной потере доходов во время простоя, а также к затратам на ремонт или замену. В литературе [53,126] ЧР рассматривается как признак старения изоляции, которое начинается в пустотах, трещинах или включениях в твердом диэлектрике, на границе раздела проводник-диэлектрик в твердых или жидких диэлектриках, или в пузырьках внутри жидких диэлектриков [14]. Однажды начавшись, частичный разряд вызывает прогрессирующий износ изоляционных материалов, что в конечном итоге приводит к электрическому пробое. Когда происходит частичный разряд, событие может быть обнаружено как очень небольшое изменение тока, потребляемого тестируемым образцом. Токи частичного разряда трудно измерить из-за их малой величины и малой продолжительности [126]. Следовательно, ЧР в двигателе/генераторе до поломки не оказывает существенного влияния на энергосистему и их достаточно сложно обнаружить.

В литературе описано несколько методов контроля состояния и защиты двигателей и генераторов. Особенности этих методов зависит от типа применения, номинальной

мощности машин, расположения машин, стоимости самой машины и датчиков и т. д. [85,126]. Контролируя температуру обмоток статора двигателя большой мощности, можно определить, подвержена ли обмотка риску теплового износа. Это можно сделать либо с помощью встроенных термодатчиков, либо с помощью тепловизионных камер. Кроме того, увеличение температуры статора с течением времени при одних и тех же условиях эксплуатации (нагрузка, температура окружающей среды и напряжение) может свидетельствовать о неисправности системы охлаждения. Образование газообразного озона происходит в результате частичного разряда на катушке статора. Поверхностные частичные разряды являются причиной износа из-за дефектов покрытий пазов и лобовых частей обмотки, а также токопроводящих загрязнений. Контролируя концентрацию газообразного озона с течением времени, можно обнаружить механизмы отказа, приводящие к поверхностным частичным разрядам [186]. Таким образом, мониторинг озона не обнаруживает проблем на самых ранних стадиях неисправности, но может служить в комплексе диагностики. Мониторинг озона можно проводить периодически с помощью недорогих химических детекторов, которые выбрасываются после каждого использования, либо в случае непрерывного мониторинга озона можно использовать электронные детекторы.

Еще одним эффективным решением является онлайн-мониторинг частичного разряда, который предупреждает пользователя до катастрофического повреждения. Это можно сделать либо путем мониторинга дифференциального тока в линии, либо с помощью некоторых специальных датчиков, таких как антенны, высоковольтные конденсаторы на клеммах машины или радиочастотные (РЧ) трансформаторы тока на нейтрали машины или на заземлении. Эти датчики чувствительны к высокочастотным сигналам от ЧР, но нечувствительны к напряжению промышленной частоты и его гармоникам [126].

Одной из самых частых поломок синхронных двигателей является межвитковое замыкание в одной из катушек статора. Отказы статора в основном связаны с электрическими, механическими, тепловыми и экологическими нагрузками, действующими на статор. Наиболее известной причиной ухудшения изоляции обмоток и окончательного выхода из строя является тепловое напряжение. Диэлектрические, коронные, следящие и переходные напряжения являются некоторыми из электрических нагрузок, приводящих к межвитковым коротким замыканиям [178]. В случае

межвиткового замыкания в обмотке статора симметрия машины нарушается, что создает обратное вращающееся поле, которое уменьшает выходной крутящий момент и увеличивает потери на ампер основной частоты тока. Неисправности статора синхронных реактивных двигателей (СИНРД) в установившемся режиме работы изучались в [144]. Детальное моделирование неисправной машины было выполнено с использованием модифицированного подхода к функции обмотки (MWFA). Мониторинг тока статора при наличии таких КЗ показывает, что в линейном токе при межвитковом КЗ повышены нечетные тройные гармоники. Линейный ток неисправной фазы увеличивается еще больше, когда увеличивается количество закороченных витков. Увеличение 9-й гармоники, по-видимому, является хорошим признаком межвиткового замыкания. Межвитковые замыкания статора в явнополюсном синхронном двигателе можно обнаружить, анализируя ток возбуждения машины. Сообщается, что некоторые четные гармоники в токе возбуждения увеличиваются при межвитковых замыканиях статора. Из-за внутренней конструктивной асимметрии обмотки возбуждения некоторые из этих составляющих явно увеличиваются при межвитковом замыкании статора. Полученные данные помогают безошибочно обнаруживать неисправности, включающие несколько витков, несмотря на асимметрию питания и временные гармоники [144]. Для анализа внутренних замыканий фазы и замыканий на землю в обмотке статора существует математическая модель синхронной машины описанная в [161]. В этом методе используется прямое фазовое представление с использованием традиционного подхода со связанными цепями. Частотная характеристика тока статора выводится для обнаружения короткого замыкания в СДПМ [77]. Амплитуда составляющих боковой полосы на этих частотах используется для определения количества короткозамкнутых витков. С помощью показателя взаимной информации уточняется связь между выдвинутым критерием и количеством короткозамкнутых витков. Возникновение и количество короткозамкнутых витков прогнозируются с использованием опорных векторов (SVM) в качестве классификатора.

Теория двух реакций хорошо подходит для компьютерного моделирования синхронных машин. Однако при выводе dq-модели синхронной машины предполагается, что обмотки машины имеют синусоидальное распределение. Это означает, что все высшие пространственные гармоники, возникающие в случае внутренней неисправности в обмотках статора, больше не имеют характеристик

синусоидально распределенных обмоток. Неисправные обмотки будут создавать более сильные пространственные гармоники. Более того, симметрии между обмотками машины уже не будет. Поэтому обычная модель dq не подходит для анализа внутренних неисправностей. Межвитковые замыкания синхронной машины можно смоделировать на основе фактического расположения обмоток. Этот метод, известный как метод функции обмотки, рассчитывает индуктивность машины непосредственно из распределения обмотки машины. В этой модели учитываются пространственные гармоники, создаваемые обмотками машины [204]. Использование подхода функции обмотки для моделирования межвитковых замыканий в обмотках статора синхронных машин с постоянными магнитами описано в [38]. Метод конечных элементов с временным шагом (FEM) — еще один метод анализа для изучения синхронной машины с межвитковым замыканием. МКЭ используется для анализа внутренних неисправностей синхронной машины с постоянными магнитами поверхностного монтажа [202]. Он используется для изучения магнитного поля и определения параметров машины при различных неисправностях, а также влияния числа полюсов машины и количества неисправных витков на параметры машины.

### **1.1.3 Дефекты обмоток ротора**

Одним из видов высокоскоростных СДПМ, являются СДПМ со статором, состоящим из постоянных магнитов и ротора, содержащего обмотки. Ток к обмоткам подводится при помощи токосъемных колец. К основным неисправностям такого типа СДПМ относят межвитковое замыкание обмотки ротора. Его наличие может привести к серьезным проблемам, таким как высокий ток ротора, высокая температура обмотки, низкая выходная реактивная мощность, искаженная форма волны напряжения и механическая вибрация. Межвитковая неисправность обмотки ротора в основном вызвана плохими производственными или эксплуатационными условиями, такими как незакрепленная торцевая обмотка ротора, незакрепленный проставочный блок, плохая обрезка паяного соединения, деформация высокоскоростной обмотки ротора из-за центробежной силы, перегрева и плохой изоляции. Существует много исследований по диагностике межвитковых замыканий обмотки ротора. Один метод основан на косвенном измерении импеданса обмотки возбуждения ротора во время работы [164].

Этот метод полезен, когда количество закороченных витков является значительным. Некоторые методы основаны на обнаружении асимметрии потока, создаваемой закороченными витками [174]. Этот метод точен, но его нелегко реализовать, поскольку он требует извлечения ротора. Некоторые методы, основанные на прямом измерении магнитного потока воздушного зазора, могут быть применены к работающей машине [37]. Поток измеряется поисковой катушкой, установленной в воздушном зазоре. Нейросетевые модели машин можно использовать для обнаружения ошибок вращения ротора [28]. Этот метод требует обучающих данных посредством моделирования или эксперимента. Для моделирования необходима математическая модель машины. Экспериментальные обучающие данные можно получить с помощью машины, в которой витки ротора могут быть закорочены. В литературе также предлагается метод, основанный на бегущей волне [188]. Этот метод вместе с алгоритмом выделения признаков нейронной сети и обнаружения новизны используется для диагностики неисправностей короткозамкнутых обмоток в любых вращающихся машинах и другом оборудовании, содержащем симметричные обмотки. Поскольку на практике трудно найти неисправные образцы, эти образцы получают расчетным путем. С помощью этого метода можно определить степень неисправности, но нельзя определить ее местонахождение.

#### **1.1.4 Размагничивание в СДПМ**

По сравнению с другими типами двигателей переменного тока (АС) синхронные машины с постоянными магнитами становятся все более популярными в системах с высокоскоростной работой и точным управлением крутящим моментом. Явление размагничивания в основном связано с реакцией якоря, особенно в условиях высокого крутящего момента. Во время нормальной работы СДПМ обратное магнитное поле, создаваемое током статора, противодействует остаточной индукции постоянных магнитов. Когда это явление повторяется, постоянные магниты будут размагничиваться. Это размагничивание может быть по всему полюсу (полное размагничивание) или по части полюса (частичное размагничивание). Высокая температура также может размагнитить магнит. Короткое замыкание обмотки статора может частично размагнитить магнит поверхностного монтажа. Частичное размагничивание вызывает

гармоники магнитной силы, шум и механическую вибрацию, вызывая неуравновешенное магнитное притяжение в машине.

Влияние размагничивания на параметры двигателя, такие как зубчатый крутящий момент, пульсация крутящего момента, противо-ЭДС и кривая угла нагрузки, были подробно исследованы в литературе [165]. Для стационарного анализа в условиях размагничивания для частотного анализа используется быстрое преобразование Фурье (БПФ) тока статора. Методы частотно-временного анализа использовались для нестационарных условий. Эти методы, такие как кратковременное преобразование Фурье (STFT), непрерывное вейвлет-преобразование (CWT) и дискретное вейвлет-преобразование (DWT), требуют правильного выбора таких параметров, как размер окна и коэффициенты. Метод реконструкции поля (FRM) также можно использовать для обнаружения неисправности размагничивания в СДПМ. Потокосцепления фаз статора, которые рассчитываются с помощью FRM, также используются для контроля неисправностей [146].

### **1.1.5 Экцентриситет ротора**

Основные положения неисправности эксцентриситета в синхронном двигателе такие же, как и у асинхронного двигателя. Эксцентриситет воздушного зазора возникает при неравномерном расстоянии между статором и ротором. Неравномерный воздушный зазор вызывает изменение индуктивности, что приводит к неуравновешенному магнитному потоку внутри воздушного зазора. Это создает гармоники в линейном токе, которые можно идентифицировать по частотному спектру. Когда эксцентриситет становится значительным, результирующие неуравновешенные радиальные силы могут вызвать трение статора о ротор, что может привести к повреждению статора и ротора. В синхронном двигателе, как и в асинхронном двигателе, есть два типа эксцентриситета: статический и динамический.

В случае статического эксцентриситета ось вращения ротора идентична его симметричной оси, но изменяется относительно симметричной оси статора. Хотя распределение воздушного зазора вокруг ротора неравномерно, оно не зависит от времени. Степень статического эксцентриситета ( $\delta_{se}$ ) определяется следующим образом:

$$\delta_{se} = \frac{|O_s O_w|}{g_0} \quad (1.1)$$

где  $O_s$  – центр симметрии статора,  $O_w$  – центр вращения ротора,  $g_0$  – равномерная длина воздушного зазора.

На рисунке 1.3 изображена позиция статора и ротора при статическом эксцентриситете, где  $\alpha_s$  — начальный угол статического эксцентриситета, а вектор  $O_s O_w$  — вектор статического переноса.

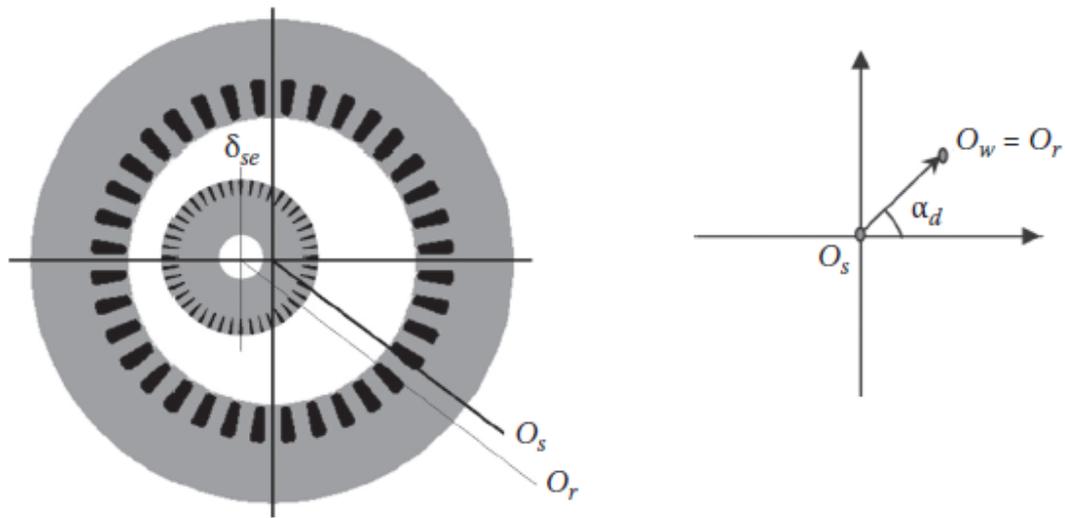


Рисунок 1.3 – Геометрическая конфигурация двигателя при статическом эксцентриситете

Этот вектор фиксирован для всех угловых положений ротора. Причинами увеличения эксцентриситета являются неверное положение сердечника статора из-за крепления двигателя, неверная ориентация центров статора и ротора при первичном ТО. Изменение во времени неисправного двигателя при статическом эксцентриситете 10 % показано на рисунке 1.4.

Отчетливо видно искажение профилей токов статора из-за статического эксцентриситета. Для примера рассмотрим изменение во времени профиля крутящего момента в неисправном АД со статическим эксцентриситетом 10 %, приведённое на рисунке 1.5.

Сравнение исправных и неисправных случаев показывает, что пульсации крутящего момента значительно возрастают в АД при статическом эксцентриситете. Что полностью распространяется и на СДПМ, причем с увеличением степени влияния.

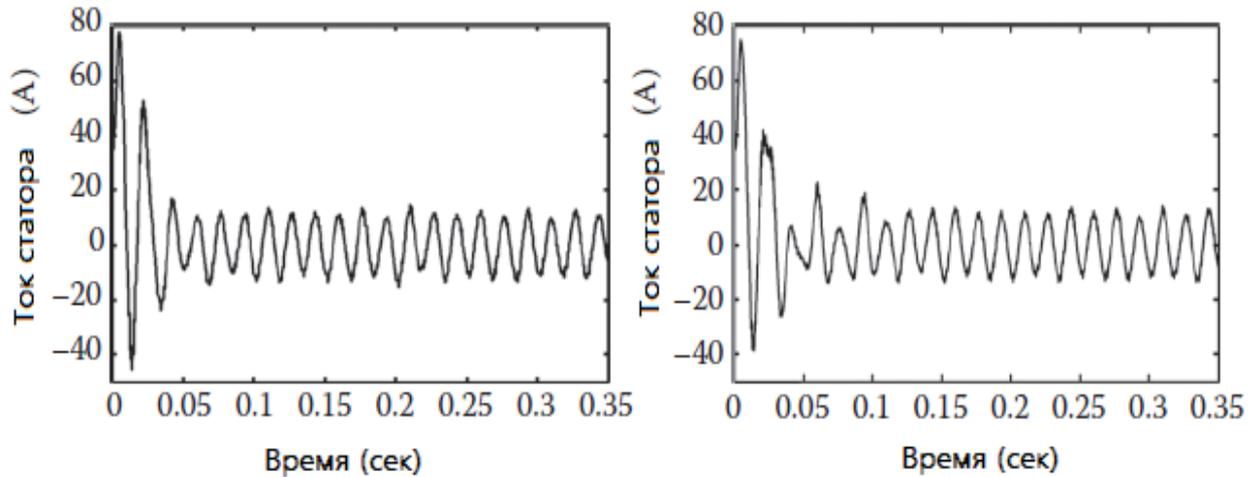


Рисунок 1.4 - Изменение во времени тока статора двигателя с полной нагрузкой: (слева) в рабочем состоянии, (справа) при динамическом эксцентриситете менее 10%

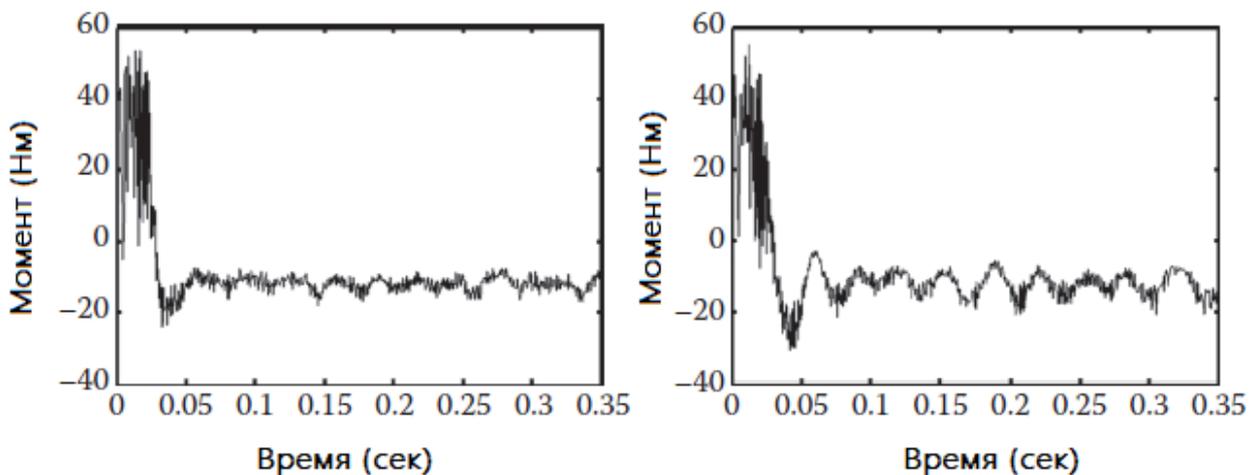


Рисунок 1.5 - Изменение во времени развиваемого крутящего момента асинхронного двигателя с полной нагрузкой: (слева) в рабочем состоянии, (справа) при динамическом эксцентриситете менее 40%.

Для динамического эксцентриситета минимальная длина воздушного зазора зависит от углового положения ротора, и он вращается вокруг ротора. Это может быть связано с несоосностью или искривлением оси ротора. Однако статический эксцентриситет создает асимметричное магнитное притяжение, что приводит к динамическому эксцентриситету. При этом эксцентриситете ось симметрии статора и ось вращения ротора совпадают, но ось симметрии ротора смещена. В этом случае

воздушный зазор вокруг ротора неоднороден и изменяется во времени. Степень динамического эксцентриситета ( $\delta_{de}$ ) определяется следующим образом:

$$\delta_{de} = \frac{|O_w O_r|}{g_0} \quad (1.2)$$

где  $O_r$  – центр симметрии статора,  $O_w O_r$  – вектор динамической передачи. Этот вектор фиксирован для всех угловых положений ротора, но его угол меняется.

В действительности, как статические, так и динамические эксцентриситеты имеют тенденцию сосуществовать. Причиной эксцентриситета воздушного зазора могут быть неправильный монтаж, некруглая форма сердечника статора, ослабленный или отсутствующий болт, изогнутый вал ротора или несоосность, износ подшипников и дисбаланс ротора. В литературе были предложены различные методы диагностики неисправностей по эксцентриситету синхронных машин. Подход модифицированной функции обмотки (MWFA), учитывающий все пространственные гармоники, и метод FE использовались для моделирования явнополюсных синхронных машин. Эти модели показывают влияние динамического эксцентриситета воздушного зазора на работу явнополюсной синхронной машины [193].

Был также предложен метод обнаружения статического эксцентриситета (SE), динамического эксцентриситета (DE) и смешанного эксцентриситета (ME) в трехфазных СДПМ [80]. Номинальный индекс представляет собой амплитуду составляющих боковой полосы с определенной частотной характеристикой в спектре тока статора. Возникновение, а также тип и процент эксцентриситета можно определить с помощью этого индекса. После определения корреляции между индексом и SE и DE тип эксцентриситета определяется классификатором k-ближайших соседей. Затем с помощью трехслойной искусственной нейронной сети оценивается степень эксцентриситета и его тип [124]. Разработан новый метод оценки потока, который не требует измерения положения или скорости ротора.

## 1.2 Диагностика СДПМ

В современной технике применяется большое количество различных видов диагностики электроприводов. В большинстве случаев диагностику электроприводов разделяют на два вида: тестовый и функциональный. Тестовая диагностика

подразумевает вывод привода из эксплуатации, с возможным частичным или полным разбором, что, по сути, представляет собой капитальный ремонт привода. При этом практически невозможно диагностировать привод в реальном рабочем режиме и отделить неисправности присущие именно рабочему режиму в конкретной конфигурации привод – исполнительный механизм.

В свою очередь функциональная диагностика имеет преимуществом возможность выполнять диагностику «на ходу», определить отклонения от номинальных характеристик, с возможностью прогнозирования остаточного ресурса. Выделяют несколько видов функциональной диагностики электроприводов, такие как: вибрационная, тепловизионная, поиск частичных разрядов, изучение спектра потребляемого тока. Последний тип обобщенно называют токовой диагностикой [26,20].

Непрерывный или дискретный мониторинг вибраций и температуры требует установки дополнительных датчиков и преобразователей на двигатель, либо необходимости встраивания данных датчиков уже на этапе производства. Для двигателей малой и средней мощности такой подход экономически не выгоден, особенно учитывая количество данных приводов и, следовательно, количество датчиков, линий, преобразователей и регистраторов параметров. В большинстве случаев на машинах малой и средней мощности для механической диагностики применяют переносное оборудование, что частично решает проблему избирательной функциональной диагностики. Тем не менее, даже при использовании переносного оборудования возникает ряд проблем. Зачастую доступ к двигателю затруднён или в принципе не возможен без частичного разбора всего привода.

Также, существенным моментом является тот факт, что вибрационная, температурная, акустическая диагностики практически не дают информации о состоянии электромагнитной системы. Альтернативой выступает диагностика на основе контроля линейного тока, который позволяет проводить функциональную диагностику в доступном для установки диагностического оборудования месте, также позволяет выявить большой спектр неисправностей, по сути, перекрывающий и дополняющий все существующие методы функциональной диагностики [98].

## 1.2.1 Диагностика методом конечных элементов

### 1.2.1.1 Общий подход к решению задач методом конечных элементов

Многие физические явления в технике и науке можно описать с помощью дифференциальных уравнений в частных производных. В общем, решение этих уравнений классическими аналитическими методами для произвольных форм почти невозможно. Метод конечных элементов (МКЭ) представляет собой численный подход, с помощью которого эти уравнения могут быть решены приблизительно. С инженерной точки зрения МКЭ — это метод решения инженерных задачи, таких как анализ напряжений, теплопередача, поток жидкости и электромагнетизм с помощью компьютерного моделирования. Данный метод находит широкое применение в программах моделирования различных явлений и процессов, в частности, моделирования магнитного поля. Рассмотрим особенности применения МКЭ для анализа магнитных цепей.

При применении МКЭ для магнитных цепей необходимо обратиться к некоторым предельным случаям уравнений Максвелла. Одним из методов решения проблем магнетизма является анализ на низких частотах, при этом токи смещения можно игнорировать. Как таковые токи смещения анализируются в магнитных цепях только на радиочастотах. Тем же способом анализируются задачи электростатики, в которых учитывают только электрическое поле, отбрасывая магнитные эффекты.

В задачах магнитостатики поля не зависят от времени. В этом случае напряжённость ( $H$ ) и индукция магнитного поля ( $B$ ) соответствуют:

$$\nabla \times H = J \quad (1.3)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (1.4)$$

При условии наличия основополагающего отношения между  $B$  и  $H$  для каждого материала:

$$B = \mu H \quad (1.5)$$

Если материал нелинейный (например, насыщающее железо или альнико-магниты), проницаемость  $\mu$  фактически равна:

$$\mu = \frac{B}{H(B)} \quad (1.6)$$

МКЭ в магнетизме направлен на поиск поля, удовлетворяющего условиям (1.3 – 1.5), с помощью приближения вектора магнитного потенциала. Плотность потока записывается в терминах векторного потенциала,  $A$ , как:

$$B = \nabla \times A \quad (1.7)$$

Т.к. такое определение  $B$  всегда удовлетворяет (1.4), то (1.3) можно переписать как:

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu(B)} \nabla \times A \right) = J \quad (1.8)$$

Для линейного изотропного материала (и в предположении кулоновской калибровки  $\nabla \cdot A = 0$ ) уравнение (1.8) сводится:

$$-\frac{1}{\mu} \nabla^2 A = J \quad (1.9)$$

Результат применения МКЭ удовлетворяет правилу (1.8), следовательно, задачи магнитостатики с нелинейной зависимостью  $B$ - $H$ , могут быть успешно решены.

В общем трехмерном случае  $A$  — это вектор с тремя компонентами. Однако в двумерном плоском и в осесимметричных случаях, одна или две из этих трех составляющих равны нулю. Преимущество использования формулировки векторного потенциала состоит в том, что все условия, которые должны быть выполнены, объединены в одно уравнение. Если  $A$  найден,  $B$  и  $H$  могут быть выведены с помощью дифференцирования  $A$  [167, 32].

### 1.2.1.2 Временные гармоники в магнитостатических задачах

Если магнитное поле изменяется во времени, в материалах с ненулевой проводимостью могут возникать вихревые токи. Следовательно, необходимо учесть несколько других уравнений Максвелла, относящихся к распределению электрического поля. Обозначая напряженность электрического поля как  $E$ , а плотность тока как  $J$ , эти параметры образуют отношения:

$$J = \sigma E \quad (1.10)$$

Индукцированное электрическое поле подчиняется уравнению:

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (1.11)$$

Переходя к векторной потенциальной форме  $B$ , получим:

$$\nabla \times E = -\nabla \times \dot{A} \quad (1.12)$$

В случае двумерных задач, можно проинтегрировать:

$$E = -\dot{A} - \nabla U \quad (1.13)$$

Применяя соотношение (1.10), получаем:

$$J = -\sigma \dot{A} - \sigma \nabla U \quad (1.13)$$

Подстановка в (1.8) дает уравнение в частных производных:

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu(B)} \nabla \times A \right) = -\sigma \dot{A} + J_{src} - \sigma \nabla U \quad (1.14)$$

где  $J_{src}$  представляет собой приложенные источники токов. Член  $\nabla U$  представляет собой дополнительный градиент напряжения, который в двумерных задачах является постоянным по всему проводящему телу. Данный градиент напряжения можно использовать применительно к МКЭ в некоторых задачах с гармониками, чтобы наложить ограничения на ток, переносимый проводящими областями.

В программах применяющих МКЭ уравнение (1.15) рассматривается для случая, когда поле колеблется с одной фиксированной частотой. В этом случае преобразование вектора дает уравнение стационарного состояния, которое решается для амплитуды и фазы  $A$ . Это преобразование имеет вид:

$$A = Re[\alpha(\cos \omega t + j \sin \omega t)] = Re[\alpha e^{j\omega t}] \quad (1.16)$$

где  $a$  - комплексное число. Подстановка в (1.15) и деление комплексного экспоненциального члена дает уравнение, которое в МКЭ необходимо решить для гармонических магнитных задач:

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu_{eff}(B)} \nabla \times A \right) = -j\omega \sigma a + \hat{J}_{src} - \sigma \nabla U \quad (1.17)$$

где составляющая  $\hat{J}_{src}$  представляет собой векторное преобразование применяемых источников тока.

Строго говоря, проницаемость  $\mu$  должна быть постоянной для гармонических задач. Однако МКЭ сохраняет нелинейную зависимость в гармонической формулировке, позволяя программе аппроксимировать влияние насыщения на фазу и амплитуду основной гармоники распределения поля. Форма кривой ВН не совсем такая, как в случае постоянного тока. Вместо этого выбирается «эффективная проницаемость»  $\mu_{eff}$ , чтобы описать амплитуду основной составляющей волны при синусоидальном возбуждении.

МКЭ также позволяет учитывать комплексную и частотно-зависимую проницаемость в задачах временных гармоник. Эти функции позволяют программе моделировать материалы с тонкими слоями и приблизительно моделировать эффекты гистерезиса [46,187,172].

### 1.2.1.3 Задачи электростатики при диагностике МКЭ

Электростатические задачи рассматривают поведение напряженности электрического поля  $E$  и плотности потока энергии (электрического потока) (или электрическое смещение),  $D$ . Эти величины должны подчиняться двум условиям.

Первое условие - это дифференциальная форма закона Гаусса, который гласит, что поток из любого замкнутого объема равен заряду, содержащемуся в объеме:

$$\nabla \cdot D = \rho \quad (1.18)$$

где  $\rho$  представляет собой плотность заряда.

Второе - это дифференциальная форма петлевого закона Ампера:

$$\nabla \times E = 0 \quad (1.19)$$

Смещение и напряженность поля также связаны друг с другом конститутивным соотношением:

$$D = \varepsilon E \quad (1.20)$$

где  $\varepsilon$  - электрическая проницаемость.

Хотя некоторые проблемы электростатики могут иметь нелинейную конститутивную связь между  $D$  и  $E$ , для упрощения анализа рассматриваются только линейные задачи.

Чтобы упростить вычисление полей, удовлетворяющих этим условиям, используется электрический скалярный потенциал  $U$ , определяемый его отношением к  $E$  как:

$$E = -\nabla U \quad (1.21)$$

Т.к. векторное тождество  $\tilde{N} \times \tilde{N}u = 0$  верно для любого скаляра  $u$ , петлевой закон Ампера также выполняется.

Подстановка в закон Гаусса и применение определяющего соотношения дает уравнение в частных производных второго порядка:

$$-\varepsilon \nabla^2 U = \rho \quad (1.22)$$

который применяется к областям однородного  $\varepsilon$ .

Данное уравнение можно решить для напряжения  $U$  в определяемой пользователем условиями, такими как: области, источники и граничные условия [167,32,46,187,172,74,39].

### 1.2.1.4 Решение задач протекания электрического тока с помощью МКЭ

Задачи протекания тока, решаемые с помощью МКЭ, по существу являются квазиэлектростатическими задачами, в которых членами магнитного поля в уравнениях Максвелла можно пренебречь, но в которых члены тока смещения (которыми пренебрегают в задачах магнитостатики и вихревых токов) имеют значение.

Снова повторяя уравнения Максвелла, электрическое и магнитное поля должны подчиняться:

$$\nabla \times H = J + \dot{D} \quad (1.23)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (1.24)$$

$$\nabla \times E = -\dot{B} \quad (1.25)$$

$$\nabla \cdot D = \rho \quad (1.26)$$

при соблюдении определяющих соотношений:

$$J = \sigma E \quad (1.27)$$

$$D = \varepsilon E \quad (1.28)$$

Из условия расходимости (дивергенции) (1.23) можно получить:

$$\nabla \cdot (\nabla \times H) = \nabla \cdot J + \nabla \cdot \dot{D} \quad (1.29)$$

Применяя стандартное векторное тождество, левая часть уравнения равна нулю, что приводит к:

$$\nabla \cdot J + \nabla \cdot \dot{D} = 0 \quad (1.30)$$

Как и раньше, мы можем предположить наличие электрического потенциала  $U$ , который связан с напряженностью поля  $E$  следующим образом:

$$E = -\nabla U \quad (1.31)$$

Поскольку предполагается, что плотность потока  $B$  пренебрежимо мала, при таком выборе потенциала удовлетворяются условия (1.24) и (1.25).

Если снова предполагается преобразование вектора, в котором дифференцирование по времени заменяется умножением на  $j\omega$ , определение напряжения можно подставить в (1.30), чтобы получить:

$$-\nabla \cdot ((\sigma + j\omega\varepsilon)\nabla U) = 0 \quad (1.32)$$

Если предположить, что свойства материала являются кусочно-непрерывными, все можно немного упростить:

$$-(\sigma + j\omega\varepsilon)\nabla^2 U = 0 \quad (1.33)$$

МКЭ решает (1.31) для анализа задач протекания тока. Уравнение (1.33) также применимо для решения задач протекания постоянного тока. При нулевой частоте член, связанный с диэлектрической проницаемостью, исчезает, оставляя:

$$-\sigma\nabla^2 U = 0 \quad (1.34)$$

Просто задавая нулевую частоту, эта формулировка последовательно решает проблемы протекания постоянного тока [167,32,46,187,172,74,39].

### **1.2.1.5 Граничные условия электро- и магнитостатики в электрических машинах**

Граничные условия для магнитных и электростатических задач бывают пяти разновидностей:

- **Условие Дирихле.** В этом типе граничных условий значение потенциала  $A$  или  $U$  явно определяется на границе, например  $A = 0$ . Наиболее распространенное использование граничных условий типа Дирихле в магнитных задачах - определение  $A = 0$  вдоль границы, чтобы магнитный поток не пересекал границу. В электростатических задачах условия Дирихле используются для фиксации напряжения на поверхности в проблемной области.

- **Условие Неймана.** Это граничное условие задает нормальную производную потенциала вдоль границы. В магнитных задачах однородное граничное условие Неймана,  $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$  определяется вдоль границы, чтобы заставить поток проходить границу точно под углом  $90^\circ$  к границе. Такое граничное условие соответствует границе раздела с очень проницаемым металлом.

- Условие Робина. Граничное условие Робина представляет собой своего рода смесь между Дирихле и Нейманом, предписывающую взаимосвязь между значением  $A$  и его нормальной производной на границе. Пример этого граничного условия:

$$\frac{\partial A}{\partial n} + cA = 0 \quad (1.35)$$

Это граничное условие чаще всего используется в МКЭ для определения «граничных условий импеданса», которые позволяют ограниченной области имитировать поведение неограниченной области. В контексте задач теплового потока это граничное условие можно интерпретировать как граничное условие конвекции. В задачах теплового потока граничные условия излучения линеаризуются относительно решения с последней итерации. Линеаризованная форма граничного условия излучения также является граничным условием Робена.

- Условие периодические. Периодические граничные условия соединяют две границы вместе. В этом типе граничных условий граничные значения в соответствующих точках двух границ устанавливаются равными друг другу.

- Условие аperiodические. Аperiodическое граничное условие также объединяет две границы. Однако граничные значения делаются равными по величине, но противоположного знака.

Если никакие граничные условия не определены явно, каждая граница по умолчанию соответствует однородному граничному условию Неймана. Однако где-то должно быть определено непроизводное граничное условие (или потенциал должен быть определен в одной опорной точке в области), чтобы задача имела единственное решение [86].

Для осесимметричных магнитных задач  $A = 0$  применяется на линии  $r = 0$ . В этом случае допустимое решение может быть получено без явного определения каких-либо граничных условий, если часть границы задачи лежит вдоль линии  $r = 0$ . Однако это не относится к электростатическим задачам.

Для электростатических задач допустимо иметь решение с ненулевым потенциалом вдоль линии  $r = 0$ .

### **1.2.1.6 Конечно-элементный подход при диагностике МКЭ**

Хотя интересующие нас дифференциальные уравнения кажутся относительно компактными, обычно очень трудно получить решения в замкнутой форме для всех геометрий, кроме простейших. Именно здесь на помощь приходит анализ методом конечных элементов. Идея конечных элементов состоит в том, чтобы разбить проблему на большое количество областей, каждая из которых имеет простую геометрию (например, треугольники). В этих областях «истинное» решение для желаемого потенциала аппроксимируется очень простой функцией. Если используются достаточно маленькие области, приближенный потенциал близко соответствует точному решению.

Преимущество деления предметной области на несколько мелких элементов состоит в том, что проблема превращается из небольшой, но трудной для решения проблемы в большую, но относительно легко решаемую. В процессе дискретизации формируется задача линейной алгебры, возможно, с десятками тысяч неизвестных. Однако существуют алгоритмы, которые позволяют решить полученную задачу линейной алгебры, как правило, за короткий промежуток времени.

В частности, МКЭ дискретизирует проблемную область, используя треугольные элементы. По каждому элементу решение аппроксимируется линейной интерполяцией значений потенциала в трех вершинах треугольника. Задача линейной алгебры формируется путем минимизации меры погрешности между точным дифференциальным уравнением и приближенным дифференциальным уравнением, записанным в терминах линейных пробных функций. Результатом численного моделирования полей в электрофизических устройствах обычно является получение подробной карты поля, которая является основой для дальнейшей обработки результатов расчетов и, следовательно, для выявления индивидуальных характеристик поля в конкретных областях, что также является основой для диагностики.

### **1.2.1.7 МКЭ как метод диагностики синхронных двигателей**

В основе любого надежного метода диагностики неисправностей электрических машин лежит точный анализ их работы в различных условиях. Моделирование

неисправных машин является первым шагом этой процедуры и оказывает значительное влияние на точность результатов. Признаки, которые используются для обнаружения неисправностей, извлекаются из обработанных сигналов, моделируемых на этом этапе. Подходы к моделированию, игнорирующие важнейшие характеристики машин, не могут быть использованы для моделирования неисправных машин. Двумерный (2-D) и трехмерный (3-D) метод конечных элементов (МКЭ) в качестве симулятора используется для моделирования неисправных машин в различных случаях. В этом методе учитывается пространственное распределение обмоток статора, неравномерность воздушного зазора из-за пазов статора и ротора, характеристики нелинейности материалов сердечника статора и ротора, скин-эффекты, перекося стержней ротора, концевые эффекты обмоток статора и учитываются вихревые токи. Хотя все вышеупомянутые характеристики учитываются в 3-D МКЭ, некоторые из этих характеристик, такие как перекося стержней ротора и краевые эффекты обмоток статора, не учитываются в 2-D МКЭ. Кроме того, расчетный крутящий момент с использованием 2-D МКЭ представляет собой крутящий момент на длину, который следует умножить на толщину двигателя. В этих подходах к моделированию определяется распределение поля внутри машин. Затем рассчитываются другие параметры и переменные электрических машин, такие как индуктивности, токи, электродвижущая сила (ЭДС), развиваемый крутящий момент и скорость машин. Заметно, что симметричные характеристики машин могут быть использованы для моделирования четверти или половины объема машины, вместо моделирования всей машины. Однако это упрощение нельзя использовать в случае неисправных машин.

В зависимости от питания машины МКЭ подразделяются на питаемые током и напряжением. В подходе с питанием током к катушкам прикладывается эквивалентная плотность тока, а затем вычисляются векторный потенциал и плотность потока в любой области машины. Очевидно, что этот метод нельзя использовать для вычисления токов статора как наиболее часто используемых сигналов для обработки и выделения признаков, потому что в этом методе предполагается, что токи статора являются известными функциями их эквивалентных плотностей тока.

Для решения этой проблемы в источнике [78] было предложено пространство связанных состояний конечных элементов с временным шагом (TSFEM-SS). В этом методе индуктивности машин рассчитываются с использованием МКЭ с током, далее

результатирующие индуктивности используются в уравнениях пространства состояний для определения других переменных и параметров. В большинстве случаев для расчета машинных сигналов используется метод конечных элементов с временным шагом с подачей напряжения (TSFEM). В этом методе область КЭ связана с электрическими цепями и механическими нагрузками. Моделирование неисправных двигателей с использованием FEM состоит из четырех основных частей. Это геометрическое моделирование, моделирование обмотки, механическое соединение и моделирование неисправностей. Рассмотрим диагностику неисправностей при помощи МКЭ на примере статического эксцентриситета.

Ошибка эксцентриситета статора и ротора в основном связана с механическими причинами. При этой неисправности ось симметрии статора, ось симметрии ротора и ось вращения ротора смещены относительно друг друга. Это смещение симметричных осей можно разделить на статический, динамический и смешанный эксцентриситет. При статическом эксцентриситете оси вращения ротора совпадают с его осями симметрии, но смещаются относительно осей симметрии статора. В таком случае распределение воздушного зазора вокруг ротора теряет свою равномерность, но не зависит от времени [81]. На рисунке 1.6 приведен метод поиска статического эксцентриситета.

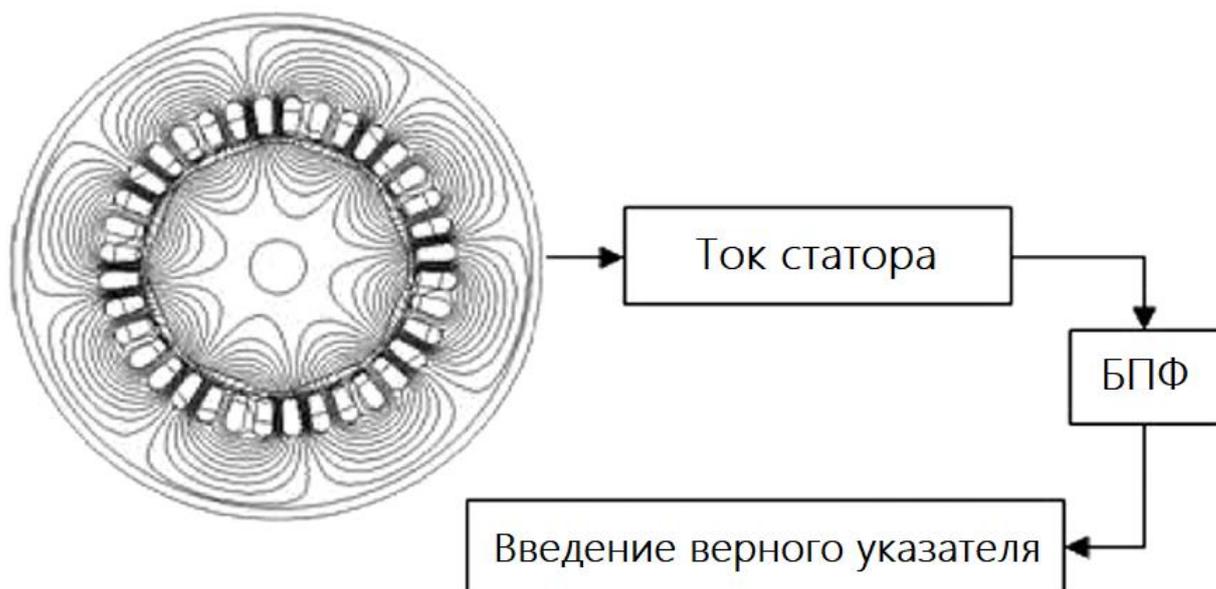


Рисунок 1.6 – Метод поиска статического эксцентриситета

Ядром метода диагностики неисправности является метод конечных элементов с временным шагом (TSFE), который используется для обработки предлагаемых сигналов. На область КЭ подаются трехфазные синусоидальные напряжения, известные входным значениям. Уравнения переходного процесса внешней цепи, отображающие электрические источники и элементы цепи, объединяются с уравнениями поля в МКЭ и уравнениями механики из-за вращения ротора, а фазный ток статора оценивается как неизвестная переменная.

Уравнение, связывающее уравнения КЭ, выражающие электромагнитное поле машины, с уравнениями электрической цепи, имеет следующий вид:

$$[K \ C] \cdot \begin{bmatrix} A \\ i \end{bmatrix} + [Q \ R] \cdot \begin{bmatrix} \frac{\partial A}{\partial t} \\ \frac{\partial i}{\partial t} \end{bmatrix} = [P] \quad (1.36)$$

где  $[A]$  и  $[i]$  вектор магнитного потенциала и ток, которые необходимо определить;  $[K]$ ,  $[Q]$ ,  $[C]$ ,  $[R]$  матрицы коэффициентов;  $[P]$  вектор, связанный с входным напряжением.

МКЭ может рассчитать распределение магнитного поля внутри двигателя по геометрическим размерам и магнитным параметрам двигателя. Другие параметры двигателя, такие как форма волны индуцированного напряжения, различные индуктивности обмоток, ток, крутящий момент и скорость, могут быть определены по распределению магнитного поля. Поскольку магнитное поле воздушного зазора неисправного двигателя асимметрично, ток, крутящий момент и скорость двигателя также несимметричны. Эти асимметрии создают много гармоник в поле, токе и крутящем моменте двигателя. Частотная характеристика, вводимая в ток статора, может быть критериальной функцией для неинвазивной диагностики неисправности. Далее, с получаемому при помощи МКЭ сигналу, применяют стандартные методы анализа сигналов для поиска неисправностей.

Перед математическим анализом сигнала необходимо осуществить его выборку и преобразование аналогового сигнала в цифровой сигнал. Отмечено, что большая частота дискретизации делает выборки близкими к реальному сигналу. В таком случае объем данных будет больше, и в результате потребуется больше усилий для обработки. Поэтому в соответствии с законом Найквиста для дискретизации частота дискретизации должна как минимум вдвое превышать максимально доступную частоту. Поскольку

частотные составляющие реальных сигналов распределены и, как правило, максимальные частотные составляющие неизвестны, а также часто предлагается ограниченный спектр сигнала, для представления свертки или подобию используется фильтр нижних частот с частотой среза, равной  $f_{cut}$ , который используется на входе и определяется исходя из предлагаемых частот на входном сигнале. Поскольку неисправность диагностируется с помощью спектрального анализа с боковыми составляющими вокруг основной гармоники, максимальная требуемая частота составляет около 150 Гц, а на основании закона Найквиста частота дискретизации выбрана равной 1000 Гц. При этом сигнал статора рассматривается в течение 4 секунд, что позволяет анализировать сигналы с минимальной частотой 0,25 Гц.

На рисунке 1.7 показан частотный спектр тока статора для исправного двигателя с постоянными магнитами и при статическом эксцентриситете 10 % и 30 %. Сравнение этих графиков показывают, что статический эксцентриситет 10% приводит к боковым компонентам (SBC) со значительными амплитудами в токе статора с частотами 12,5 Гц, 37,5 Гц, 62,5 Гц, 87,5 Гц, 112,5 Гц и 137,5 Гц. Амплитуда SBC на частоте 37,5 Гц увеличивается с 88 дБ в исправном двигателе до 64 дБ в неисправном двигателе, а на частоте 62,5 Гц - со 108 дБ до 62,5 дБ.

Это значительное увеличение SBC является показателем для диагностики неисправности статического эксцентриситета. На рисунке 1.7 (б) показано, что амплитуда SBC на частотах 37,5 Гц и 62,5 Гц снова увеличивается. Сравнение рисунков 1.7 (б) и (в) показывает, что увеличение статического эксцентриситета на 20% приводит к увеличению амплитуды SBC при 37,5 Гц до 54 дБ и 62,5 Гц до 58 дБ. Амплитуды SBC на частотах 37,5 Гц и 62,5 Гц являются подходящим показателем для диагностики неисправности и определения ее точной степени [78].

Следующим этапом применяются методы анализа частотных составляющих, такие как анализ Фурье, вейвлет-преобразование, корреляционный анализ и другие. В общем случае анализ неисправностей СДПМ методом конечных элементов, является адекватным методом диагностики электроприводов, характеристики и конструкция которых заранее известны. Такой вариант может реализовываться либо с изначально разобранным приводом, либо при выполнении планового технического обслуживания с выводом привода из эксплуатации и полной его разборкой.

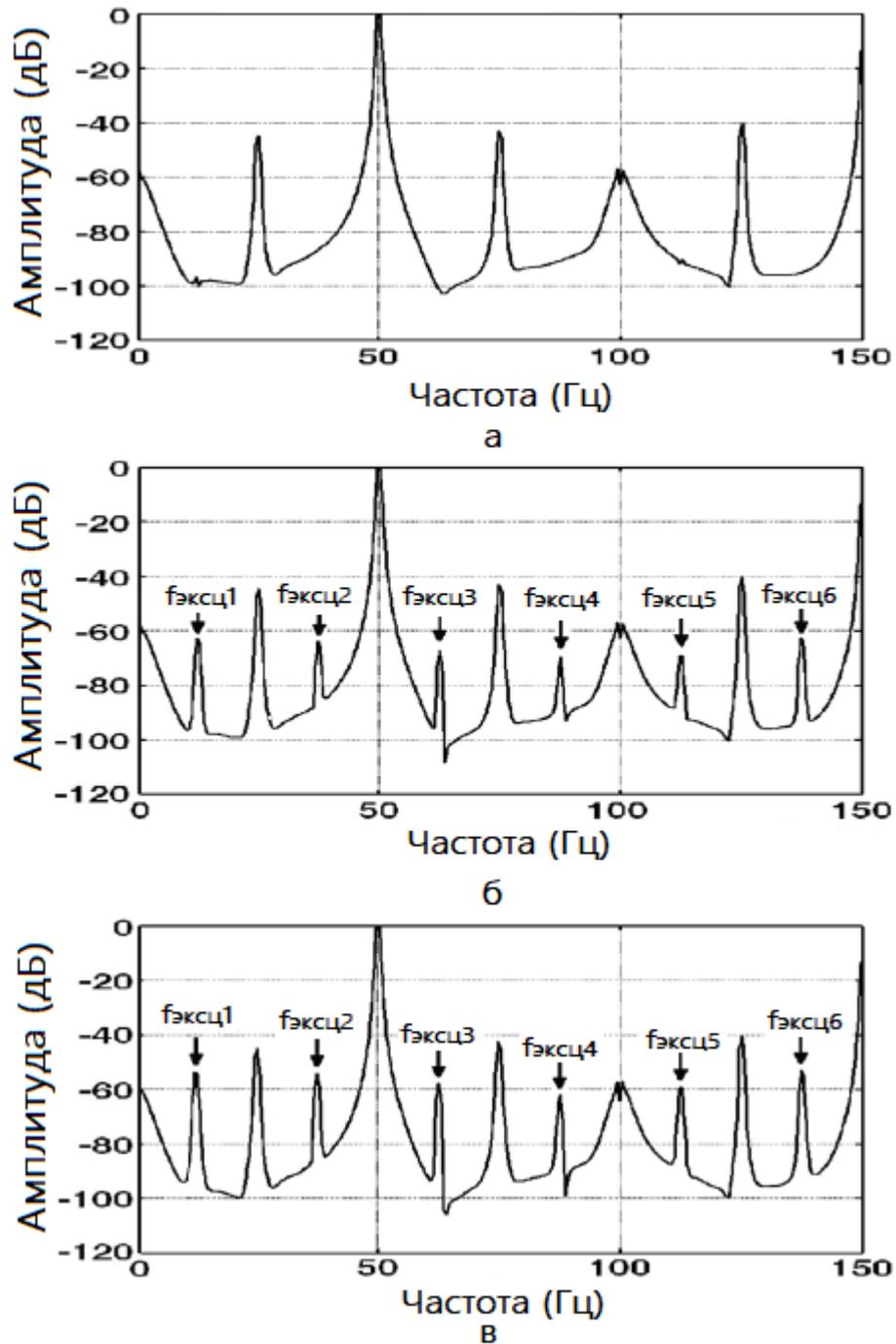


Рисунок 1.7 - Нормированные графики спектров линейного тока двигателя с постоянными магнитами: а – исправный, (б) 10 % и (в) 30 % статического эксцентриситета

Тогда появляется возможность снять все геометрические характеристики, измерить и оценить коэрцитивную силу постоянных магнитов, смоделировать всю геометрию проводников и статора и таким образом построить адекватную модель реального СДПМ.

Далее на основе модели появляется возможность провести анализ, при этом необходимо изначально предположить, какие неисправности могут возникать, собрать все статистические данные по данным типам неисправностей и осуществлять наблюдение за характеристиками сигнала с реального двигателя, для обнаружения сигнатур и спектральных составляющих, характерных для данных дефектов.

Следует отметить, что данный способ практически не применим для СДПМ, конструкция которых заранее неизвестна, что вносит существенные ограничения на применимость данного метода диагностики.

### **1.2.2 Диагностика методом эквивалентной магнитной цепи**

Одним из подходов к диагностике СДПМ, является диагностика путем моделирования двигателя методом эквивалентной магнитной цепи. Данный метод точно учитывает воздействие зубьев статора, ярма ротора и распределения обмотки статора и в целом описывает всю электромагнитную систему. Учитывая, что такие неисправности как межвитковые замыкания, повреждения статора и магнитной системы оказывают очевидное влияние на индуктивность, то метод эквивалентной магнитной цепи превосходит некоторые другие аналитические методы диагностики, такие как функция намотки. Кроме межвитковых замыканий, встречаются замыкания катушек, фаз, обмотка-земля и другие. Рассмотрим применение метода эквивалентной магнитной цепи на основе диагностики межвитковых замыканий СДПМ, на долю которых приходится не менее 21% всех неисправностей СДПМ [49,44].

Причинами подобных замыканий, как правило, выступают ослабление сердечника, недостатки технологического процесса производства, неверное укладывание витков, перегрев, превышение допустимого тока и др. В результате таких замыканий может происходить превышение допустимого тока, напряжённость магнитного поля превысит пределы коэрцитивной силы постоянного магнита, что может привести к размагничиванию магнита, что является серьезной неисправностью, с необходимостью вывода СДПМ из эксплуатации и ремонта. Следовательно, обнаружить данный тип неисправности необходимо как можно раньше, т.к. межвитковое замыкание более критично для СДПМ, чем для других типов электродвигателей [77]. Причиной большего воздействия межвиткового замыкания на СДПМ является вращающиеся постоянные

магниты в роторе, которые невозможно отключить. В результате, от замкнутого витка создается встречное магнитное поле, которое может превысить коэрцитивную силу постоянного магнита, что приведет к его размагничиванию [91,118]. Также следует отметить, что и степень отрицательного влияния на двигатель варьируется от количества витков, оказавшихся в замкнутом контуре [64]. В виду практической невозможности измерять ток внутри катушки, защитить СДПМ от данной неисправности и её последствий очень сложно.

В методе эквивалентной цепи предлагается проводить диагностику путем моделирования исправного и неисправного СДПМ и в дальнейшем, сравнивая данные моделирования с практическими измерениями, делать выводы о степени работоспособности привода. Моделирование может быть выполнено с использованием различных аналитических и численных методов. Аналитический метод представляет собой метод, ориентированный на схемы, и для моделирования машины используются линеаризованные параметры, описывающие магнитные характеристики машины. Численный метод, такой как метод конечных элементов, может напрямую анализировать электромагнитное поведение внутри машины на основе ее геометрии и характеристик различных используемых материалов. Метод эквивалентной магнитной цепи (МЭМЦ) является распространенным методом моделирования.

МЭМЦ может включать дискретное распределение обмоток, пазы статора и другие параметры, т.к. он основан на анализе поля, что в том числе позволяет верно оценивать мгновенные параметры, учитывать значения, зависящие от времени и положения ротора. В отличие от метода конечных элементов, МЭМЦ проводит вычисления значительно быстрее. Существует четыре набора уравнений для моделирования СДПМ с использованием МЭМЦ. Эти уравнения включают уравнения магнитной цепи, уравнения обмоток, электрические уравнения и механические уравнения, о которых далее пойдет речь.

Моделирование магнитных цепей основывается на разделении цепи на независимые и зависимые источники, а также линейные и нелинейные сопротивления. По сути, метод представляет собой вариацию метода контурных токов и узловых потенциалов, только в данном случае используются магнитные потоки в ветвях и напряженности поля в узлах. Для примера будем использовать узловый метод решения

уравнений, т.к. он проще и не учитывает бесконечное сопротивление воздушного зазора [64].

На рисунке 1.8 представлена модель магнитной системы, в которой учтены фиксированные магнитные проницаемости секции статора при линейной характеристике намагничивания.

На приведённой на рисунке 1.8 модели,  $G_{sy1}$  — магнитная проницаемость ярма,  $G_{st1,2}$  — магнитная проницаемость зубьев статора, а  $G_{os1}$  — магнитная проницаемость воздушного зазора между двумя зубьями,  $F_{s1,2}$  — магнитодвижущая сила. Принцип решения уравнение приведен в [150]. Различными узлами машины являются: ярмо машины  $U1$ , поверхность зуба  $U2$ , наружная поверхность ротора  $U3$  и сердечник ротора  $U4$ .

Если принять за:  $N$  — количество пазов,  $P$  — количество полюсов,  $S$  — количество зубьев,  $K$  — все элементы поверхности ротора, а  $G_{ij}$  — проницаемость между  $i$ -м зубцом статора и  $j$ -м элементом поверхности ротора, от  $U1$  до  $U4$ , получим выражения 1.37 и 1.38

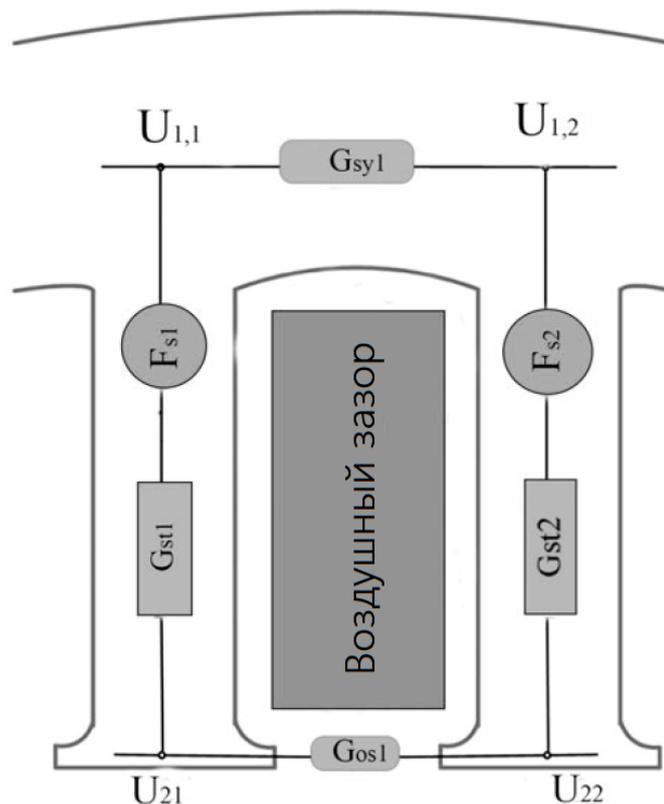


Рисунок 1.8 – МЭМЦ модель магнитных потоков статора

$$\begin{matrix} \begin{bmatrix} U_{1,1} \\ U_{1,2} \\ \vdots \\ U_{1,N} \end{bmatrix}, & \begin{bmatrix} U_{2,1} \\ U_{2,2} \\ \vdots \\ U_{2,N} \end{bmatrix}, & \begin{bmatrix} U_{3,1} \\ U_{3,2} \\ \vdots \\ U_{3,K} \end{bmatrix}, & \begin{bmatrix} U_{4,1} \\ U_{4,2} \\ \vdots \\ U_{4,K} \end{bmatrix} \\ U1 & U2 & U3 & U4 \end{matrix} \quad (1.37)$$

Каждый зуб моделируется как сопротивление, включённое последовательно с источником напряжения. Поэтому, помимо потенциала узла, неизвестной величиной считается поток, проходящий через зубья. Таким образом, в уравнениях также учитывается поток зубьев  $\phi_{st}$ ,  $N_{x1}$ . Уравнения, составленные по закону Кирхгофа для векторов узлов от U1 до U4 выглядят следующим образом:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} G_{sy1} + G_{syN} & -G_{sy1} & 0 & \dots & -G_{syN} \\ -G_{sy1} & G_{sy1} + G_{sy2} & -G_{sy2} & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \ddots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \ddots & \cdot \\ -G_{syN} & 0 & 0 & -G_{syN-1} & G_{syN-1} + G_{syN} \end{bmatrix}}_{A11} + \underbrace{\begin{bmatrix} U_{1,1} \\ U_{1,2} \\ \vdots \\ U_{1,N} \end{bmatrix}}_{U1} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\phi_{st1} \\ -\phi_{st2} \\ \vdots \\ -\phi_{stN} \end{bmatrix}}_{-\phi_{st}} \quad (1.38)$$

где  $\phi_{st}$  — поток зубца статора

Вектор  $\phi_r$  является постоянным и известным, но  $A_{ij}$  должен быть оценен в любой момент времени и обновлен с учетом непрерывного изменения магнитной проницаемости воздушного зазора из-за вращения машины.

В методе МЭМЦ обмотка статора моделируется как источник МДС и изображается как источник напряжения. На каждый зуб считается один ММФ. Поскольку цель состоит в том, чтобы смоделировать трехфазную машину с S слотами, связь между МДС и током устанавливается матрицей  $S \times 3 \times W$  следующим образом:

$$F_{st} = W \times I_s \quad (1.39)$$

где  $F_{st}$  — магнитодвижущая сила (МДС)

Для расчета матрицы W оцениваются матрицы витков первой катушки  $M_{tc}$ , тока катушки  $M_{cc}$  и ампер-витка паза  $M_{sat}$ . Матрица  $W_2$ , как ампер-виток паза статора, по

отношению к трехфазному току оценивается путем умножения трех вышеупомянутых матриц:

$$\begin{aligned} W_2 &= M_{sat} \cdot M_{tc} \cdot M_{cc} \\ F_{ss} &= W_2 I_s \end{aligned} \quad (1.40)$$

где  $F_{ss}$  — МДС группы

С другой стороны, разность МДС двух соседних зубов равна МДС прорези между зубьями. Итак, существует следующая связь между  $F_{ss}$  и  $F_{st}$ :

$$F_{ss} = M_{tt} \cdot F_{st} \quad (1.41)$$

Окончательно, используя выражения 1.40 и 1.41 получаем:

$$W = M_t^{-1} \cdot M_{sat} \cdot M_{cc} \cdot M_{tc} \quad (1.42)$$

Уравнения обмотки связывают магнитную цепь и электрическую цепь. Учитывая зависимость  $F_{st}$  и  $\phi_{st}$  от  $t$ ,  $I_s$  и фазового потока  $\lambda$ , подставляются значения  $F_{st}$  и  $\phi_{st}$ . В итоге получим следующую систему уравнений:

$$\left\{ \begin{aligned} W^T A_{11} U_1 + \lambda &= 0 \\ W^T A_{22} U_2 + W^T A_{23} U_3 - \lambda &= 0 \\ -A_{11} W I_s + (A_{11} + (I_N + A_{11} R_{st}) A_{22}) U_2 + (I_N + A_{11} R_{st}) A_{23} U_3 &= 0 \\ A_{33} U_3 + A_{32} U_2 + A_{34} U_4 &= \varphi_r \\ A_{44} U_4 + A_{43} U_3 &= -\varphi_r \end{aligned} \right. \quad (1.43)$$

Система уравнений 1.43 состоит из 5 уравнений, но число неизвестных равно 8. Таким образом, для решения системы уравнений требуется еще три уравнения. Поэтому используются электрические уравнения, и путем двукратного применения закона Кирхгофа по напряжению получаем:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} (\lambda_a - \lambda_b) &= V_{ab} - R_s (I_a - I_b) \\ \frac{d}{dt} (\lambda_b - \lambda_c) &= V_{bc} - R_s (I_b - I_c) \\ I_a + I_b + I_c &= 0 \end{aligned} \right. \quad (1.44)$$

где  $R_s$  — сопротивление фазной обмотки, а  $\lambda_a$ ,  $\lambda_b$  и  $\lambda_c$  — потокосцепление фаз.

Опуская дополнительные преобразования, получается система уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} MW^T A_{11} U_1 = -\lambda \\ MW^T A_{22} U_2 + MW^T A_{23} U_3 = \lambda \\ -A_{11} W I_s + (A_{11} + (I_N + A_{11} R_{st}) A_{22}) U_2 + (I_N + A_{11} R_{st}) A_{23} U_3 = 0 \\ A_{33} U_3 + A_{32} U_2 + A_{34} U_4 = \varphi_r \\ A_{44} U_4 + A_{43} U_3 = -\varphi_r \end{array} \right. \quad (1.45)$$

В дополнение к электрическим уравнениям, в систему вводят также и механические уравнения, основанные на втором законе Ньютона:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{j} (T_e - T_m) \\ \frac{d\gamma}{dt} = \omega_m \end{array} \right. \quad (1.46)$$

где  $T_e$  — электромагнитная крутящий момент,  $T_m$  — сумма моментов нагрузки и трения,  $j$  — инерция машины

Вышеприведённые уравнения далее будут использованы для обоснования данного метода диагностики.

Пробой изоляции обмоток является результатом различных последовательных событий. Например, изоляционные слои склеены друг с другом эпоксидной смолой или полиэфиром, при этом замечено, что длительная эксплуатация обмотки статора при высокой температуре приводит к расслоению изоляционных слоев, что создает воздушные карманы, которые позволяют медным проводникам вибрировать друг относительно друга и относительно статора, что равно относится и к целому блоку катушек, что приводит к истиранию и повреждению и в конечном итоге пробоем изоляции. С другой стороны, проблемы с изоляцией чаще встречаются в машинах с постоянными магнитами, которые питаются от преобразователей силовой электроники. Причина в том, что высокий показатель напряжения ( $dU/dt$ ) отрицательно влияет на систему изоляции. Если для подключения двигателя к преобразователю мощности используются длинные кабели, этот эффект будет усиливаться [50]. Частичные разряды в изоляции ускоряют старение изоляции и ее повреждение вследствие эрозии или окисления. Факторы, вызывающие повреждение изоляции и выход из строя обмотки статора, включают термическую дегенерацию, термическое циклирование, незакрепленные катушки, повреждение изоляционного покрытия и неправильную пропитку в процессе производства, повторяющиеся скачки напряжения, загрязняющие

примеси, химическое воздействие и др. После повреждения изоляции начинается межвитковое замыкание в одной из катушек статора и выделяется высококонцентрированное тепло. Этот интенсивный нагрев, вызванный большим циркулирующим током в короткозамкнутых витках, увеличивает тяжесть неисправности и увеличивает количество витков, вовлечённых в короткое замыкание. В некоторых работах приведено мнение, что такие замыкания, как межфазные и замыкания на землю, являются изначально межвитковыми замыканиями, которые не обнаруживаются на раннем этапе, нарастают и приводят к разрушительным замыканиям [203,101].

На рисунке 1.9 представлена схема СДПМ с межвитковым замыканием. Обмотка фазы А машины имеет исправную часть (a1) и неисправную часть (a2).

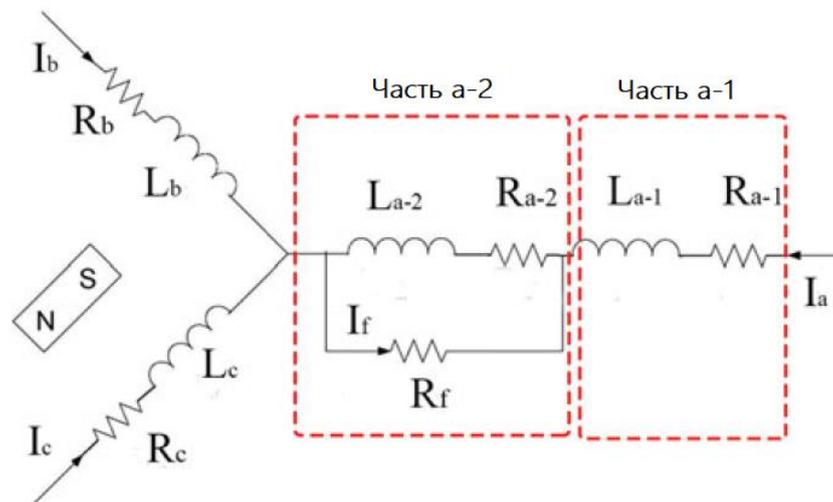


Рисунок 1.9 – Модель повреждённой обмотки СДПМ, межвитковое замыкание

При межвитковом замыкании статорной обмотки СДПМ происходит короткое замыкание нескольких витков катушек фазной обмотки. Т.к. магнитопровод остаётся неизменным, а меняется только форма обмотки остаются статора, для неисправного случая необходимо изменить только передаточную матрицу обмотки  $W$ . Межвитковое замыкание моделируется как новая фаза с нулевым приложенным напряжением. С учетом расположения межвиткового замыкания, распределительной обмотки витков участвующих в коротком замыкании и числа данных витков, получают матрицу повреждений  $W1$  и заменяют матрицу  $W$  на  $W1$ . Добавляя эту новую фазу, уравнения должны быть изменены. Кроме того, потокосцепление витков фазы А  $\lambda_f$  добавляется к

предыдущим уравнениям в качестве новой переменной состояния. Таким образом, для учета неисправности уравнения модифицируются следующим образом:

$$\begin{aligned}
 M_0 &= [1 \ 1 \ 1 \ 0] \\
 M &= \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \\
 \lambda &= [\lambda_a \ \lambda_b \ \lambda_c \ \lambda_f]^T \\
 I_s &= [I_a \ I_b \ I_c \ I_f]^T \\
 \frac{d\lambda_f}{dt} &= -R_f I_f
 \end{aligned} \tag{1.47}$$

где  $I_f$  – ток витков кз, а  $R_f$  – сопротивление витков кз плюс сопротивление кз.

Для эффективного поиска неисправностей данным методом необходимо провести оценку индуктивностей обмоток в случае присутствия короткозамкнутого витка или витков. Для этого применяют так называемый «метод обмоточной функции», хорошо описанный в источниках [195,194,134]. Для учета влияния перекоса немагнитного зазора, данный метод был модифицирован и введен новый метод оценки индуктивностей асинхронных электрических машин [95,137]. По сути, метод обмоточной функции основан на методе эквивалентной магнитной цепи и учитывает электрические и магнитные условия. Для оценки индуктивностей СДПМ здесь используется аналогичная методика, но уравнения СДПМ отличаются от уравнений асинхронной машины, что дает совсем другие результаты. На основе рисунка 1.9, основное уравнение СДПМ при межвитковом замыкании следующие:

$$[v_{abcf}] = [R_{abcf}][I_{abcf}] + \frac{d}{dt} ([L_{abcf}][I_{abcf}] + [\psi_{abcf}]) \tag{1.48}$$

где  $U_{abcf}$ ,  $I_{abcf}$ ,  $\psi_{abcf}$  – это фазное напряжение, фазный ток, потокосцепление во время короткого замыкания,  $R_{abcf}$ ,  $L_{abcf}$  – параметры обмотки, сопротивление и индуктивность соответственно.

Опуская дальнейшие преобразования, получаем параметры неисправной машины:

$$\begin{cases} R_{a2} = KR_a \\ L_{A2} = K^2 L_{AA} \\ m_{A1A2} = K(1 - K)L_{AA} \\ m_{A2C} = km_{AC} \\ \psi_{fa2} = K\psi_{fa} \end{cases} \tag{1.49}$$

Путем сравнения (1.48) и электрических уравнений метода эквивалентной магнитной цепи (МЭМЦ) получаются следующие уравнения, связывающие индуктивность, потокосцепление и ток  $L$ ,  $\lambda_s$  и  $I_s$ :

$$\begin{cases} U_1 = RI_s + \frac{d}{dt}(LI_s + \lambda_{PM}) \\ U_2 = RI_s + \frac{d\lambda_s}{dt} \end{cases} \Rightarrow \lambda_s = LI_s + \lambda_{PM} \quad (1.50)$$

В основном геометрия листов статора и ротора такова, что поперечное сечение ярма значительно больше, чем поперечное сечение зуба. Также длина части хомута между двумя соседними зубьями меньше длины зубьев. Поэтому падение МДС в коромысле значительно меньше, чем у зубьев. Это означает, что сопротивление ярма ничтожно по сравнению с сопротивлением зубьев. Итак, элементы вектора  $U_1$  и  $U_2$  равны. Другими словами, ярма статора и ротора эквипотенциальны. Если ярмо статора взять за основу с нулевым потенциалом, то  $\sum_{i=1}^N \phi_{st,i} = 0$ , так как осевой поток отсутствует или им можно пренебречь. Кроме того, сопротивление между ярмом статора и ярмом ротора через вал ротора, подшипники и корпус машины мало по сравнению с воздушным зазором и зубьями; так, скалярный магнитный потенциал ярма статора близок к скалярному потенциалу ротора и практически равен нулю. Итак, уравнения можно упростить следующим образом:

$$\begin{cases} U_1 = 0 \\ A_{22}U_2 + A_{23}U_3 = \phi_{st} \\ U_2 = U_1 - R_{st}\phi_{st} + F_{st} \\ A_{33}U_3 + A_{32}U_2 = \phi_r \\ U_4 = 0 \end{cases} \quad (1.51)$$

После элементарных преобразований получаем:

$$A_{22}WI_s + A_{23}U_3 = (I_n + R_{st}\phi_{st})\phi_{st} \quad (1.52)$$

На основании данных уравнений и вычисляются коэффициенты индуктивностей статора:

$$\begin{cases} A = W^T(I_n + R_{st}\phi_{st})^{-1}A_{22}W \\ B = W^T(I_n + R_{st}\phi_{st})^{-1}A_{23} \\ C = W^T(A_{32}R_{st})^{-1}A_{33} \\ D = W^T(A_{32}R_{st})^{-1}A_{32}W \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} AI_s + BU_3 = \lambda_s \\ CU_3 + DI_s = E\phi_r \end{cases} \quad (1.53)$$

В уравнении 1.53 представлены две переменных,  $I_s$  и  $U_3$  который можно определить следующим образом:

$$I_s = (AD - BC)^{-1}(D - C)\lambda_s - (AD - BC)^{-1}BE\phi_r \Rightarrow \quad (1.54)$$

$$\lambda_s = (D - C)^{-1}(AD - BC)I_s + (D - C)^{-1}BE\phi_r$$

Сравнение (1.54) и (1.51) показывает, что матрица индуктивности СДПМ пропорциональна  $I_s$ , следовательно:

$$L = (D - C)^{-1}(AD - BC) \quad (1.55)$$

При оценке индуктивностей машины по этим уравнениям учитывались влияние всех пространственных гармоник, зубцов статора и ротора, конфигурация обмотки статора, поток рассеяния статора и проницаемость воздушного зазора. Если предположить абсолютную симметрию исправных фаз двигателя, то матрица индуктивности машины выглядит следующим образом:

$$L_{ABC} = \begin{bmatrix} L & -m & -m \\ -m & L & -m \\ -m & -m & L \end{bmatrix} \quad (1.57)$$

Индуктивность неисправного двигателя зависит от степени неисправности. Если степень (глубину) неисправности  $k$  рассматривать как отношение витков КЗ к общему количеству витков фазной обмотки, а неисправность возникает в фазе А, то матрица индуктивностей (1.56) преобразуется:

$$L_{ABC} = \begin{bmatrix} (1 - k)^2 L & -(1 - k)m & -(1 - k)m \\ -(1 - k)m & L & -m \\ -(1 - k)m & -m & L \end{bmatrix} \quad (1.57)$$

В отличие от некоторых методов, в которых пренебрегают индуктивностями рассеяния и магнитными сопротивлениями стальных частей (из-за их пренебрежимо малой величины), при оценке индуктивностей указанным методом учитываются все существующие магнитные пути, следовательно, этот метод имеет высокую точность.

К особенностям моделирования можно отнести следующие положения. Каждый ПМ моделируется набором параллельных потоков с достаточно высокими магнитными сопротивлениями, и в исправном двигателе проходные потоки от сопротивления малы и почти равномерны, и постоянны в ПМ. Однако имеется небольшое искажение из-за

зубьев статора, но в неисправном случае проходящий поток от параллельных магнитных сопротивлений высок, что создает поток, противоположный основному потоку. Следовательно, выходной поток системы сильно падает и вызывает пульсации; фактически это явление представляет собой размагничивающее воздействие короткого замыкания в постоянные магниты [82]. Межвитковое замыкание приводит к току замыкания, противоположному основному току, который протекает в короткозамкнутом витке и создает магнитное поле в направлении, противоположном направлению намагничивания. Кроме того, меньшее количество витков КЗ приводит к большему наведенному току короткого замыкания из-за эффекта трансформации, однако из-за малого числа витков потокосцепление невысокое [82,116,127,106,163]. При увеличении числа короткозамкнутых витков ток короткого замыкания меньше, но поле размагничивания сильнее. В этом случае происходит интересный процесс.

Во-первых, если замыкается только один виток обмотки, то в этом случае возникает наибольший ток межвиткового замыкания из-за наличия сильного электромагнитного поля в обмотке. Этот ток создает поле размагничивания, которое не так сильно велико, но большой ток увеличивает потери в меди, что приводит к нагреву постоянных магнитов и разрушению соседних витков изоляции. Также, повышение температуры может уменьшить коэрцитивную силу постоянного магнита, который после нагрева теряет часть коэрцитивной силы. При размагничивании постоянного магнита фазный ток и ток короткозамкнутого витка за счет наведенного напряжения увеличиваются, что вызывает более высокие потери в меди (тепловыделение) и эффект размагничивания за счет витков короткого замыкания [92,199]. Тепло, вызванное потерями в меди, повреждает изоляцию соседних витков и неисправность распространяется на соседние витки. Это приводит к более сильному размагничиванию межвитковым замыканием, что в свою очередь ускоряет размагничивание постоянных магнитов. Более подробно эти процессы описаны в [211], с приведением сравнительного анализа двух одинаковых двигателей и показано, что при некоторых условиях можно полностью размагнитить магнитную систему.

Проверка данного метода на реальной модели, показывает достаточно высокую точность при оценке межвитковых замыканий [84]. Оценивая индуктивности СДПМ в любой момент и учитывая их изменения, можно распознать неисправность и ее серьезность. В отличие от некоторых методов, в которых индуктивностью рассеяния и

магнитными сопротивлениями железных частей пренебрегают из-за их незначительной величины, при оценке индуктивностей указанным методом учитываются все существующие магнитные пути, следовательно, этот метод имеет высокую точность. Если рассматривать самоиндукцию поврежденной фазы как показатель неисправности короткого замыкания, то путем сравнения неисправностей разной степени тяжести становится понятно, что максимальная ошибка в процессе диагностики неисправности будет равна одному витку, что является допустимой величиной. Для повышения точности необходимо учитывать нелинейность материала сердечника, следовательно, нужно разбить сердечник на несколько частей, и в каждой части оценивать магнитную индукцию, что увеличивает прецессию полученных результатов и увеличивает количество математических операций [84]. Также необходимо отметить, что данный метод требует строго математического моделирования конкретного СДПМ, с максимально возможным сбором данных, сопоставления модели и реальных характеристик. Такой подход применим только к однотипным двигателям, как правило большим по габаритам и мощности, вывод которого из эксплуатации недопустим или сопряжен с большими временными и финансовыми затратами. К тому же, данный метод в основном используется для оценки именно короткозамкнутых витков, но не учитывает другие типы неисправностей.

### **1.2.3 Токовая диагностика синхронных электроприводов**

Обнаружение неисправностей и диагностику в электромагнитных цепях можно в основном разделить на следующие подходы. Первый основан на математической модели для анализа различных неисправностей, но установить достаточно точные модели различных неисправностей при различных операциях затруднительно [60]. Второй подход использует методы, основанные на обработке сигналов. Токи и сигналы от вибрации получить достаточно просто с применением современных датчиков и их можно использовать для обнаружения неисправностей статора, ротора и подшипников [216,210]. Анализ сигнатур тока машины (MCSA) — это популярный подход, используемый для диагностики неисправностей асинхронных и синхронных двигателей, который отслеживает характеристики тока во временной и частотной области, от нормального до неисправного состояния, может обнаруживать неисправности,

используя только датчики тока [166]. Как показывает практика, практически все внутренние процессы в СДПМ так или иначе отражаются на спектральных составляющих линейного тока [19]. Линейный ток считывается при помощи датчиков различных типов, начиная от токового шунта в питающей линии и заканчивая сложными цифровыми датчиками тока на основе эффекта Холла. Считанные данные подвергаются математической обработке и анализу с применением широкого спектра математических аппаратов. Например, с помощью анализа спектральных характеристик удается обнаружить и идентифицировать неисправности подшипников [113], эксцентриситет ротора электрической машины [25], нарушение балансировки ротора и ведомых механизмов [209], изменения в структуре магнитной системы ротора (обращённого ротора), такие как смещение постоянных магнитов, скол магнитов, изменения в структуре обмоток [155].

Токовая диагностика электропривода базируется на присутствии в спектре потребляемого тока гармонических составляющих с различными частотами, в том числе и боковыми составляющими, которые характеризует дефекты электромагнитной системы электродвигателя [26]. Каждая неисправность вносит гармоники в частотный спектр, характерные для каждого типа дефекта. Любая механическая неисправность вносит изменения в воздушный немагнитный зазор, в индуктивность системы и следовательно отражается на спектральных составляющих потребляемого тока, ко появлению и изменению которых можно судить о характере неисправности, времени её появления, степени влияния на характеристики двигателя [98,22]. Например, неисправности подшипниковых узлов характеризуются появлением частотных составляющих как в акустическом спектре, так и в спектре тока. В процессе работы подшипника качения, тело качения проходя через дефектную область вызывает радиальное смещение, следовательно, возникает дополнительное колебательное движение, передающееся раме, статору, ротору, что вызывает небольшие геометрические волнообразные изменения. При этом полная энергия может не меняться, т.к. не существует идеально отбалансированных приводов, и механическая асимметрия в нормальном режиме и так вызывает значительные вибрации. Учитывая, что длина механической волны от дефекта зависит от частоты вращения вала, размеров самого дефекта, размеров тела качения и других известных параметров, характеристическую

частоту возникающих дополнительных колебаний можно упрощенно рассчитать. Формула 2.56 показывает частоты возникающих дефектов на внешней обойме:

$$f_0 = \frac{N}{2} f_r \left(1 - \frac{d}{D} \cos \alpha\right) \quad (1.58)$$

где  $N$  – количество тел качения в подшипнике,  $f_r$  – частота вращения ротора,  $d$  – диаметр тела качения,  $D$  – диаметр сепаратора,  $\alpha$  – угол контакта тела качения с обоймой.

Используя формулу 1.59, можно рассчитать частотные составляющие, возникающие при дефектах внутренней обоймы подшипника:

$$f_i = \frac{N}{2} f_r \left(1 - \frac{d}{D} \cos \alpha\right) \quad (1.59)$$

Если принять частоту вращения тела качения как:

$$f_b = \frac{N}{2d} f_r \left(1 - \left(\frac{d}{D}\right)^2 \cos^2 \alpha\right) \quad (1.60)$$

Тогда частоты возникающие при дефекта тела качения можно вычислить как:

$$f_c = \frac{1}{2} f_r \left(1 - \frac{d}{D} \cos \alpha\right) \quad (1.61)$$

Данные расчеты действительны для идеальных подшипников, однако на практике тело качения может проскальзывать внутри подшипника дополнительно к вращению. Данный эффект можно учесть, вводя дополнительный коэффициент проскальзывания, в пределах 0,8-1,0 [169]. Измерение тока статора является одним из методов обнаружения данных частотных составляющих, т.к. они отражаются на спектре линейного тока. Характеристические частоты от дефекта подшипников являются новыми спектральными компонентами тока, с частотами:

$$f_{ib} = |f \pm m \cdot f_{vb}|, \quad m = 1, 2, 3, \dots \quad (1.62)$$

где  $f$  - частота сети,  $f_{vb}$  – частота вибраций

Неисправности могут изменить полные энергии отдельных или всех частотных уровней. Тем не менее данный подход не является панацеей в плане диагностики. Предварительное вычисление характеристических частот и их отражения в реальном сигнале приводит к возникновению ложных идентификаций неисправности, т.к. реальные дефекты могут вызывать большее изменение в частотном спектре. Кроме того,

существует эффект маскирования, когда характеристические частоты спрятаны другими источниками шума в двигателе [108,22].

Тот же подход действителен для электрических неисправностей, таких как обрыв цепи, короткое замыкание и частичное повреждение изоляции электромагнитной катушки, приводящее к отклонению модели ЭДС или даже к повреждению подшипниковой системы [57].

Однако этот метод не позволяет обнаружить обрывы КЗ в условиях холостого хода, потому что ток нагрузки сравнительно мал и недостаточен для анализа КЗ. Чтобы преодолеть эту проблему, были предложены дискретный вейвлет-анализ и спектры более высокого порядка в ненагруженном состоянии [52,96]. Кроме того, применяют модифицированный биспектр, основанный на функции амплитудной модуляции текущего сигнала и используемый для одновременного объединения обеих нижних и верхних боковых полос, и была разработана эффективная диагностическая функция для классификации отказов на основе этого нового биспектрального анализа [55,22]. Для обнаружения неисправностей в электромагните был предложен подход к обнаружению неисправностей, основанный на GLRT (гауссовский обобщенный критерий отношения правдоподобия), и точность этого подхода была доказана численным анализом [151,22]. Также, для обработки текущего сигнала и извлечения сигнатуры, связанной с поломкой стержня ротора в условиях холостого хода, можно использовать преобразование Гильберта, но его реальная эффективность еще должна быть доказана [146,22]. Были разработаны и экспериментально продемонстрированы некоторые интеллектуальные подходы к диагностике отказов в системе активных магнитных подшипников с одним входом и одним выходом с использованием расширенной линейной модели динамики объекта вместе с фильтром Калмана для оценки состояний отказа [198,22]. Для анализа неисправностей исполнительных механизмов в системе подшипников с магнитной левитацией применяют также оценщик состояний и оценщик параметров для обнаружения, идентификации данных неисправностей [41,22].

Помимо чисто электрических вариантов предложено акустическое обнаружение неисправностей коллекторных двигателей с использованием классификаторов ближайшего среднего (NM) и метода опорных векторов (SVM) для классификации данных. Хотя эффективность вышеуказанных подходов была доказана, соответствующие методы сложны, что приводит к тому, что производительность в

реальном времени трудно удовлетворить требованиям высокоскоростных приложений с магнитными подшипниками [145,22].

Была также предложена диагностика неисправностей на основе моделей, которую можно использовать для мониторинга неисправностей датчиков и обнаружения неисправностей исполнительных механизмов [90]. В этом методе невязки используются для различения выходных данных системы и наблюдателя, но эти методы неточны и не подходят для количественной оценки величины неисправности. Используя банк фильтров с порогами, определенными таким образом, чтобы они явно учитывали влияние неопределенности, был предложен подход обнаружения и изоляции неисправностей (FDI) к диагностике неисправностей исполнительных механизмов и датчиков для нелинейных неопределенных систем [174]. Другой простой и полезный подход, основанный на пороге, заключающийся в отслеживании ошибки между током нагрузки и заданным значением тока, но при этом по-прежнему трудно найти эффективные пороги [87]. В работе [212] предложена новая схема реконструкции неисправностей по датчикам тока и оценка неизвестного возмущения нагрузки для системы с синхронным двигателем с постоянными магнитами (PMSM). В [58] представлен новый онлайн-подход FDD (обнаружение и диагностика неисправностей) электромагнитного привода, основанный на характеристиках изменения тока нагрузки при модуляции для определения постоянной времени электромагнитной катушки.

Работоспособность системы зависит от рабочих характеристик привода, а также общего состояния всей системы в целом. При этом, характеристики системы меняются в зависимости от оборотов ротора и крутящего момента на валу, т.е. в целом от нагрузки. Нагрузка может меняться достаточно быстро, а общее состояние системы характеризуется накопительным эффектом, следовательно, этот параметр меняется в течение длительного времени. Таким образом, одной из задач диагностики, это отделение сигналов, характеризующих накопленные неисправности, от сигналов, имеющих кратковременную природу, возникающих при изменении режима работы, проявляющихся в узких рамках резонанса и т.п. [107]

Следовательно, одной из важных проблем токовой диагностики, является поиск новых методов обнаружения в сигнале частотных составляющих, характеризующих конкретные неисправности.

### 1.2.4 Диагностика методом сигнатурного анализа

Сигнатурный анализ линейного тока является в настоящее время является передовым методом анализа неисправностей СДПМ. Данный метод акцентирует внимание на спектральном анализе линейного тока и поиске определённых гармонических составляющих, которые появились в спектре в результате геометрических и характеристических изменений в структуре электродвигателя [11].

Сигнатурный анализ может легко обнаруживать распространенные неисправности машины, такие как короткое замыкание на виток, треснутые/сломанные стержни/магниты ротора, износ подшипников и т.д. Следует отметить, что сигнатурный анализ как метод диагностики наиболее проработан для применения к асинхронным приводам, что вполне логично, ввиду большего распространения АД в промышленности [23]. Также, метод сигнатурного анализа используется и для диагностики двигателей постоянного тока [11,10]. Рассмотрим применение сигнатурного анализа для диагностики трёхфазных асинхронных и синхронных двигателей.

Хорошо известно, что трехфазная симметричная обмотка статора, питаемая от симметричного источника с частотой  $f_1$ , создает результирующее магнитное поле, вращающееся в прямом направлении с синхронной скоростью, и при наличии точной симметрии не будет создаваться обратно вращающееся поле. Любая асимметрия полных сопротивлений обмотки питания или статора, а также нарушение симметрии магнитной системы СДПМ вызовет результирующее обратно вращающееся поле от обмотки статора, что неизбежно отразится на спектре потребляемого тока. В результате, такого взаимодействия магнитной системы и обмоток можно получить диагностическую информацию о различных неисправностях. В работе [136] приведены следующие случаи для сигнатурного анализа:

- а) обнаружение сломанных стержней;
- б) определение эксцентриситета воздушного зазора;
- в) обнаружение короткозамкнутых витков в обмотке статора;
- г) обнаружение механических воздействий;
- д) обнаружение неисправностей зубчатых приводов.

Следует отметить, что неисправности б), в), г), д), полностью относятся как для АД, так и для СДПМ.

Каждая неисправность двигателя (и не только неисправность) «отпечатывается» на его спектральных характеристиках, не являются исключением и дефекты магнитной системы. Такие дефекты магнитной системы, как: трещины в магнитах, изменение их взаимного расположения, потеря коэрцитивной силы и т. д., неизбежно отражаются на спектральных характеристиках, что является отправной точкой для диагностики. В процессе моделирования достаточно рассматривать спектр электромагнитной индукции по объему как интегральную характеристику. Согласно закону Фарадея индукция ЭДС есть производная от магнитного потока, в то же время магнитный поток есть функция модуля вектора магнитной индукции, взятого по объему. Поэтому для анализа тока в линии, возникающего при шунтировании цепи и ЭДС наведения в процессе моделирования, достаточно рассмотреть спектр электромагнитной индукции по объему [156]. Сигнатурный анализ возможно использовать как для методов тестовой диагностики, так и для методов функциональной диагностики. Для использования метода сигнатурного анализа необходимо следовать алгоритму:

- получить данные с исправного двигателя;
- составить базу данных эталонных последовательностей и соответствующих сигнатур;
- получить сигнатуры текущего состояния исследуемого двигателя;
- проводится анализ и программное обеспечение принимает решение о наличии или отсутствии определённого дефекта в электродвигателе.

Таким образом согласно вышеуказанного алгоритма и основываясь на полученных данных при помощи сигнатурного анализа спектра тока СДПМ можно выявить различные типы неисправностей. При этом анализ полученного сигнала можно выполнять различными математическими методами, такими как анализ Фурье, вейвлет-преобразование, прямое сравнение, например методом наименьших квадратов, для поиска отклонений от эталонных последовательностей.

На рисунках 1.10 и 1.11 представлен пример сигнатурного анализа, на основе анализа спектра потребляемого тока для асинхронного двигателя.

На рисунке 1.10 представлен спектр исправного АД. При скорости вращения на полной нагрузке 955 об/мин, получается частотный интервал от 48 Гц до 52 Гц.

Однако при повреждении стержней, частота питающего тока имеет несколько большую падающую составляющую тока, как показано на рисунке 1.11. Боковые

составляющие на частотах 49,3 и 50,8 имеют значительно отклонение от номинального значения для исправного АД, что позволяет обнаружить как данную неисправность, так и другие неисправности при анализе тока электрической машины.

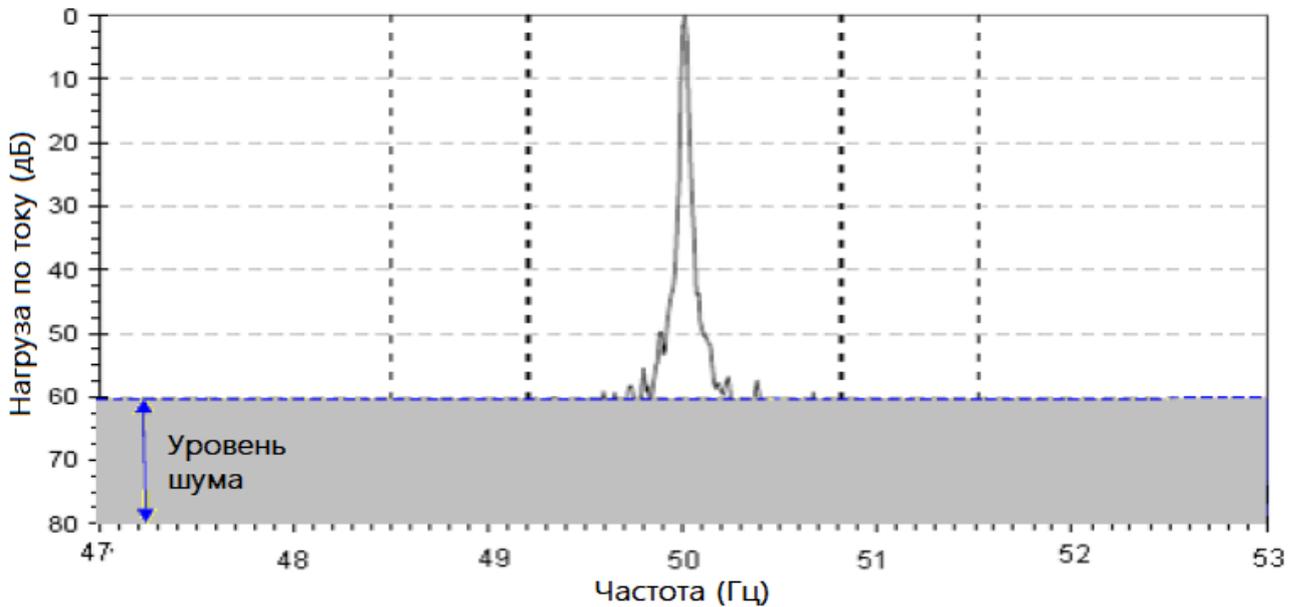


Рисунок 1.10 – Спектр потребляемого тока исправного двигателя

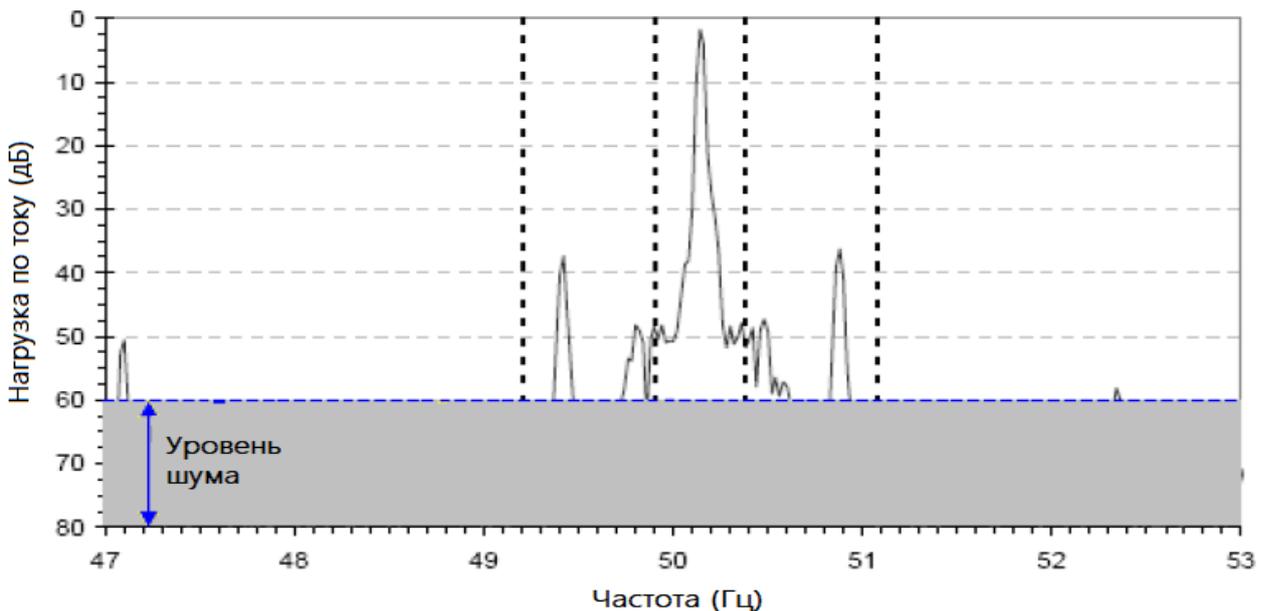


Рисунок 1.11 – Спектр потребляемого тока неисправного двигателя

В литературе встречается достаточно большое количество информации о неисправностях электродвигателей, имеющих отражение на спектр потребляемого тока. Это характерно как для асинхронных двигателей, так и для синхронных двигателей с

постоянными магнитами (СДПМ или PMSM) и для бесколлекторных двигателей постоянного тока (БДПТ или BLDC) [136,180,113,110,23,11,10,100].

Основой любого варианта сигнатурного анализа является получение сигнала и математическая обработка с целью получения информации, которая позволяет выявить отличия от исходного сигнала для исправной системы. Для выполнения данного сравнения сигналов существует большое количество признанных математических методов, таких как анализ Фурье, анализ спектра методом фильтрации, ускоренный анализ спектра, дисперсионно-временной метод, вейвлет-преобразование и другие.

В направлении научной деятельности такой как токовая диагностика электроприводов с применением сигнатурного анализа наиболее широкое применение нашли методы сравнения сигналов на основе математического анализа такие как анализ Фурье, вейвлет-анализ. Далее рассмотрим данные методы более подробно.

### 1.2.5 Анализ тока методом разложения Фурье

Выявление сигнатур линейного тока, характеризующих те или иные неисправности возможно путем проведения анализа линейного тока на появление дополнительных частотных составляющих. Одним из распространённых вариантов анализа частотного спектра сигнала, является преобразование Фурье. Применяя разложение Фурье, появляется возможность провести гармонический анализ сигнала, что позволяет провести исследование, анализ и моделирование различных процессов в системе. В этот ряд процессов, помимо неисправностей входят также и переходные процессы, различного рода колебания, несинусоидальные режимы и прочее [30].

Приведем обобщенную формулу преобразования Фурье с  $a$  и  $b$  параметрами, (1.72):

$$\hat{f}(\omega) = \sqrt{\frac{|b|}{(2\pi)^{1-a}}} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-ibx\omega} dx \quad (1.72)$$

Используя математический аппарат и современные вычислительные средства, при анализе сигналов тока и напряжения в цепи питания СДПМ удастся проанализировать гармонический состав вплоть до 512й гармоники. Анализ основан на предположении, что каждый элемент системы, такие как высококоэрцитивные магниты, их взаимное расположение, различные дефекты магнитной системы, в том числе и сколы, трещины и

прочее, расположение витков в намотке статора, форма сердечников, все они вносят отпечаток в гармонические составляющие потребляемого тока. Помимо высших гармоник, неисправности вносят изменение также и в состав интергармоник. Например, при нарушении центровки магнитов ротора и смещении одного из магнитов, наблюдается всплеск гармонического состава на частотах, определяемых формулой:

$$\left(\frac{11n}{40} + 1\right) \times f_0 \quad (1.73)$$

Данные всплески отражаются как на высших гармониках, так и на дробных. Т.е. для поиска подобных дефектов не требуется сверхсложное оборудование. Достаточно АЦП с частотой дискретизации, удовлетворяющей критерию Найквиста [156].

Одним из недостатков применения анализа Фурье для поиска дефектов в линейном токе является «эффект растекания спектра», который присущ нестационарным системам, коими и являются большинство СДПМ. В качестве иллюстрации данного эффекта приведем формулу сигнала тока, описываемую следующей системой уравнений:

$$i(t) = \begin{cases} I_{n1} \sin(2\pi ft + \varphi_1) & 0 \leq t < 1 \\ I_{n1} \sin(2\pi ft + \varphi_1) + I_{n3} \sin(6\pi ft + \varphi_3) + I_6 \sin(12\pi ft + \varphi_5) & 1 \leq t < 2 \\ I_{n1} \sin(2\pi ft + \varphi_1) + I_6 \sin(12\pi ft + \varphi_5) & 2 \leq t < 3 \end{cases} \quad (1.74)$$

где  $I_{n1}$ ,  $I_{n3}$ ,  $I_{n6}$  – амплитуды гармонических составляющих, 1 А, 0,5 А, 0,3 А соответственно

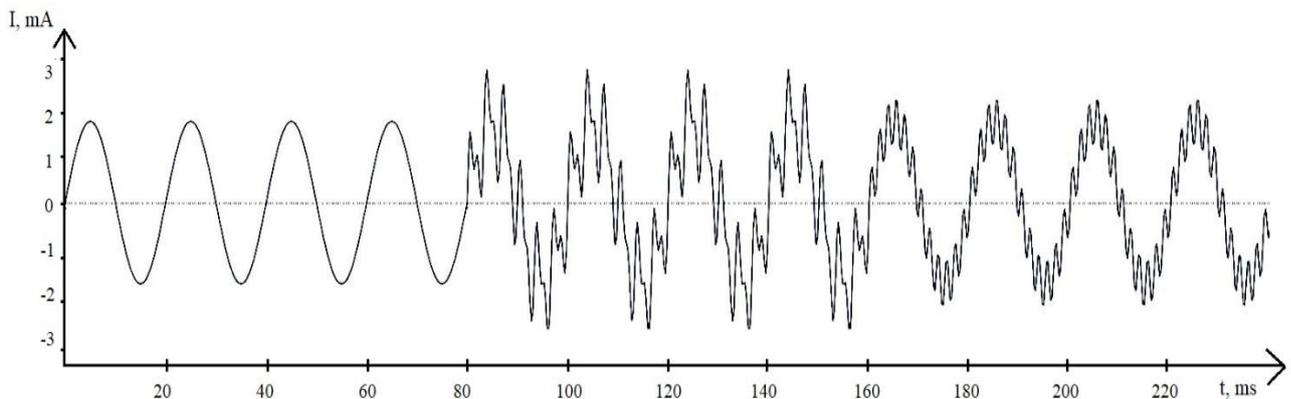


Рисунок 1.12 – Пример сложного гармонического сигнала тока

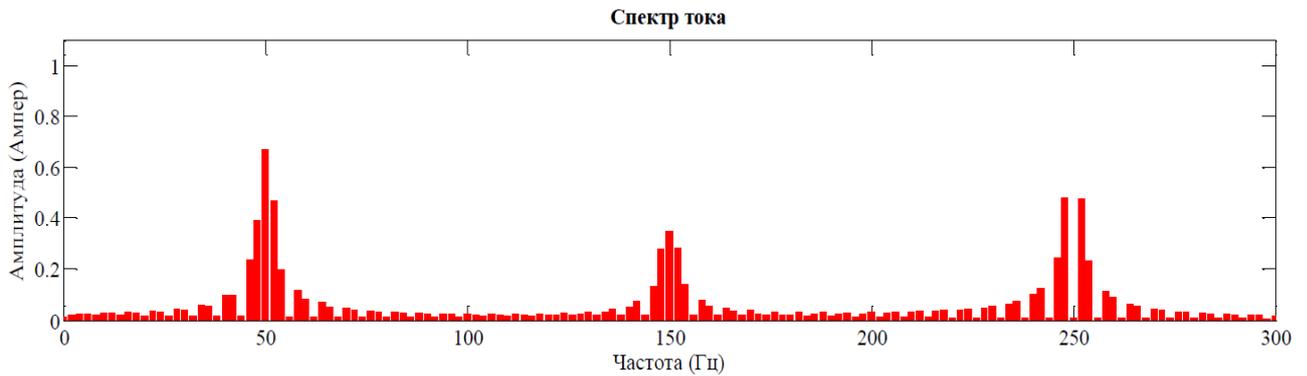


Рисунок 1.13 – Эффект растекания спектра после разложения Фурье

Наглядно, что при выполнении анализа Фурье, можно определить какие частотные составляющие присутствуют в сигнале. Тем не менее, информация об их амплитудах сильно искажена. Также, необходимо отметить, что в картине спектра полностью отсутствует информация о моменте времени появления и исчезновения той или иной гармоники, т.е. о длительности присутствия. Спектральная картина дает только информацию о том, что та или иная гармоника в сигнале присутствовала. Данный недостаток сильно ограничивает прямое преобразование Фурье, для анализа нестационарных сигналов.

Для решения данной проблемы и минимизации эффекта растекания спектра, согласно стандарту [8] предлагается выполнить группирование результатов преобразования с целью получения суммы квадратов промежуточных спектров, согласно формуле

$$Y_{g,h}^2 = \frac{1}{2} Y_{c,(Nh)-\frac{N}{2}}^2 + \sum_{k=(\frac{-N}{2})+1}^{\frac{N}{2}-1} Y_{c,(Nh)+k}^2 + \frac{1}{2} Y_{c,(Nh)+\frac{N}{2}}^2 \quad (1.74)$$

где  $Y_{c,(Nh)-\frac{N}{2}}$  - среднеквадратичное значение спектральной составляющей, соответствующей конкретной частотной позиции дискретного преобразования Фурье;  $(Nh) + k$  - номер спектральной составляющей;  $Y_{g,h}$  - результирующее среднеквадратическое значение гармонической группы.

При этом необходимо выполнить сглаживание полученных  $Y_{gh}$  для каждого гармонического порядка. Сглаживание необходимо выполнить цифровым аналогом фильтра низких частот первого порядка. Другим примером группировки является случай использования преобразования Фурье в случае нестационарного сигнала.

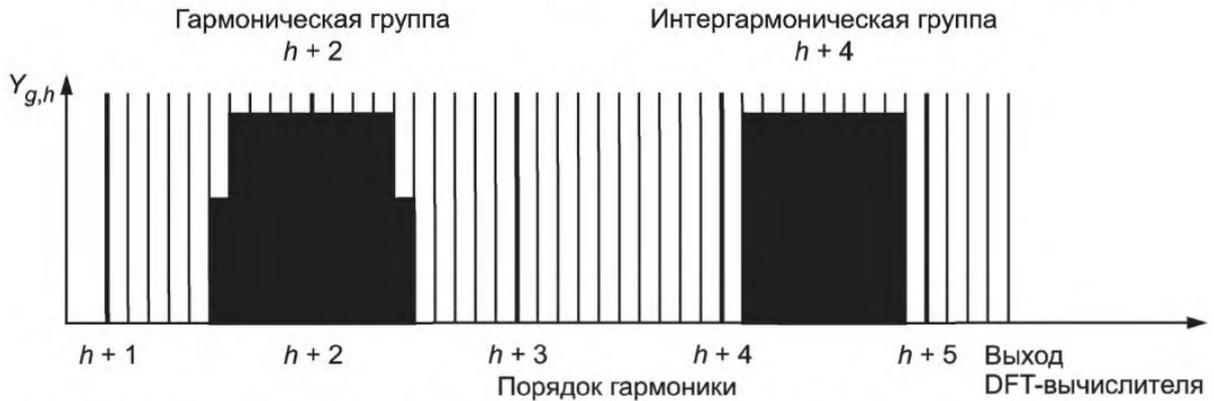


Рисунок 1.14 – Схема образования гармонических подгрупп и интергармонических групп для систем электроснабжения частотой 50 Гц (привод. по [8, с. 15])

При нестационарном сигнале, часть энергии гармонической составляющей может передаваться гармоникам на смежных частотах. С целью минимизации данного эффекта, стандартом предлагается группировать составляющие дискретного преобразования Фурье с шагом в 5 Гц, касательно систем электроснабжения, согласно формуле 1.75 и рисунку 1.15.

$$Y_{sg,h}^2 = \sum_{k=-1}^{k=1} Y_{c,(Nh)+k}^2 \quad (1.75)$$

Если спроецировать данный метод на частотные составляющие линейного тока статора СДПМ, то картина становится очень сложной для анализа, ведь, по сути, те проявления гармонических составляющих, которые характеризуют неисправности, могут оказаться маскированы после выполнения подобной группировки. Таким образом, данный подход хоть и позволяет минимизировать эффект растекания спектра, но приводит к маскированию возможных гармонических проявлений дефектов системы.

Задача анализа сигнала линейного тока, сводится к задачам электроэнергетики, для которых помимо синусоидальных токов и напряжений, характерны и несинусоидальные. Однако в отличие от радиосигналов, несущих в себе информацию и обладающих высокой энтропийностью, сигналы в электроэнергетике практически не меняются с течением достаточно большого числа периодов, доходящих до сотен периодов основной гармоники. Это обусловлено инерционностью системы, а также тем фактом, что сигналы в электроэнергетике несут в себе энергию, а не информацию, поэтому их относят к низкоэнтропийным сигналам.

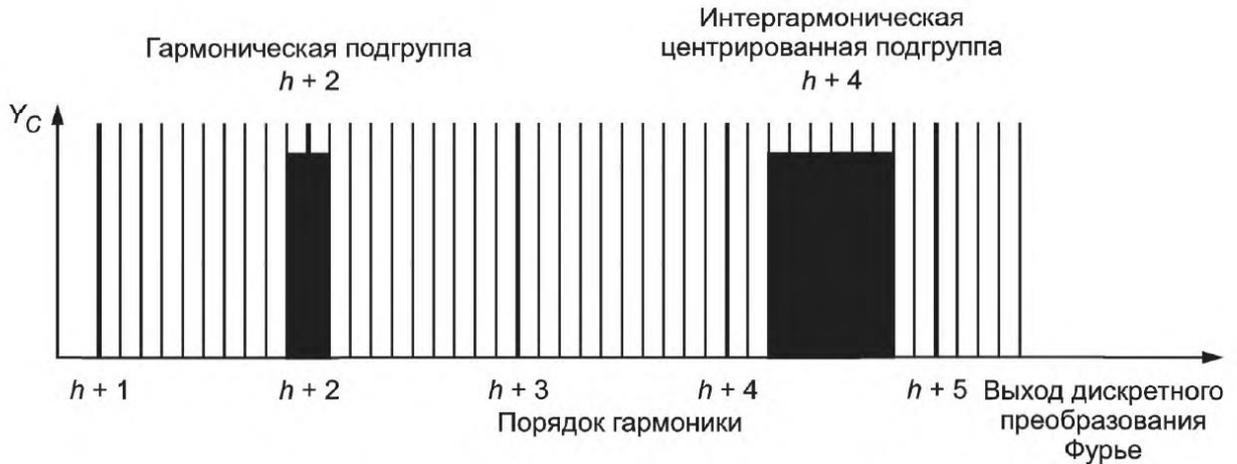


Рисунок 1.15 – Схема образования гармонических подгрупп и интергармонических центрированных подгрупп для систем электроснабжения 50 Гц (привод. по 8, с.17]

Для анализа подобных сигналов в большинстве случаев использую дискретное преобразование Фурье. Если в случае спектрального анализа с целью определения гармонического состава для оценки эффективности энергетической системы, точности дискретного преобразования Фурье вполне достаточно, то для поиска отпечатков неисправностей, отражённых на спектральном составе линейного тока и напряжения, точности дискретного преобразования Фурье, недостаточно, из-за эффекта растекания спектра. Также, следует отметить, что гармонические составляющие, соответствующие тем или иным дефектам, более соответствуют высокоэнтропийным сигналам, т.к. основным посылом поиска данных сигнатур является извлечение информации, а не передача энергии. Т.к. электротехнические сигналы по своим свойствам близки к гармоническим, то спектр данных сигналов близок к решётчатой функции. Тогда, в случае совпадения гармоник сигнала и частот отсчета дискретного преобразования Фурье, амплитуды гармоник будут определены с низкой погрешностью, но в случае несовпадения даже на 0.1 %, точность определения амплитуд снижается на 10 порядков, а точность определения фазы выходит за пределы погрешностей измерений, что неприемлемо [18, 13]

Одним из вариантов решения проблемы увеличения точности, является попытка использования оконного преобразования Фурье [29]. В данном случае выкладки основываются на предположении, что электротехнический сигнал представляет собой решётчатую функцию, тогда спектр между звеньями решётки равен нулю и выполняется

требование совпадения отсчетов с со звеньями решётки. При небольшом смещении частоты спектр между звеньями решётки будет определённым образом заполнен, и зная закон данного заполнения можно определить амплитуды гармоник. На исходный сигнал необходимо наложить окно, что означает умножить его на функцию стремящуюся к дельта-функции, в результате новый сигнал станет финитным:

$$y(t) = x(t)w(t) \Leftrightarrow Y(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} X(v - \omega)W(v)dv \quad (1.76)$$

где  $x(t)$  – исходный сигнал,  $w(t)$  – финитный сигнал (окно),  $X(\omega)$  и  $W(\omega)$  – спектры

Если исходный спектр сигнала  $x(t)$  представить в виде суммы смещённых дельта-функций и подставить верхний предел суммы 50, то получим выражение:

$$Y(\omega) = \sum_{k=1}^{50} C_k W(\omega - k\omega_1) \quad (1.77)$$

где  $k$  – номер гармоники,  $C_k$  – комплексная амплитуда гармоники,  $\omega_1 = 2\pi f$

В результате появляется спектральное заполнение, которое позволит найти комплексные амплитуды. Существенным ограничением к выполнению данной операции является теоретическое отсутствие идеального окна, являющимся по сути дельта-функцией. С целью решения данного ограничения были разработаны несколько функций, стремящихся к дельта-функции, однако и они не приводят к требуемой точности для определения гармонического состава сигнала. Ограничения вызваны тем фактом, что при применении оконного метода результатом преобразования является не спектр исходного сигнала, а спектр сигнала умноженного на дельта-функцию, точнее на функцию, стремящуюся к дельте, что приводит к растеканию спектра и маскированию боковыми лепестками сигналов пониженной амплитуды. Увеличение ширины главного лепестка частично позволяет уменьшить амплитуды боковых лепестков, но существенно снижает точность метода. Использование оконного преобразования Фурье не приводит к существенному увеличению точности анализа дискретного преобразования.

Тем же недостатком, т.е. низкой точностью отличается определения амплитуды и особенно фазы гармоники отличается и метод корреляции в частотной области. Для частоты основной гармоники 50 Гц и частоты дискретизации 10000 отсчетов, при применении окна Чебышева с параметром  $L=100$ , точность определения амплитуды не

хуже 1%. Погрешность измерения амплитуды высших гармоник при заданных выше параметрах не хуже  $10^{-3}$ , а фазы до 0.9 электрических градусов. Увеличение точности возможно, но связано с большими вычислительными затратами и, следовательно, низкой скоростью обработки сигнала, что в системах диагностик СДПМ недопустимо, т.к. скорость определения критической неисправности напрямую влияет на технологические процессы, позволяя оставить привод, до его приведения в неработоспособное состояние или разрушения.

С целью применения анализа Фурье для поиска сигнатур в спектре, применяют подход действительный для высокоэнтропийных сигналов, а именно алгоритм быстрого преобразования Фурье. Данный алгоритм отличается от дискретного конечностью последовательности отсчетов, подвергаемых анализу. Свойства быстрого преобразования Фурье полностью аналогичны свойствам дискретного преобразования Фурье, но с некоторыми отличиями. Если вычисления основывать на примере реального процессора, то количество операций комплексного умножения составляет  $N^2$ , что соответствует  $(N^2)*4$  операциям действительного умножения, и  $N(N-1)$  действий комплексного сложения, что соответствует  $N(N-1)*2$  действительного сложения, следовательно суммарное количество операций равно  $8*N^2 - 2*N$ . Т.е. такие операции требуют больших вычислительных мощностей. Особенно это касается маломощных процессоров с малым количеством регистров процессора, что обуславливает необходимость выполнения промежуточных операций сохранения и использования стека памяти. Для уменьшения количества операций и предотвращения переполнения регистров используют округления, по сути, отбрасывают младшие разряды. Такой подход ограничивает точность выполнения быстро преобразования Фурье даже по основанию 2, не говоря уже о больших основаниях. Точность при этом получается не выше  $10^3$ , динамический диапазон соответственно не более 60 дБ, что критически мало для вычисления амплитуд высших- и субгармоник в спектре исследуемого сигнала с целью поиска сигнатур неисправностей (для 16 битных процессоров). Этот же фактор ограничивает применение быстрого преобразования Фурье 256 отсчетами. Еще одним факторов являются так называемые «зоны поражения», это участки спектра, измерение амплитуд гармоник которых невозможно. В работе [13] авторы наглядно показывают, что даже применение современных сигнальных процессоров не решает проблемы быстрого преобразования Фурье при анализе диагностических сигналов, особенно

учитывая, что данный алгоритм применим только на ограниченном участке спектра сигнала. Еще одна проблема проявляется при работе в реальном времени, когда АЦП проводит измерения и весь поток данных делится на окна, то сигнатуры, попадающие в само окно, значительно влияют на вычисления, но если они попадают в область подавления, то алгоритм, по сути, их игнорирует. Данный недостаток предлагается решить путем алгоритма наложения окон, через заданное  $N$  количество отсчетов, однако это также требует увеличения вычислительной мощности.

Одним из вариантов решения является применение алгоритма Герцеля. При реализации данного алгоритма разрешение по частоте не оказывает никакого влияния на число математических действий, следовательно, разрешение можно выбрать каких угодно. Тем не менее, данный выбор также ограничен рекурсивным накоплением ошибок округления, что для высокоэнтропийных сигналов не так страшно, т.к. вычисления проводятся в узком временном интервале, но при анализе электротехнических сигналов, точность снижается на недопустимый уровень для анализа [94]. Реализация быстро преобразования Фурье для анализа электротехнических сигналов по сути является фильтрацией сигнала, фильтром низких порядков, что не обеспечивает высокую избирательность по частоте и невозможностью поиска сигнатур, расположенных близко к основной гармонике. Данное свойство с одной стороны обуславливает возможность применения в электротехнических сигналах, ввиду их низкоэнтропийности, но с другой стороны, сигнатуры неисправностей, присутствующие в спектре линейного тока обуславливают необходимость рассматривать электротехнический сигнал как высокоэнтропийный, что противоречит применению алгоритма Герцеля и быстрого преобразования Фурье.

При анализе Фурье, как быстром, так и дискретном неизбежно сталкиваемся с эффектом Гиббса и связанными с этим эффектами ошибками преобразования. Суть данного эффекта в следующем, если взять сигнал, удовлетворяющий условиям поточечной сходимости ряда Фурье [1], который имеет скачок в некоторой области  $t_0$ , то при изображении графика частичной суммы данного ряда при приближении времени  $t$  к  $t_0$  наблюдаются искажения и колебания функции. В точке времени  $t=0$  график уходит от своего закона, условно «готовится к резкому изменению», а в момент времени  $t+0$  после выполнения изменения, наблюдается «перелёт», аналог перерегулирования в системах управления, в дальнейшем график находится в колебательном затухающем процессе.

Данный эффект заметен не только при расчётах, но даже и при выполнении практических экспериментов. В качестве примера рассмотрим вариант прямоугольного периодического сигнала, приведённого на рисунке 1.16

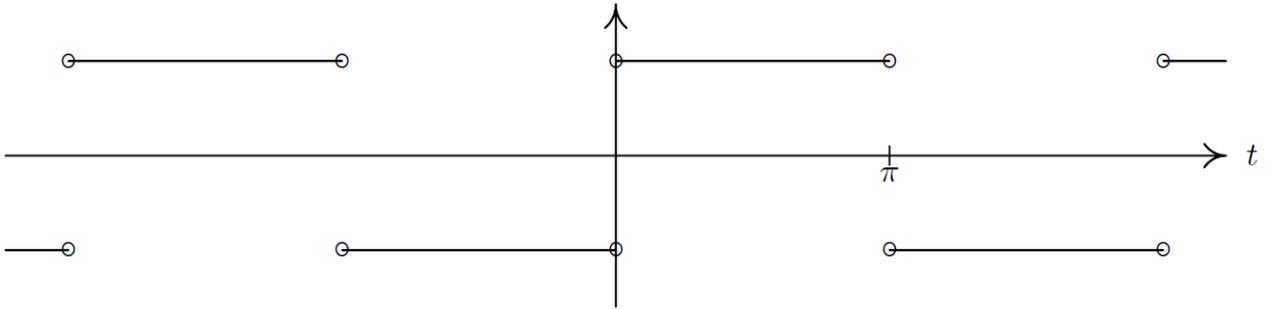


Рисунок 1.16 – Прямоугольный периодический сигнал

В данном примере, функция  $f(t)$  является прямоугольной с периодом  $2\pi$  и описывается формулой:

$$\begin{aligned} f(t) &= 1 \text{ при } 0 < t < \pi, \\ f(t) &= -1 \text{ при } -\pi < t < 0 \end{aligned} \quad (1.78)$$

В виду симметрии достаточно рассмотреть интервал  $(0, \pi/2)$ , получим частичные суммы ряда в виде:

$$S_n(t) = \sin t + \frac{1}{3} \sin 3t + \frac{1}{5} \sin 5t + \dots + \frac{1}{2n+1} \sin(2n+1)t \quad (1.79)$$

После интегрирования и отбрасывания множителя  $4/\pi$  получаем выражение:

$$S'_n(t) = \frac{\sin 2(n+1)t}{2 \sin t} \quad (1.80)$$

Данная формула не выполняется при  $t=0$ , но действительна для интервала  $0 < t \leq \pi/2$ . В этом интервале присутствуют нулевые значения, описываемые выражениями:

$$2(n+1)t = k\pi \text{ или } t = \tau k = (k\pi)/(2(n+1)), k = 1, 2, \dots, n. \quad (1.81)$$

При этом знак производной между нулевыми значениями подразумевает, что данные точки являются попеременно то минимумами, то максимумами  $S_n$ . Как результат, для при переходе сигнала получается картина, приведённая на рисунке 1.17.

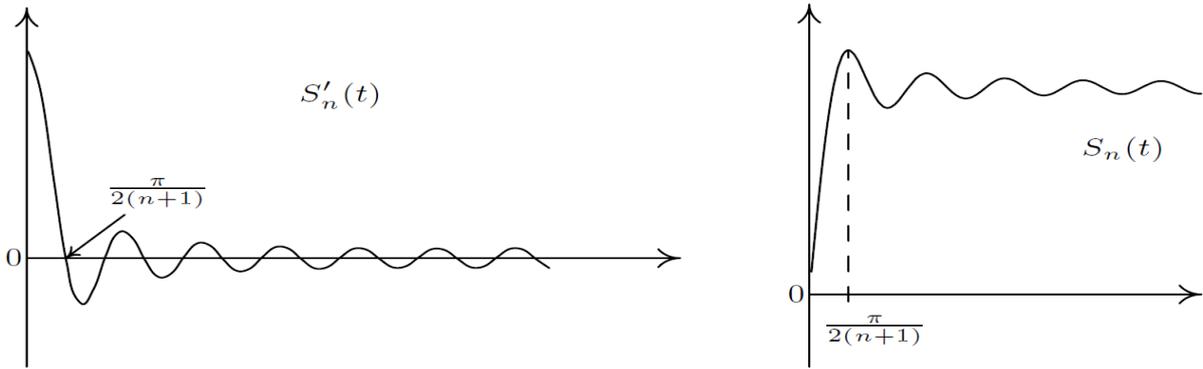


Рисунок 1.17 – Колебательные процессы при резком изменении уровня исследуемого сигнала

Также следует отметить, что ввиду того, что  $S_n(0)=0$ , то в результате интегрирования получается выражение, где числитель под интегральной функции колеблется между последовательно стоящими  $\tau_k$ , при этом знаменатель увеличивается на протяжении всего интервала:

$$S_n(t) = \int_0^t \frac{\sin 2(n+1)u}{2 \sin u} du \quad (1.82)$$

Что в свою очередь можно интерпретировать, что первое максимальное отклонение при моменте  $t = \tau_1$  является наибольшим отклонением, но далее колебания  $S_n$  затухают по мере увеличения  $t$ . Также, можно установить максимальное отклонение  $S_n(t)$ , которое берется при  $t = \pi/(2(n+1))$ :

$$\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\sin t}{t} dt \approx 1.1789797 \quad (1.83)$$

Таким образом в правой части максимума частичные суммы колеблются вокруг значения 1 и постепенно убывают до точки  $t = \pi/2$ . Ввиду симметричности процесса, данный эффект будет аналогичен на каждом интервале. При этом следует отметить, что максимальное колебание не уменьшается при введении дополнительных членов ряда, оно просто стабилизируется на уровне около 9% от общего размера скачка.

Таким образом следует отметить, что эффект Гиббса при анализе Фурье вносит значительные искажения в результат преобразования, что значительно осложняет поиск сигнатур неисправностей, отражённых в спектре сигнала. Возникающие колебания при резких скачках могут быть интерпретированы как искомые сигнатуры, когда на самом деле это будут колебания, обусловленные эффектом Гиббса [9,3,213,31].

Согласно вышеизложенным выкладкам, преобразование Фурье является неэффективным методом анализа линейного тока с целью поиска спектральных сигнатур, обусловленных появлением тех или иных дефектов электромагнитной системы двигателя. Эффект растекания спектра приводит к невозможности определения времени появления той или иной гармоники, её длительности, амплитуды и фазы. Различные варианты алгоритмов преобразования Фурье, не обеспечивают требуемой точности измерений и приводят к ложно положительным результатам при исследовании сигналов и классифицировании спектральных отражений неисправностей на линейный ток. Также, анализ Фурье требует значительных вычислительных затрат, при относительно низкой точности результатов разложения, что недопустимо при функциональной диагностике в режиме реального времени.

### **1.2.6 Вейвлет-преобразование в анализе линейного тока синхронных двигателей**

Степень глубины исследования возможных неисправностей при диагностике электроприводов на основе анализа спектра линейного тока и/или генерируемого напряжения в генераторном режиме зависит от применяемых методов анализа полученного сигнала. В 1.2.5 были показаны преимущества и недостатки применения анализа Фурье для спектрального анализа диагностического сигнала. Следует отметить, что несмотря на существующие недостатки, анализ Фурье имеет большое значение и достаточно высокую точность при диагностике некоторых неисправностей, особенно при достаточно низких частотных сигнатурах [27]. Тем не менее, недостатки анализа Фурье, приведённые в 1.2.5, дают основу для применения других методов спектрального анализа диагностического сигнала, как минимум дополняющих анализ Фурье и/или применяемых отдельно. Одним из ведущих современных способов анализа сигнала является вейвлет-анализ.

В области диагностики неисправностей эффективность вейвлет-анализа изучалась в основном для асинхронных двигателей [157]. Тем не менее, несмотря на его многочисленные преимущества, в прошлом он не изучался с точки зрения его применимости для выявления электрических неисправностей СДПМ на начальной стадии отказа. Методы, выполняющие частотно-временной анализ, используются для

описания взаимосвязи между информацией о сигнале во временной области и его спектральным распределением в частотной области [61]. Эта группа методов особенно полезна в процессе выявления признаков неисправности электродвигателя. Вейвлет-анализ как раз и является одним из методов, принадлежащих к этой группе, позволяющий получить в результате преобразования информацию о времени и частоте анализируемого сигнала [175]. Метод непрерывного вейвлет-преобразования (CWT) нашел применение в области диагностики неисправностей в прошлом, но в основном для извлечения данных о механических повреждениях асинхронных двигателей [73,120,208].

Вейвлет-анализ — это разложение сигнала на сдвинутые и масштабированные версии исходного вейвлета. Вейвлет-функция, известная как материнский вейвлет, порождает семейство вейвлетов, которые представляют собой преобразованные (сдвинутые) и расширенные (растянутые или сжатые) версии исходного материнского вейвлета. Сходство между сигналом и анализирующей вейвлет-функцией  $\psi(t)$  вычисляется отдельно для разных интервалов времени, что приводит к двумерному представлению [43]. Непрерывное вейвлет-разложение определяется как сумма сигнала по времени, умноженная на масштабированные и сдвинутые версии исходной вейвлет-функции  $\psi(t)$  [120,43]:

$$\psi(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-a}{a}\right) \quad (1.84)$$

где  $a$  - масштаб,  $b$  – положение [200]

Непрерывное вейвлет-преобразование сигнала  $x(t)$  рассчитывается следующим образом [120]:

$$CWT(\tau, a) = \int x(t) \psi_{a,\tau}^*(t) dt = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int x(t) \psi^*\left(\frac{t-\tau}{a}\right) dt \quad (1.85)$$

где  $a$  — масштабный коэффициент,  $\tau$  — параметр сдвига,  $\psi$  — материнский вейвлет,  $\psi^*(.)$  представляет собой комплексно-сопряженную функцию  $\psi(.)$ , а  $\psi_{at}$  называется дочерним вейвлетом и представляет собой транслированную и масштабированную версию материнского вейвлета уравнения 1.83:

Интеграл в уравнении (2.82) заменяется суммированием в цифровой реализации CWT [103]:

$$CWT(n, a) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \sum x(t) \psi^* \left( \frac{k-n}{a} \right) \quad (1.86)$$

Материнской вейвлет-функцией может быть любая функция, удовлетворяющая условиям ядра. В литературе можно найти различные типы вейвлетов, такие как вейвлеты Добеши [67], ударные вейвлеты, комплексные обобщенные вейвлеты Морзе или комплексные вейвлеты Морле [192]. Временное и частотное разрешение анализа CWT зависит от масштабного коэффициента  $a$ , при этом масштаб обратно пропорционален частоте [130].

Дискретное использует два набора функций, называемых масштабирующими функциями и вейвлет-функциями, которые связаны с фильтрами нижних частот  $h$  и  $g$  верхних частот, соответственно, приведённых на рисунке 1.18.

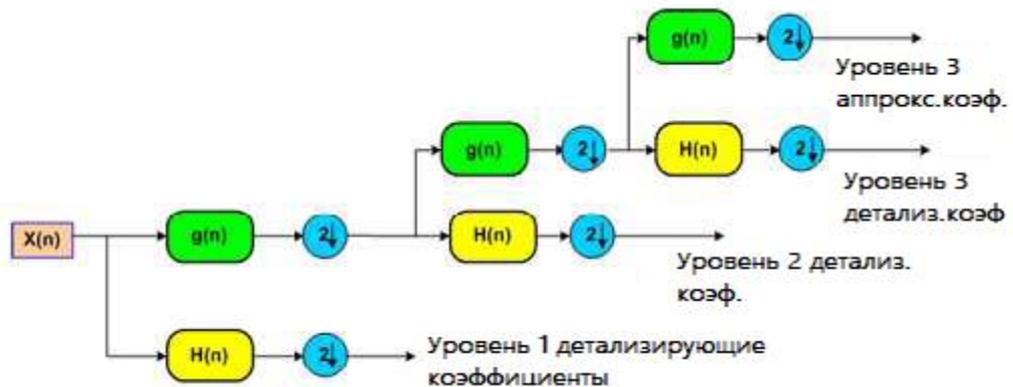


Рисунок 1.18 – Разложение сигнала при дискретном вейвлет-преобразовании

Разложение сигнала на разные частотные полосы просто достигается последовательной фильтрацией верхних частот (детали) и нижних частот (приближения) сигнала во временной области. Чтобы получить дискретное вейвлет-преобразование, мы берем  $a=2^j$  и  $b=ka$ , которые соответствуют двоичному разложению, где  $j$  — уровень,  $k$  — дискретное время. Каждому вейвлету  $\psi(t)$  соответствует функция масштабирования  $\phi(t)$ . Детали на уровне  $j$  связаны с приближениями согласно уравнению 1.86:

$$D_j^k = \sum_n g_{n-2k} A_{j-1}^k \quad (1.87)$$

Рекуррентное отношение аппроксимаций реализуется:

$$A_j^k = \sum_n H_{n-2k} A_{j-1}^k \quad (1.88)$$

Собственное значение энергии для каждой полосы частот определяется формулой:

$$E_j = \sum_{k=1}^{k=n} |D_{jk}(n)|^2 \quad (1.89)$$

где  $j$  – уровень декомпозиции.

Рассмотрим аспекты применения вейвлет-преобразования на примере диагностики межвиткового замыкания. Подробно, о механизме и последствиях межвиткового замыкания в обмотке статора СДПМ рассмотрено в главе 1.1.3 настоящей работы. В текущей главы мы рассмотрим результаты анализа линейного тока при межвитковом замыкании и результаты вейвлет-преобразования, позволяющие получить диагностическую информацию, на примере асинхронного двигателя, как наиболее исследованного типа привода с точки зрения получения диагностической информации [59].

Моделирование выполнено для модели трехфазного асинхронного двигателя на 1,1 кВт. Более подробно об имитационной модели машины см. в [42]. Смоделировано межвитковое замыкание статора, чтобы предложить возможность наблюдения за поведением двигателя в различных условиях межвиткового замыкания (3, 10 и 30 витков). Прогноз, спровоцированный дефектом, нельзя анализировать непосредственно во временном пространстве, поскольку для выделения различных гармонических составляющих токов статора использовалось дискретное вейвлет-преобразование (ДВП). На рисунке 1.19 представлены результаты моделирования токов статора при различных условиях межвитковых замыканий для (3, 10, 30 короткозамкнутых витков фазы А) асинхронного двигателя.

Ключевыми преимуществами ДВП являются его способность обеспечить локальное представление нестационарных токовых сигналов для нормальных условий и в условиях неисправности. Понятно, что когда в фазе А возникает неисправность, то ток в этой фазе увеличивается до своего максимального значения по сравнению с другими фазами. Отмечается дисбаланс при переключении фаз, токи фаз, в которых произошел дефект, увеличиваются с увеличением числа короткозамкнутых витков.

Дискретное вейвлет-преобразование — это эффективный и мощный метод, который обеспечивает частотно-временное представление нестационарного сигнала с хорошим временным разрешением, по сравнению с преобразованием Фурье.

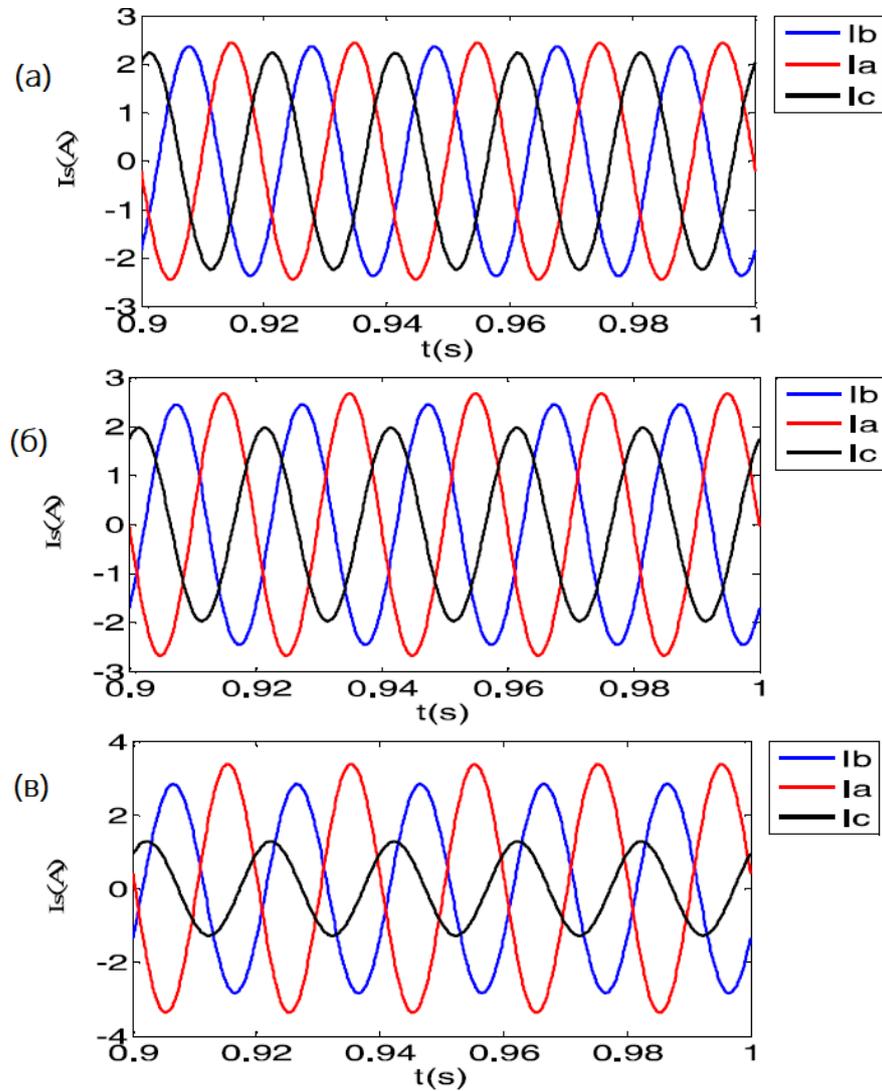


Рисунок 1.19 – Ток статора при короткозамкнутых витках,  
а) – 3 витка, б) – 10 витков, в) – 30 витков

Это расширение оконного преобразования Фурье (STFT), которое имеет постоянную длину окна. Вейвлет-преобразование позволяет анализировать высокочастотные компоненты с короткими временными интервалами, а низкочастотные компоненты — с большими временными интервалами [66].

Перед применением ДВП необходимо выбрать тип материнского вейвлета и количество уровней декомпозиции. Важным шагом является выбор материнского вейвлета для проведения анализа. Было разработано несколько семейств вейвлетов с

различными математическими свойствами [54]. Это вейвлеты Гаусса, Мексика, Хэта, Морле, Мейера, Добеши, койфлета, биортогональные и т. д. В некоторых областях науки некоторые семейства показали лучшие результаты для конкретных приложений. Хорошая проработка вопроса подбора оптимальных вейвлетов выполнена в работе Д.С. Осипова [18].

Для извлечения компонентов ошибки после разработки нескольких тестов показано, что широкий спектр семейств вейвлетов может дать удовлетворительные результаты. В приведённом примере был использован вейвлет Добеши 4 в качестве исходного вейвлета для анализа ДВП. Количество уровней разложения определяется низкочастотными составляющими. Для выделения частотных составляющих, вызванных межвитковым замыканием, количество уровней разложения должно быть одинаковым и определяется формулой 2.87 [162]:

$$n_{ls} = \text{int} \left( \frac{\log\left(\frac{f_e}{f_s}\right)}{\log(2)} \right) \quad (1.90)$$

где  $f_e = 10$  кГц,  $f_s = 50$  Гц.

Для этого подхода необходимо выполнить дальнейшее разложение этого сигнала, чтобы полоса частот (0–f) была разложена на большее количество полос. Обычно для анализа достаточно двух дополнительных уровней разложения (то есть  $n_{ls}+2$ ) [70].

$$n_{ls} + 2 = \text{int} \left( \frac{\log\left(\frac{10000}{50}\right)}{\log(2)} \right) + 2 = \text{int}(7.64) + 2 = 9 \text{ уровень} \quad (1.91)$$

На рисунках 1.20-1.23 представлены графики детализирующих и аппроксимирующих коэффициентов (D9, D8, D7, A9), полученные при многоуровневой декомпозиции тока статора ( $I_{as}$ ) при исправном и неисправном состояниях для различных межвитковых замыканий 3, 10 и 30 витков. Во всех случаях вейвлет-анализ проводится при приложении переменной нагрузки на машину при  $t=0,3$  с и неисправности при  $t=0,5$  с.

При сравнении уровней (сигналов детализации и аппроксимации) в четырех случаях (исправный и 3 варианта межвиткового замыкания) отмечается, что амплитуда уровней коэффициентов (D7, D8, D9 и A9) увеличивается с увеличением числа витков межвиткового замыкания. Расчет энергии, запасенной на каждом уровне разложения, подтверждает увеличение значений, наблюдаемое как в аппроксимирующих, так и

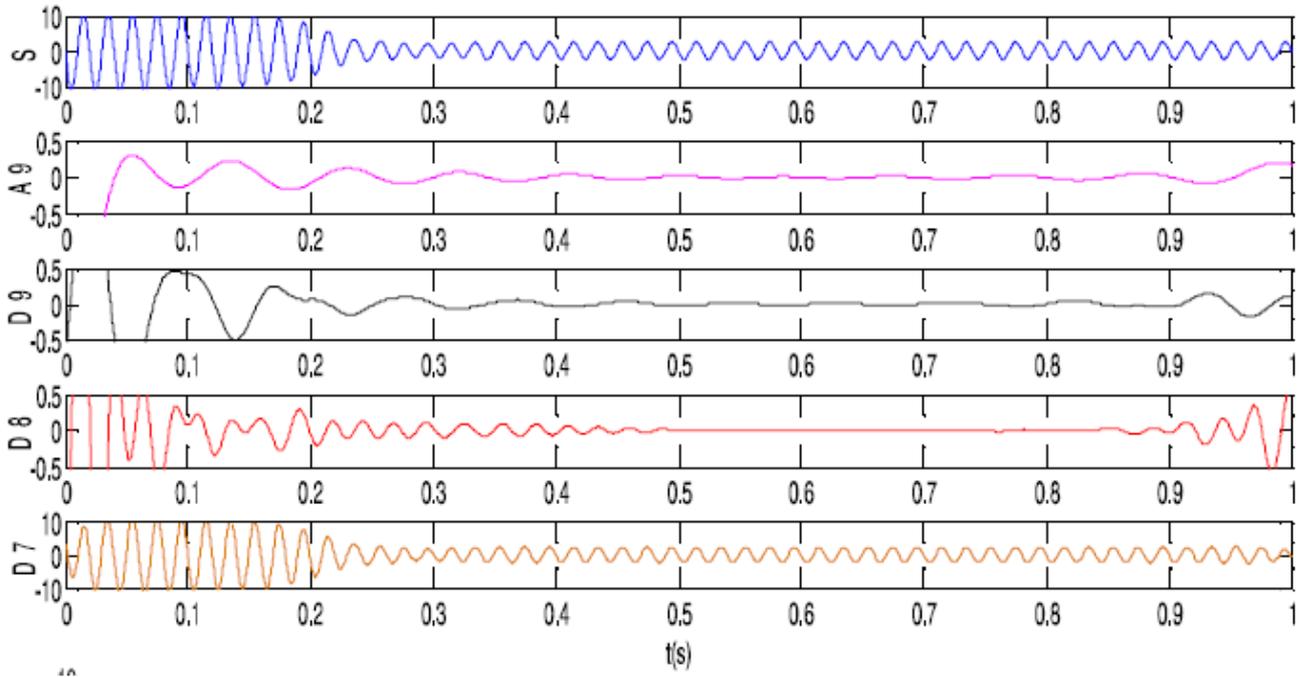


Рисунок 1.20 – Вейвлет-преобразование тока статора исправного АД

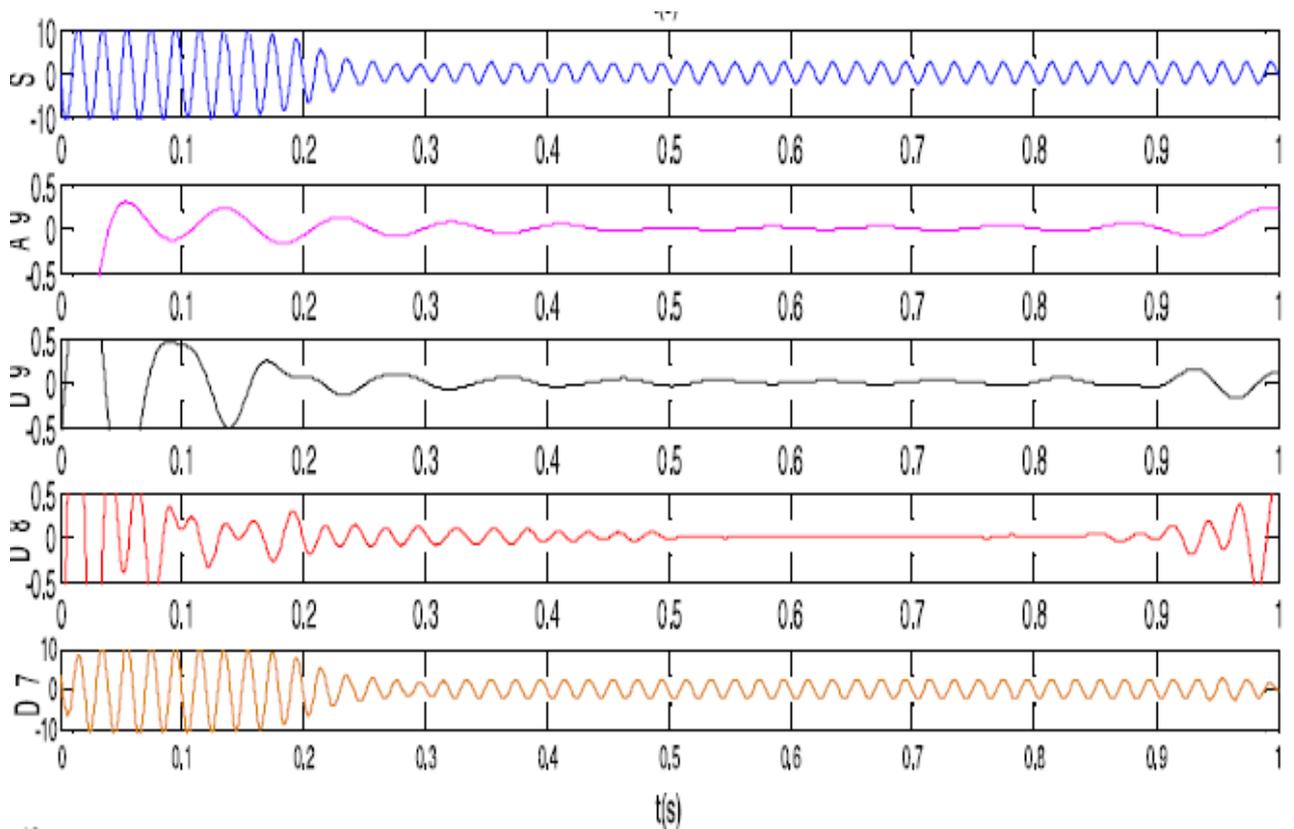


Рисунок 1.21 – Вейвлет-преобразование тока статора АД

с количеством замкнутых витков = 3

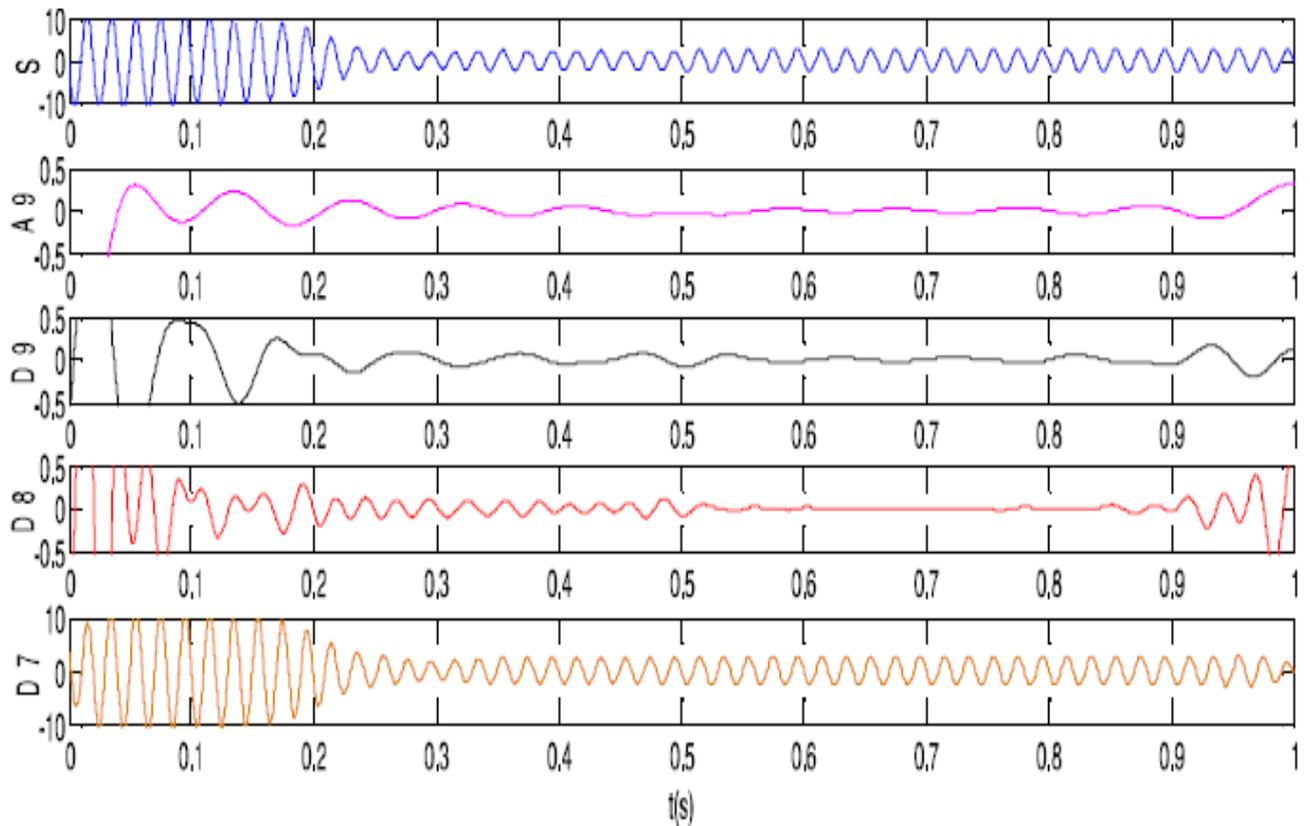


Рисунок 1.22 – Вейвлет-преобразование тока статора АД  
с количеством замкнутых витков = 10

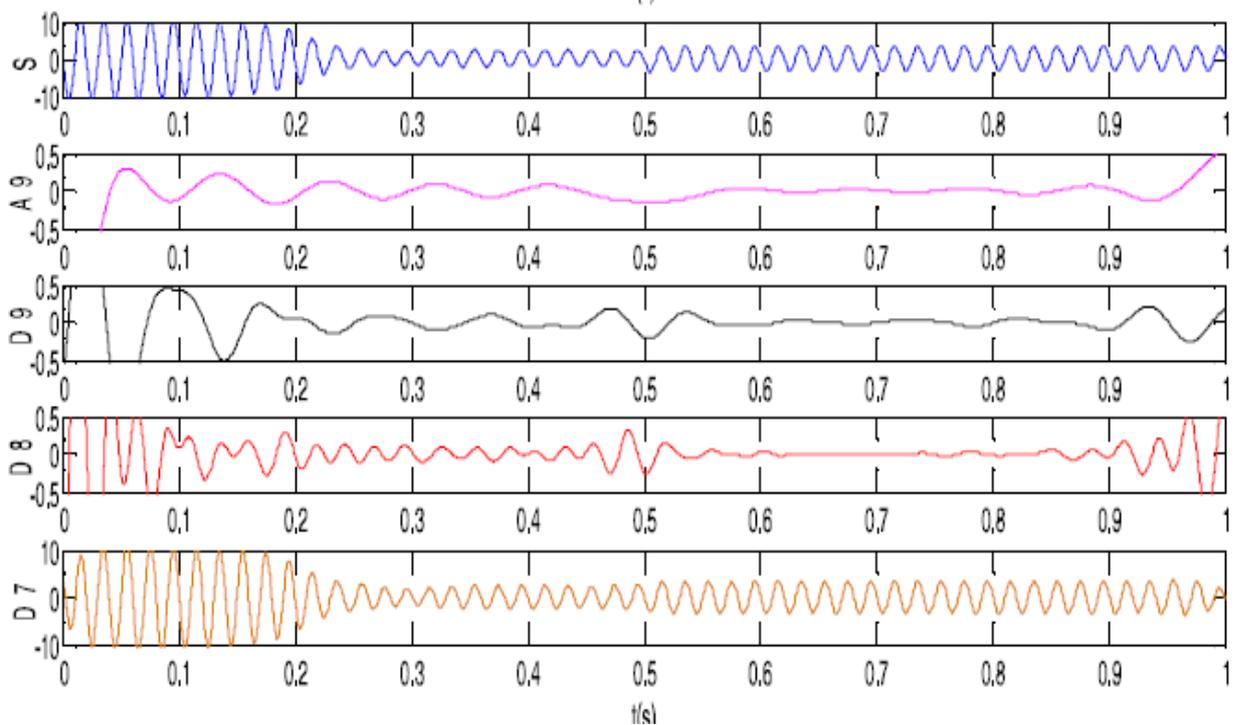


Рисунок 1.23 – Вейвлет-преобразование тока статора АД  
с количеством замкнутых витков = 30

детализирующих коэффициентах, особенно на уровне разложения 7, которые соответствуют полосе, расположенной вблизи и ниже основного. Степень увеличения пропорционально зависит от количества витков, закороченных в статоре [59].

Таким образом, вейвлет-анализ применим для диагностики межвитковых замыканий и в принципе может применяться для поиска диагностической информации в электроприводах. Возможность использования вейвлет-анализа для поиска сигнатур обусловлено его чувствительностью к малейшим изменениям структуры сигнала, его частотного наполнения, особенно при сравнительном анализе.

Следует отметить недостаточную проработку использования вейвлет-анализа для поиска неисправностей в СДПМ.

### **1.3 Основные результаты и выводы**

В результате проведенного анализа состояния теоретических исследований и практических работ были сделаны следующие выводы и показаны результаты:

1. Выявлены неисправности характерные для синхронных двигателей с постоянными магнитами. Рассмотрены механические неисправности, такие как: дефекты подшипников, механическая разбалансировка и эксцентриситет ротора; электрические неисправности, такие как короткозамкнутые витки обмотки статора в различных вариациях и случаях; дефекты магнитной системы, такие как размагничивание отдельных магнитов, либо всей магнитной системы в целом, выкрашивание отдельно магнита, уменьшение его коэрцитивной силы. Показано влияние данных неисправностей на конструкцию привода, на потребляемый ток и оценена возможность дальнейшей эксплуатации привода.

2. Проанализированы современные способы диагностики электроприводов. Рассмотрены типы диагностики, основанные на методах:

- метод конечных элементов, показаны практические результаты применения данного метода диагностики для поиска механических неисправностей, таких как эксцентриситет ротора и др.;

- метод эквивалентной магнитной цепи, может применяться при диагностике межвитковых замыканий, а также при повреждениях статора и ротора, при этом

учитываются все существующие магнитные пути и не пренебрегают индуктивностью рассеяния;

- различные направления токовой диагностики электроприводов, такие методы анализа тока как, сигнатурный анализ, анализ Фурье, вейвлет-анализ.

В общем случае показано больше разнообразие методов диагностики неисправностей электроприводов, при этом также отмечается их преимущества и недостатки в поиске тех или иных дефектов. Основной упор делается на токовой диагностике как на современном методе малоинвазивной функциональной диагностике, позволяющей выполнять диагностику без вывода двигателя из эксплуатации. Показаны преимущества токовой диагностики по сравнению с другими методами.

3. Рассмотрены различные методы токовой диагностики электроприводов. Подробно показаны методы математического анализа получаемого сигнала, такие как сигнатурный анализ, анализ Фурье, вейвлет-анализ. Показаны преимущества и недостатки каждого математического метода применительно именно к диагностике СДПМ. Приведены результаты теоретических выкладок и практических исследований в области применения данных методов к конкретным сигналам, служащим источником диагностической информации. Показаны пределы быстрого преобразования Фурье, оконного преобразования Фурье. Показаны преимущества вейвлет-преобразования для анализа исходного сигнала, получения спектральной картины и поиска сигнатур, характерных для тех или иных неисправностей СДПМ.

4. Недостаточно проработан вопрос поиска неисправностей характерных именно для СДПМ. Зачастую, неисправности характерные для асинхронных приводов просто переносят на СДПМ, без учета различий в магнитных системах и системах управления. Так, в работах практически не встречаются неисправности, связанные с повреждением постоянных магнитов, хотя согласно практике, такие неисправности встречаются достаточно часто, более 10% случаев. К тому же, широкое распространение применения СДПМ в авиационной технике, поднимает вопрос о неисправностях магнитов на более высокий и приоритетный уровень, т.к., например короткозамкнутый виток не приводит к разрушению и заклиниванию привода, а трещина в постоянном магните является весьма опасным явлением (особенно в полете). Данный аспект определил дальнейшее направление поиска способов диагностики СДПМ, с целью раннего обнаружения неисправностей магнитной системы.

## 2 МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СДПМ, СПОСОБЫ ПОЛУЧЕНИЯ ДИАГНОСТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

### 2.1 Математическое описание СДПМ

В большинстве случаев для описания математической модели СДПМ для упрощения описания используют некоторые допущения. Для цели обоснования возможности генераторного режима в исследовании СДПМ, данные допущения вполне корректны и приведены далее:

- насыщения сердечника и индуктивность рассеяния обмотки не учитываются;
- магнитный потенциал в воздушном зазоре распределяется синусоидально;
- волны высших гармоник пренебрежительно малы.

В рамках этих допущений и с использованием преобразования координат dq математическая модель СДПМ во вращающейся системе координат dq представляется в виде следующих уравнений [122,139].

DQ преобразование напряжения выполняется по формулам:

$$\begin{aligned} U_q &= R_s i_q + \omega_r \lambda_d + p \lambda_q \\ U_d &= R_s i_d - \omega_r \lambda_q + p \lambda_d \end{aligned} \quad (2.1)$$

Потокоцепление задается как:

$$\begin{aligned} \lambda_q &= L_q l_q \\ \lambda_d &= L_d l_d + \lambda_f \end{aligned} \quad (2.2)$$

Подставляя уравнения 2.2 в 2.1, получаем:

$$\begin{aligned} U_q &= R_s i_q + \omega_r (L_d l_d + \lambda_f) + p L_q i_q \\ U_d &= R_s i_d + \omega_r L_q i_q + p (L_d i_d + \lambda_f) \end{aligned} \quad (2.3)$$

Преобразуя 2.3 в матричную форму, получаем:

$$\begin{bmatrix} U_q \\ U_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \rho L_q & \omega_r L_d \\ -\omega_r L_q & R_s + \rho L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_q \\ l_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_r \lambda_f \\ \rho \lambda_f \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Развиваемый момент двигателя определяется по формуле:

$$M_e = \frac{3}{2} \left( \frac{p}{2} \right) (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (2.5)$$

Уравнение механического крутящего момента:

$$M_e = M_L + B\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (2.6)$$

Решение уравнения для механической скорости ротора:

$$\omega_e = \int \left( \frac{T_e - T_L - B\omega_m}{J} \right) \quad \omega_m = \omega_r \left( \frac{2}{p} \right) \quad (2.7)$$

где  $\omega_r$  – электрическая скорость ротора, а  $\omega_m$  – механическая скорость ротора.

На основании уравнений 2.3 составим схему замещения СДПМ

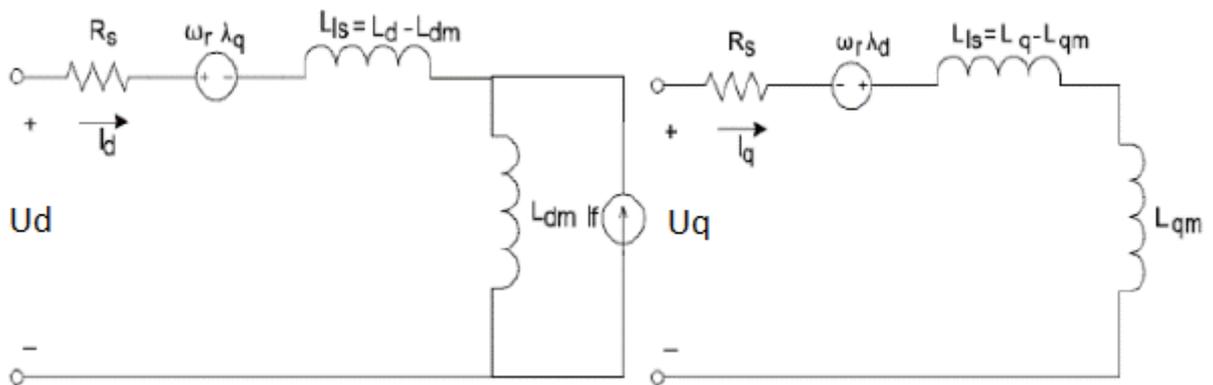


Рисунок 2.1 – Схема замещения СДПМ

Представленное описание СДПМ относится к математическим моделям с постоянными параметрами без учета магнитного насыщения [121,179]. Однако высокое значение удельной мощности в СДПМ и его высокая перегрузочная способность приводят к тому, что машина работает с глубоким насыщением магнитных путей. Проявления этого явления изменяют параметры и характеристики машины как объекта управления, что приводит к ухудшению работы алгоритмов управления. Для проведения имитационных исследований систем управления СДПМ на их чувствительность к параметрическим изменениям объекта необходимы быстродействующие компьютерные модели машин, учитывающие магнитное насыщение. Имеется ряд работ по математическому описанию СДПМ с учетом насыщения [62,129,160]. Точные компьютерные модели СДПМ, учитывающие насыщение, могут быть получены из описания электромагнитных полей в распределенных параметрах с использованием метода конечных элементов (МКЭ) [93]. Однако высокая вычислительная нагрузка на

вычислительные системы, ввиду сложности моделей, учитывающих электромагнитные поля, не позволяют использовать их при компьютерном моделировании систем управления. Но существуют имитационные модели, позволяющие проводить точное и быстрое моделирование СДПМ, данные модели основаны на результатах ранее проведенных натурных исследований, чтобы применить эти модели для создания надежной системы электроприводов.

Как было указано выше наиболее эффективной является математическая модель СДПМ в прямоугольной системе отсчета  $dq$ , связанной с ротором, когда ось  $d$  ориентирована по вектору потока постоянных магнитов [121,179]:

$$U_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \psi_d + \omega \psi_q \quad (2.8)$$

где  $U$ ,  $I$ ,  $\psi$  – напряжение, ток, потокосцепление соответственно,  $R_s$  – сопротивление фазной обмотки статора,  $\omega = p_b \omega_r$  – радиальная частота магнитного поля,  $p_b$  – число пар обмоток,  $\omega_r$  – угловая скорость ротора.

Проецируя потокосцепление на  $dq$  ось, получаем выражение:

$$\begin{aligned} \psi_e &= \psi_{id} + \psi_m = L_d i_d + \psi_m \\ \psi_q &= \psi_{iq} = L_d i_d \end{aligned} \quad (2.9)$$

где  $\psi_i$  – потокосцепление реакции якоря,  $L$  – индуктивность,  $\psi_m$  – потокосцепление от постоянных магнитов.

В одном из наиболее часто используемых методах векторного управления СДПМ, особенно для двигателей с обращённым ротором, параметр  $i_d$  приравнивают к нулю. Для машин с постоянными магнитами установленными на ротор с применением стальной арматуры, а также для всех СДПМ, работающих с ослаблением магнитного поля принимают  $i_d < 0$ . Из уравнения 2.9 следует, что в данном случае составляющая потокосцепления  $\psi_d$  не возрастает с увеличением составляющей тока  $i_d$ . Поэтому магнитное насыщение по оси  $d$  практически отсутствует. Производные по времени обеих составляющих потокосцепления имеют вид:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \psi_d(i_d) &= \frac{d\psi_{id}(i_d)}{di_d} \cdot \frac{di_d}{dt} = L_d(i_d) \frac{d}{dt} i_d \\ \frac{d}{dt} \psi_d(i_q) &= \frac{d\psi_{iq}(i_q)}{di_q} \cdot \frac{di_q}{dt} = L_q(i_q) \frac{d}{dt} i_q \end{aligned} \quad (2.10)$$

где  $L_d(i_d)$  и  $L_d(i_q)$  – динамические индуктивности

При этом имеет место магнитное насыщение вдоль оси  $q$ , что выражается нелинейной зависимостью  $\psi_{iq}(i_q)$ . В общем случае учитываем также возможную нелинейную зависимость  $\psi_{iq}(i_p)$ .

Подставляя (2.9) и (2.10) в (2.8), получаем следующую систему нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих электрический баланс в СДПМ:

$$U_d = R_s i_s + \underbrace{L_d(i_d) \frac{d}{dt} i_d}_1 - \underbrace{\omega \psi_{iq}(i_q)}_2 \quad (2.11)$$

$$U_q = R_s i_q + \underbrace{L_q(i_q) \frac{d}{dt} i_q}_1 - \underbrace{\omega \psi_{id}(i_d)}_2 - \underbrace{\omega \psi_m}_3$$

В (2.11) слагаемые 1 выражают ЭДС самоиндукции, 2 выражают ЭДС, вызванную реакцией якоря, а 3 - ЭДС вращения. Электромагнитный момент двигателя имеет вид:

$$M = \frac{3}{2} p_b [\psi_d(i_d) i_q - \psi_q(i_q) i_d] \quad (2.12)$$

Полная математическая модель СДПМ должна также включать модель механической части двигателя, например массовой части:

$$J \frac{d}{dt} \omega_r + b \psi_r = M - M_i \quad (2.13)$$

где  $J$  общий момент инерции двигательной системы, приходящийся на вал двигателя,  $b$  – коэффициент вязкого трения,  $M_i$  - крутящий момент статической нагрузки.

Учет механической части также необходим для дальнейшего описания методов диагностики, путем считывания параметров генераторного режима.

Полученная математическая модель, учитывающая магнитное насыщение, содержит нелинейно зависящие от тока переменные  $\psi_{iq}(i_q)$ ,  $\psi_{iq}(i_p)$ ,  $L_d(i_d)$ ,  $L_d(i_q)$ .

Данные зависимости можно определить по результатам натурных исследований конкретного СДПМ.

В качестве примера, приведем данные, полученные с реального СДПМ IPMS132 S4, в его версии с постоянными магнитами, активной мощностью 4 кВт, напряжение 0,4 кВ, частота вращения 1500 об/мин. Схема его магнитной системы представлена на рисунке 2.2.

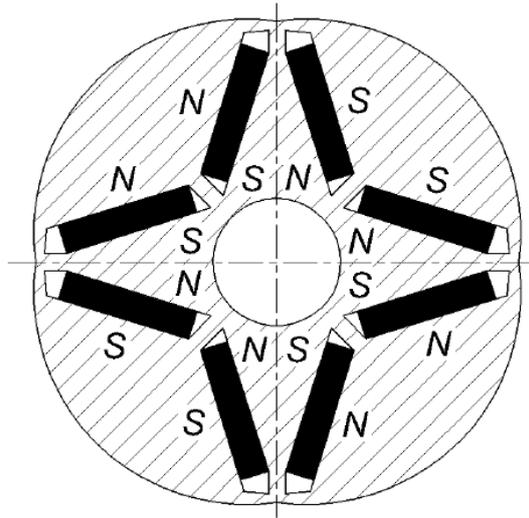


Рисунок 2.2 – Схема магнитной системы СДПМ IPMS132 S4

Расчеты двумерного магнитного поля при заданных граничных условиях и плотностях токов в проводящих областях для данного СДПМ были выполнены методом МКЭ с использованием специализированного программного обеспечения ANSYS [176]. Исследовано магнитное поле от постоянных магнитов в воздушном зазоре и его потокосцепление с фазными обмотками при отсутствии фазных токов. Полученные в результате такого расчета радиальная  $B_r$  и тангенциальная  $B_t$  составляющие вектора индукции магнитного поля в воздушном зазоре в зависимости от угловой координаты  $\gamma^\circ$  электрических, показаны на рисунке 2.3.

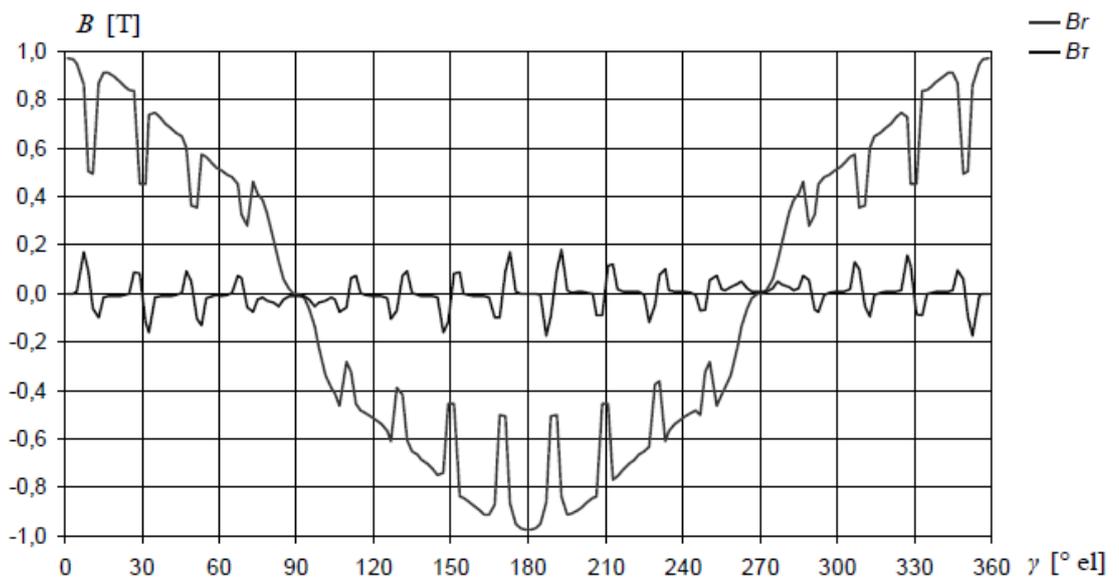


Рисунок 2.3 – Зависимость индуцированного магнитного поля от радиальной и тангенциальной компоненты

Для количественной оценки полученных результатов, функции  $B_r(\gamma)$  разлагают в ряд Фурье. Оценивались 20 гармоник, но не учитывались амплитуды гармоник «зубчатых» порядков.

Гармоники потокосцеплений поля постоянных магнитов с фазными якорными обмотками, рассчитанные на модели поля исследуемого СДПМ, в зависимости от угла поворота ротора выражаются формулой:

$$\psi_{m\ abc}(\gamma) = [\psi_{ma}(\gamma) \ \psi_{mb}(\gamma) \ \psi_{mc}(\gamma)]^T \quad (2.14)$$

Результаты применения данного выражения сведены в таблицу 2.1

Таблица 2.1 - Параметры гармоник потокосцепления ротора ПМ с обмотками якоря

No of harmonic, $i$	$\psi_{m.\sin i}$ , Wb	$\psi_{m.\cos i}$ , Wb
1	$-1.040 \cdot 10^{-1}$	$-5.910 \cdot 10^{-1}$
2	$8.515 \cdot 10^{-7}$	$3.357 \cdot 10^{-6}$
3	$3.700 \cdot 10^{-3}$	$6.392 \cdot 10^{-3}$
4	$-8.111 \cdot 10^{-6}$	$3.134 \cdot 10^{-5}$
5	$-1.401 \cdot 10^{-3}$	$-1.175 \cdot 10^{-3}$
6	$8.482 \cdot 10^{-6}$	$4.360 \cdot 10^{-5}$
7	$-4.772 \cdot 10^{-4}$	$-1.723 \cdot 10^{-4}$
8	$-4.570 \cdot 10^{-6}$	$-6.464 \cdot 10^{-6}$
9	$1.967 \cdot 10^{-4}$	$2.596 \cdot 10^{-6}$

Как видно из полученных результатов, соответствующее профилирование поверхности сердечника ротора, обеспечивающее неравномерность рабочего воздушного зазора, обеспечивает близкое к синусоидальному распределение поля.

Далее исследовалось магнитное поле машины, питаемой от источника тока. Выбраны три рабочих значения тока статора – 9, 18 и 27 А, а также разные углы опережения вектора тока относительно первой гармоники вектора вращения ЭДС, вызванные ПМ, –  $\delta = -30, -10$  и  $+20^\circ$  эл. Форма и величина электромагнитного момента воспроизведены при комплексном учете всех факторов, возникающих в реальных условиях работы машин и в их взаимосвязи, а именно:

- реальная гармоническая структура силы магнитной напряженности ротора с учетом гармоник порядков зубцов;
- магнитная анизотропия полюсов индуктора по двум пространственным координатам;
- реактивные моменты, вызванные силовым взаимодействием ПМ с конструктивными элементами магнитопровода.

На рисунке 2.4 представлены временные зависимости заданных фазных токов и полученных базовых координат привода  $M$ ,  $\omega_r$  и  $\gamma_r$ , при пуске машины под нагрузкой и с дискретным изменением заданных значений тока якоря при угле опережения  $\delta = -10^\circ$  эл. В описываемых измерениях момент инерции вращающейся части оценивался как  $0.0646 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ . Момент статической нагрузки формировался пропорционально скорости вращения по выражению:

$$M_l = -M_{ln} \omega_r / \omega_{rn} \quad (2.15)$$

где  $\omega_{rn} = 41.9 \text{ рад/с}$  номинальная угловая скорость,  $M_{ln} = 25.5 \text{ Н}\cdot\text{м}$  номинальный угловой момент.

На рисунке 2.5 представлены зависимости фазных полных потокосцеплений от угла поворота ротора, полученные для данного случая разгона СДПМ.

Параметры машины, необходимые для моделирования магнитного насыщения, могут быть получены путём вычисления данных поля на основе экспериментального исследования конкретного СДПМ в соответствии со следующим, предложенным нами методом.

1. На основании полученных угловых зависимостей компонент вектора потокосцепления  $\psi_{mabc}(\gamma)$ , вызванных действием постоянных магнитов, и компонент вектора полного потокосцепления СДПМ  $\psi_{\Sigma abc j}[i_{abc j}(\gamma), \gamma]$  для определенного угла опережения и некоторых  $j = 1, \dots, n$  значений тока якоря, значения компонент вектора потокосцепления реакции якоря в первом приближении можно найти как разность значений соответствующих компонент этих векторов:

$$\psi_{i abc j}[i_{abc j}(\gamma), \gamma] = \psi_{\Sigma abc j}[i_{abc j}(\gamma), \gamma] - \psi_{m abc}(\gamma) \quad (2.16)$$

2. Полученные компоненты вектора потокосцепления ротора и соответствующие им компоненты вектора тока следует преобразовать в систему отсчета dq:

$$\psi_{i dq j}(i_{dq j}) = [\psi_{i d j}(i_{d j}) \quad \psi_{i q j}(i_{q j})]^M \quad (2.17)$$

3. По векторам потокосцепления для наименьшего значения тока (без насыщения)  $\psi_{i abc l}[i_{abc l}(\gamma), \gamma]$  и  $\psi_{i dq l}(i_{dq l})$  можно найти индуктивности по методике, описанной в [176], где  $L_d$  намагниченность по оси d,  $L_q$  start начальная (ненасыщенная) намагниченность по оси q.

4. Зависимость  $\psi_{i_d j}(i_{d j})$  и  $\psi_{i_q j}(i_{q j})$ , полученную на шаге 2, следует аппроксимировать функцией:

$$\psi(i) = a_1 \arctan(a_2 i) + a_3 i \quad (2.18)$$

где  $a_1, a_2, a_3$  – коэффициенты аппроксимации.

Тогда зависимость динамической индуктивности от тока равна:

$$\hat{L}(i) = \frac{a_1 a_2}{1 + a_2^2 i^2} + a_3 \quad (2.19)$$

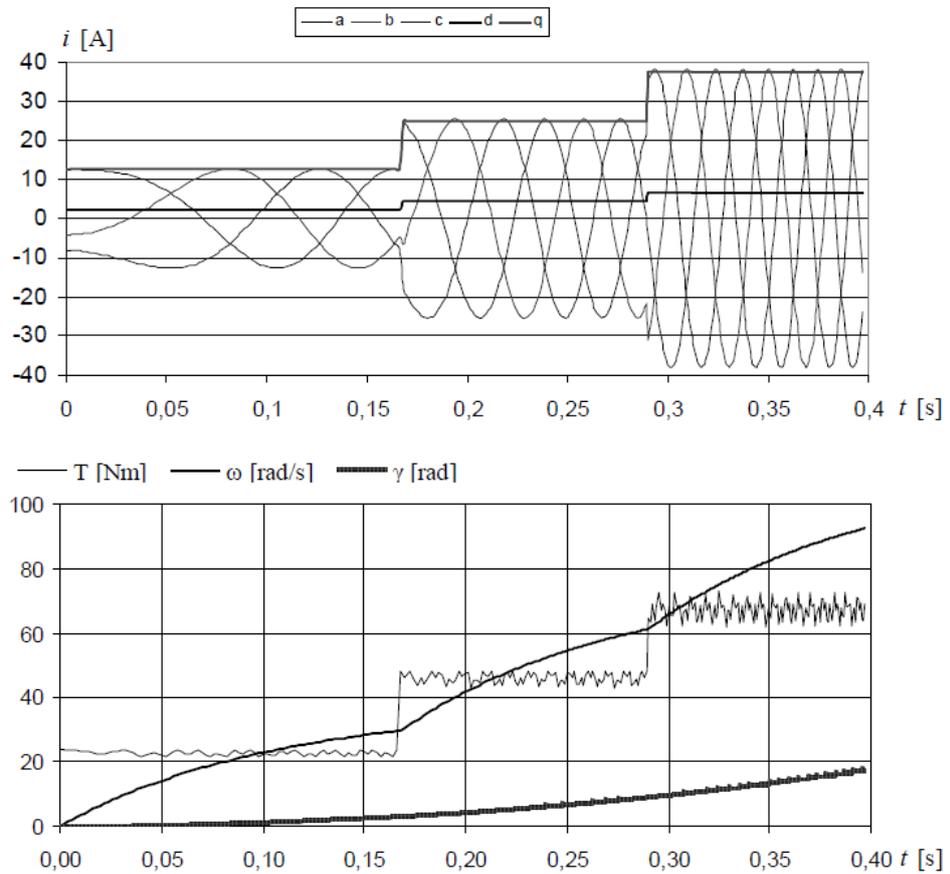


Рисунок 2.4 – Зависимость фазного тока, электромагнитного момента, угловой скорости и угла поворота ротора.

Шаги 1-4 повторяются для других значений угла опережения вектора тока относительно вектора ЭДС вращения. На рисунке 2.5 представлены полученные угловые зависимости потокосцеплений фаз ротора и их проекции во вращающихся координатах dq при разгоне СДПМ для угла опережения  $\delta = -10^\circ$  эл. Все учитываемые в

полевой модели факторы (зубчатая структура ротора, реальное распределение стержней ротора, насыщение магнитопровода) обуславливают несинусоидальность фазовых связей и соответствующую пульсацию их dq-проекций.

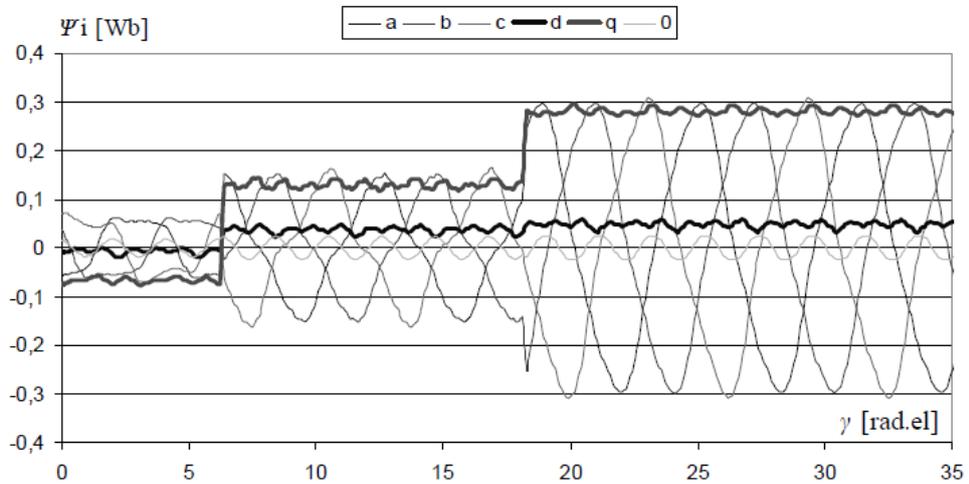


Рисунок 2.5 – Зависимость фазный полных потокосцеплений от угла поворота ротора

На рисунке 2.6 представлены зависимости  $\psi_{i_d j}(i_d j)$  и  $\psi_{i_q j}(i_q j)$ , полученные по описанным методикам, при трех значениях исследуемого угла опережения. Как видно из результатов, между ними имеется хорошее согласование, поэтому независимо от ориентации вектора тока полученные нелинейные кривые реакции якоря и соответствующих им динамических индуктивностей с использованием (2.18) и (2.19) следует аппроксимировать следующими зависимостями:

$$\begin{aligned} \psi_{i_d}(i_d) &= 0.147 \arctan(0.09i_d) - 0.028 \\ \psi_{i_q}(i_q) &= -0.286 + 0.0185i_q - 9.25 \cdot 10^{-5}i_q^2 \\ \hat{L}_d(i_d) &= \frac{0.0132}{1+0.0081i_d^2} \\ \hat{L}_q(i_q) &= 0.0185 - 18.5 \cdot 10^{-5}i_q \end{aligned} \quad (2.20)$$

Имитационную модель СДПМ строят на основе выражений (2.11 - 2.13). В системе отсчета dq моделируются только те элементы, которые отражают различный характер процессов в направлении этих осей (компоненты 1 и 2 в уравнении (2.11)). Модель использует подсистемы, которые используются для расчета потокосцепления, вызванного постоянным магнита, общей ЭДС и электромагнитного момента СДПМ.

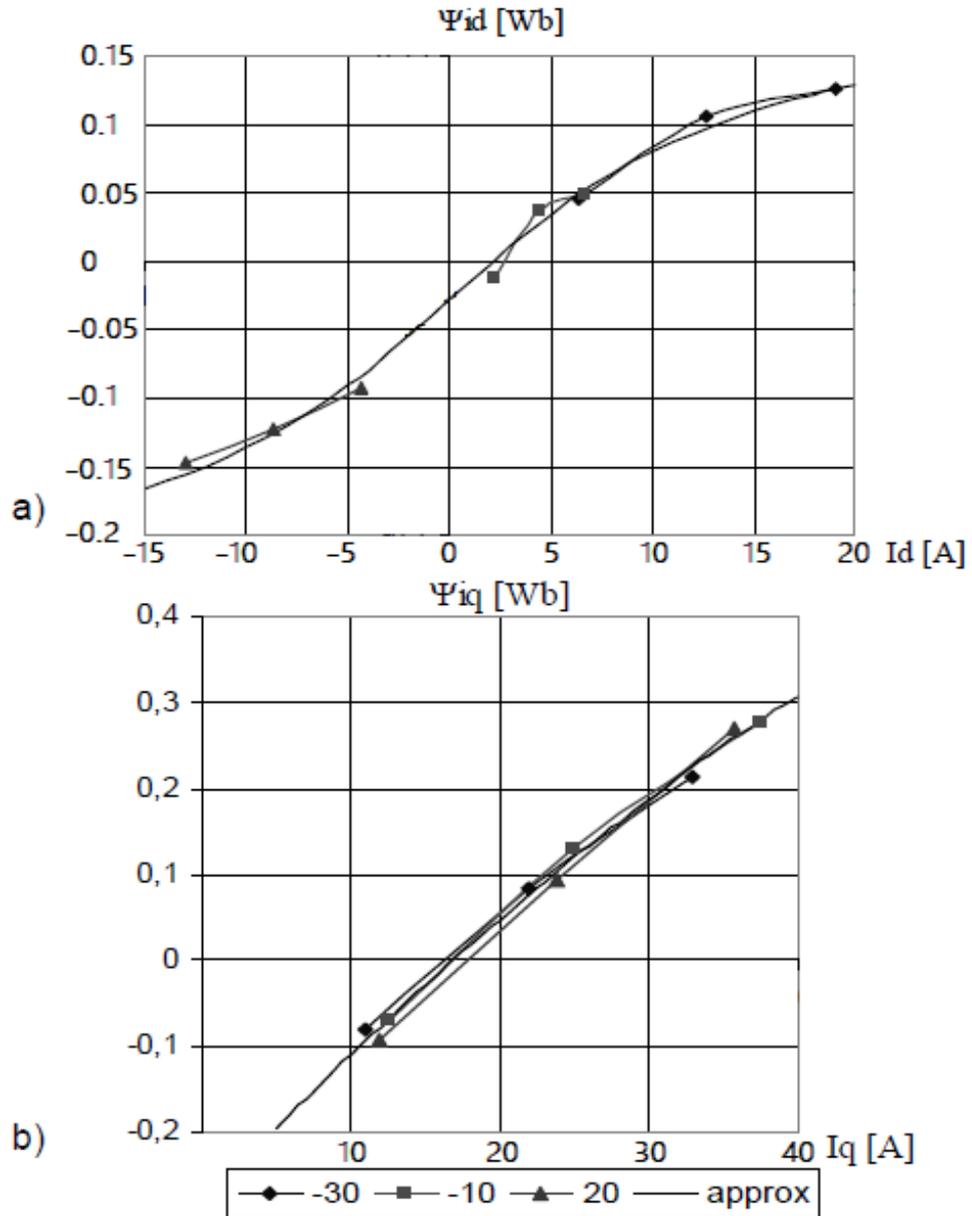


Рисунок 2.6 - Полученные зависимости потокосцепления ротора от тока по оси d (а) и оси q (б) при различных углах ориентации вектора тока статора относительно ротора

Поток постоянных магнитов формируется в фазовых координатах abc. Суммарная ЭДС и электромагнитный момент описываются в системе отсчета dq с использованием уравнений (2.20) и подсистем преобразования координат.

Данная модель была проверена путем длительной симуляции и показала свою адекватность [177]. На основе данной модели можно провести анализ возможностей реализации генераторного режима в СДПМ, без применения дополнительных сложных расчетов.

## 2.2 Системы управления СДПМ

Рассмотрим различные принципы управления СДПМ и определим, в каких системах управления и каких режимах имеется реальная возможность считать сигналы тока и напряжения для выполнения аналого-цифрового преобразования и выполнения различных методов диагностики. В данном аспекте СДПМ являются достаточно уникальным случаем, т.к. для его работы обязательна система управления с прямым или косвенным определением взаимного расположения обмоток статора и магнитной системы ротора. При этом наблюдается разнообразие принципов управления и принципов реализации данного управления. Рассмотрим принципы управления СДПМ и приведем уравнения, описывающие данные процессы.

Простейшим методом управления СДПМ является скалярное управление, которое управляет только величинами и является простейшим методом управления СДПМ, при котором соотношение между напряжением или током и частотой поддерживается постоянным в диапазоне скоростей двигателя. Частота устанавливается в соответствии с требуемой синхронной скоростью, а величина напряжения/тока регулируется для поддержания постоянного соотношения между ними. Управление углами не используется, отсюда и название скалярного управления. В методе используется подход управления без какой-либо обратной связи о параметрах двигателя или его положении. Это делает метод простым в реализации и с низкими требованиями к вычислительной мощности управляющего оборудования, но его простота также имеет некоторые недостатки. Одним из них является неустойчивость системы привода после превышения определенной приложенной частоты, для преодоления которой ротор должен быть сконструирован с демпфирующими обмотками для обеспечения синхронизации ротора с электрической частотой. Это ограничивает количество вариантов конструкции ротора, т.е. магниты должны располагаться внутри стержней демпфера. Поэтому большинство СДПМ сконструированы без демпферных обмоток и не подходят для традиционного скалярного управления. Другим недостатком отсутствия обратной связи являются низкие динамические характеристики системы, что ограничивает использование этого метода управления, например, до привода вентиляторов и насосов и в общем случае вентиляторной нагрузкой [153].

Начиная с 70х годов XX века активно ведется разработка так называемого опережающего векторного или поле-ориентированного управления. Это механизм управления для гибкого управления синхронным и асинхронным двигателем, который позволяет разъединить управление крутящим моментом и скоростью двигателей переменного тока, аналогично двигателям постоянного тока с независимым возбуждением. В двигателе постоянного тока ток якоря создающий поток намагничивания, который непосредственно управляет крутящим моментом и током возбуждения в роторе, доступен независимо от статора, а МДС якоря и поток ротора удерживаются ортогонально по отношению друг к другу, через механическую систему коммутации, такую как щетки и коммутаторы. Но в случае двигателей переменного тока (синхронных и асинхронных двигателей) пространственный угол между вращающимся полем статора и потоком ротора изменяется с нагрузкой, что вызывает колебательный отклик. Система векторного управления эмулирует условия, аналогичные двигателю постоянного тока, но в конструкции двигателя переменного тока, отслеживая положение поля ротора и соответствующим образом ориентируя поле статора, чтобы угол между обоими полями мог поддерживаться на уровне  $90^\circ$ . Таким образом можно достичь состояния максимального крутящего момента при независимом управлении скоростью вращения ротора [56,48,168,196]. Для векторной системы управления требуется датчик положения для постоянного контроля положения ротора, а, следовательно, и положения потока ротора. Поле статора ориентировано посредством изменения фазы и величины трех фазовых соответствий. Поэтому его также называют «векторным контролем» [168,196,36].

### **2.2.1 Скалярная система управления СДПМ**

Как правило, в случае СДПМ для определения положения ротора используется датчик положения вала, а для определения скорости вращения ротора используется датчик скорости, или ее можно рассчитать с использованием данных о положении, таким образом, датчик скорости можно удалить. Преобразователь частоты, используемый с такой системой управления, является традиционным, за исключением модуля управления фазными силовыми устройствами, который должен быть привязан к положению ротора.

В случае использования АД основная идея заключается в изменении частоты питающего напряжения абстрагированно от реакции вала (положения, угловой скорости). Величина питающего напряжения изменяется в зависимости от частоты в постоянном соотношении. Тогда двигатель находится в состоянии, когда магнитный поток представляет собой номинальное значение, и двигатель не перевозбужден или не недовозбужден. Наибольшее преимущество этого простого метода заключается в том, что он работает в бездатчиковом режиме, поскольку алгоритму управления не требуется информация об угловой скорости или фактическом положении ротора. Наоборот, большими недостатками являются зависимость скорости от момента внешней нагрузки, в основном для АД, и снижение динамических характеристик. В последние годы динамические характеристики востребованы как можно выше. Машины переменного тока нашли очень претенциозное применение в автомобильной промышленности, где важны динамические характеристики. В противовес скалярному, векторное управление (Field Oriented Control) машин переменного тока, как новый подход в электроприводах, обеспечивает очень хорошие характеристики по сравнению со скалярным управлением, устраняет почти все недостатки постоянного управления U/f. Основная идея этого метода основана на управлении величинами и углами пространственных векторов. Также, когда требуется высокая производительность в отношении динамики крутящего момента, необходимо учитывать метод известный как прямое управление крутящим моментом.

Управление по закону поддержания постоянным соотношения напряжения/частота в разомкнутом контуре чаще используется в приложениях АД с короткозамкнутым ротором. Использование этого метода для синхронных двигателей с постоянными магнитами дает большое преимущество бездатчикового управления. Информация об угловой скорости может быть оценена косвенно по частоте питающего напряжения. Угловая скорость, вычисляется по частоте питающего напряжения согласно формуле:

$$\omega_s = \frac{2\pi f_s}{p} \quad (2.21)$$

где  $p$  – число пар полюсов

Угловая скорость может рассматриваться как значение угловой скорости ротора, если момент внешней нагрузки не выше критического момента. Механическая

синхронная угловая скорость  $\omega_s$  пропорциональна частоте  $f_s$  питающего напряжения. Среднеквадратичное значение индуцированного напряжения двигателей переменного тока определяется как:

$$E_f = \sqrt{2}\pi f_s N_s k_\omega \phi \quad (2.22)$$

Если пренебречь резистивным падением напряжения на статоре и принять установившиеся условия, то напряжение на статоре идентично наведенному, и выражение для магнитного потока можно записать в виде:

$$\phi = \frac{U_{sph}}{\sqrt{2}\pi f_s N_s k_\omega} = c \frac{U_{sph}}{f_s} \quad (2.23)$$

Чтобы поддерживать постоянный поток статора на его номинальном значении в диапазоне базовой скорости, отношение напряжения к частоте поддерживается постоянным, отсюда и название управления U/f. Если отношение отличается от номинального, двигатель будет перевозбужден или недо возбужден. Первый случай имеет место, когда значение частоты ниже номинального, а напряжение поддерживается постоянным, или если напряжение выше, чем постоянное отношение U/f. Это состояние называется перевозбуждением, что означает, что намагничивающий поток выше своего номинального значения. Увеличение потока намагничивания приводит к увеличению тока намагничивания. В этом случае гистерезис и потери на вихревые токи не пренебрежимо малы. Второй случай представляет собой недо возбуждение. Двигатель становится недо возбужденным, потому что напряжение поддерживается постоянным, а значение частоты статора выше номинального. Скалярное управление синхронным двигателем также может быть продемонстрировано с помощью уравнения крутящего момента СД, аналогичного уравнению асинхронного двигателя. Электромагнитный момент синхронного двигателя, когда сопротивлением статора  $R_s$  нельзя пренебречь, определяется как:

$$M_e = -\frac{m}{\omega_s} \left[ \frac{U_{sph} E_f}{Z_d} \sin(\vartheta_L - \alpha) - \frac{E_f^2 R_s}{Z_d} \right] \quad (2.24)$$

где  $U_{sph}$  — фазное напряжение на клеммах статора,  $E_f$  — индуцированное напряжение, генерируемое возбуждением током возбуждения,  $R_s$  — сопротивление статора,  $\alpha = \arcsin(R_s/Z_d)$ ,  $\vartheta_L$  — угол нагрузки, отрицательный, если это двигательный режим, и положительный, если генераторный.

Синхронное реактивное сопротивление равно  $X_d = 2\pi f_s L_d$ , а синхронное полное сопротивление  $Z_d = \sqrt{R_s^2 + X_d^2}$ . Вторая часть уравнения 2.24 в скобках сокращается, если пренебречь  $R_s$  и приравнять  $Z_d = X_d$ . Индуцированное напряжение СДПМ  $E_f$  создается потоком постоянных магнитов, следовательно,  $E_f \sim E_{PM}$ .

$$E_f = E_{PM} = \frac{2\pi f_s}{\sqrt{2}} \Phi_{PM} N_s k_{ws} = 2\pi f_s \psi_{PM} \quad (2.25)$$

Пренебрегая сопротивлением статора и переписывая реактивное сопротивление и угловую скорость как функцию частоты, можно переписать максимальный крутящий момент как:

$$U_m = \frac{3p}{2\pi f_s} \frac{U_{sph} E_{PM}}{2\pi f_s L_d} = \frac{3p}{2\pi f_s} \frac{U_{sph} 2\pi f_s \psi_{PM}}{2\pi f_s L_d} \quad (2.26)$$

Все постоянные значения в (2.26) можно заменить константой  $C$ , и тогда модифицированное выражение для максимального крутящего момента будет иметь вид:

$$M_m = C \frac{U_{sph}}{f_s} \quad (2.27)$$

где  $C = \frac{3p\psi_{PM}}{2\pi L_d}$  потому что поток постоянных магнитов берется как  $\psi_{PM} = \text{const}$ .

С учетом (2.27) момент будет постоянным в широком диапазоне скоростей вплоть до номинальной скорости, если соотношение напряжения статора и частоты поддерживается постоянным:

$$\frac{U_{sph}}{f_s} = \text{const} \quad (2.28)$$

Выражение (2.26) и, следовательно, выражение (2.28) справедливы только в том случае, если  $R_s$  можно пренебречь по сравнению с синхронным реактивным сопротивлением  $X_d$ . Это справедливо для больших машин при работе с номинальной частотой. Поскольку  $X_d$  пропорционально частоте статора, сопротивлением  $R_s$  нельзя пренебречь в области низких частот (менее 10 Гц). Следовательно, поддержания постоянного отношения  $U_{sph}/f_s$  недостаточно во всем диапазоне скоростей. В области низких частот падение напряжения должно быть более медленным. Этого можно достичь, поддерживая постоянное значение напряжения в области низких частот, как это показано на рисунке 2.7. Такая стратегия управления может быть представлена блок-схемой, показанной на рисунке 2.8.

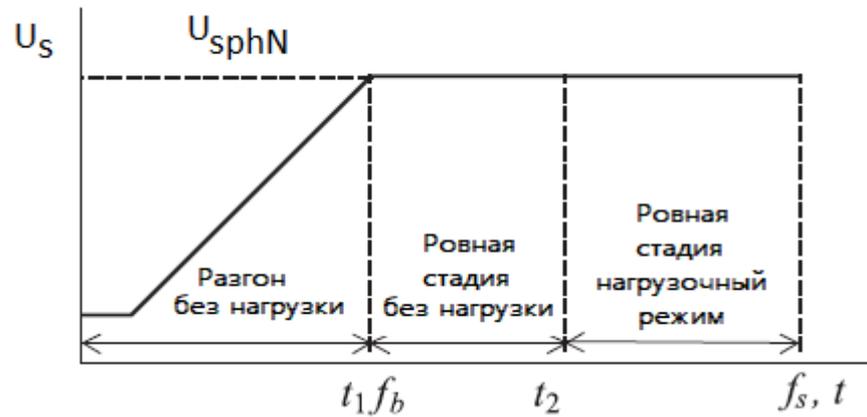


Рисунок 2.7 – Напряжение на статоре в зависимости от частоты

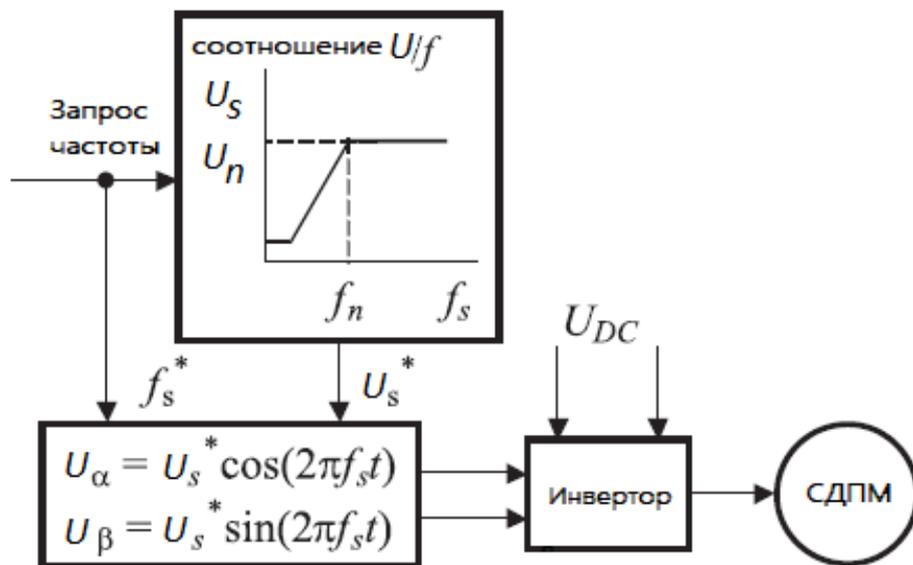


Рисунок 2.8 – Блок диаграмма контроля соотношения напряжение/частота

Предложенный подход был проверен путем моделирования и по результатам моделирования, показанным на рисунке 2.9. наглядно видно, что двигатель не работает на номинальных режимах магнитного потока в течение всего рабочего цикла. Во время пуска можно наблюдать большое перевозбуждение (рисунок 2.9 б), которое вызовет насыщение магнитопровода, увеличение тока намагничивания (рисунок 2.9 в,  $i_d$  составляющая тока) и, следовательно, потери двигателя. Работа двигателя с потоком статора, поддерживаемым на номинальном значении, происходит только в установившемся режиме без нагрузки, когда ток намагничивания равен нулю. Двигатель, нагруженный номинальным моментом  $M_L = 0,38$  Нм, становится

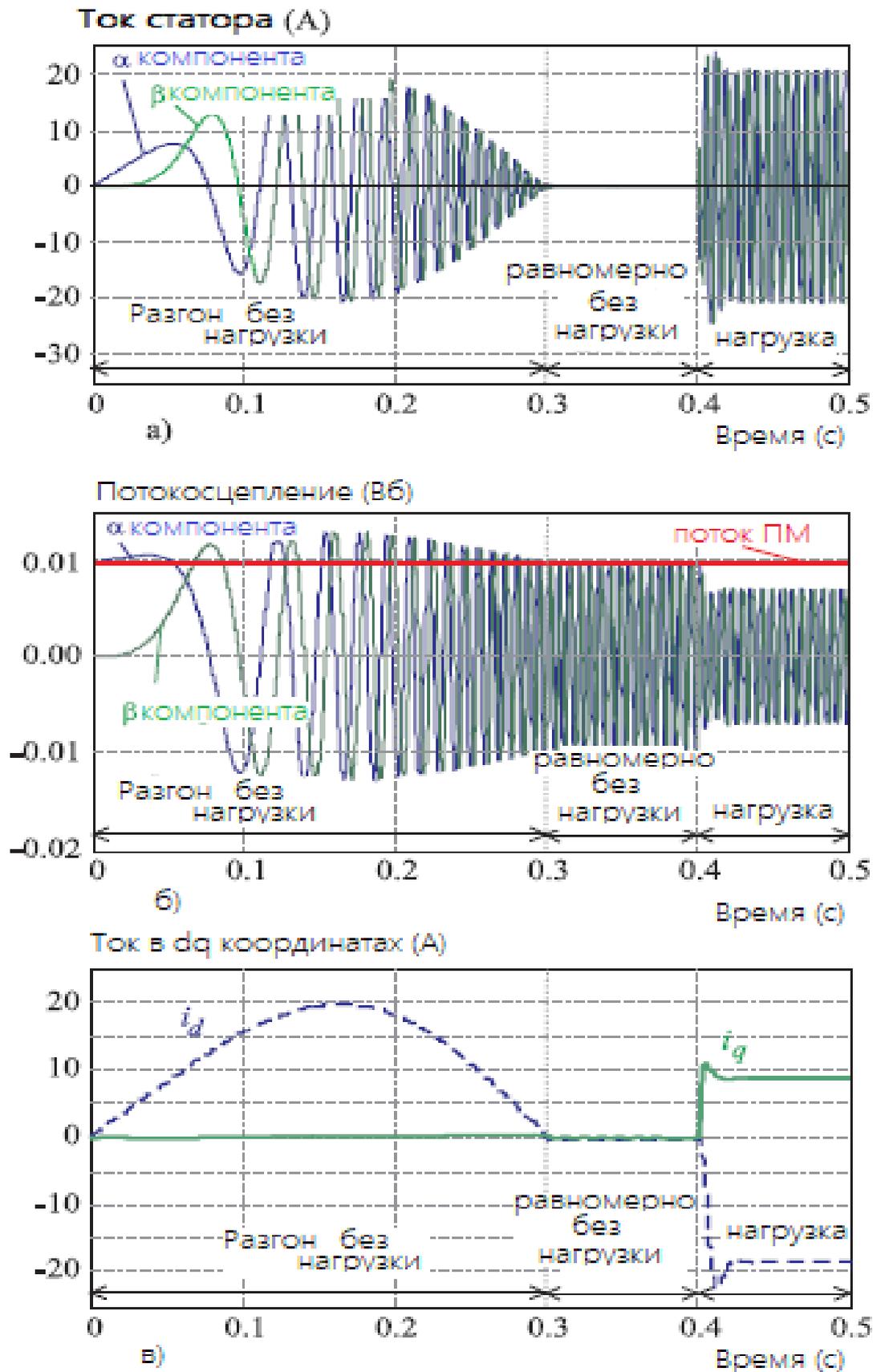


Рисунок 2.9 – Скалярный контроль U/f в СДПМ а) ток статора в  $\alpha\beta$  - координатах, б) поток статора в  $\alpha\beta$  - координатах, в) ток статора в dq – координатах

недовозбужденным, рисунок 2.9 б. Для более наглядного отображения осциллограмм магнитного потока вместо кадра dq была выбрана рамка, рисунок 2.9 б.

Рама на всех рисунках представляет собой раму, соединенную со статором, ось - совмещена с осью а-фазы. На самом деле управление U/f представляет собой наиболее распространенную стратегию управления асинхронными двигателями, как было упомянуто ранее. В случае СДПМ основной поток создается постоянными магнитами  $\psi_{PM}$  на роторе. Ток через катушки статора создает поток, называемый потоком реакции якоря  $\psi_a$ , потому что статор СД представляет собой якорь. Тогда общий поток статора задается как векторная сумма обоих этих потоков, рисунок 2.10.

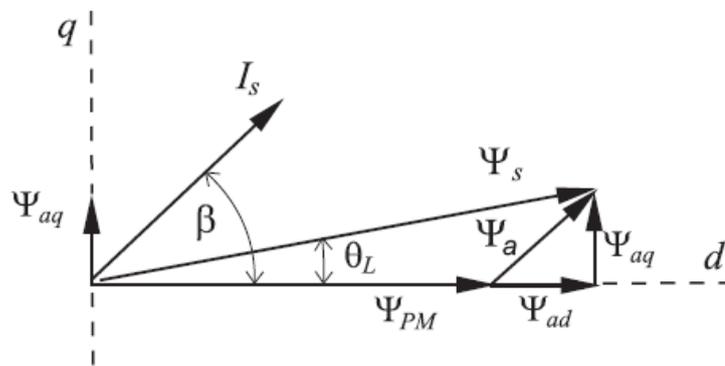


Рисунок 2.10 - Векторная диаграмма, иллюстрирующая связь между потоками статора и током статора

Поток реакции якоря  $\psi_a = L_a I_s$ , где  $L_a$  определенный как индуктивность статора, может быть разложен на систему координат dq следующим образом:

$$\begin{aligned} \psi_{ad} &= L_d I_d = L_d I_s \cos \beta \\ \psi_{aq} &= L_q I_q = L_q I_s \sin \beta \end{aligned} \quad (2.29)$$

Далее, полный поток в dq координатах получаем как:

$$\begin{aligned} \psi_d &= \psi_{ad} + \psi_{PM} = L_d I_d + \psi_{PM} \\ \psi_q &= \psi_{aq} = L_q I_q \end{aligned} \quad (2.30)$$

Взаимосвязь между полным потоком  $\psi_s$  и другими потоками, показанными на рисунке 2.10, можно описать следующим образом:

$$\psi_s^2 = (L_q I_s \sin \beta)^2 + (L_d I_s \cos \beta + \psi_{PM})^2 \quad (2.31)$$

Угол  $\beta$ , называемый углом крутящего момента, представляет собой угол между вектором тока статора  $I_s$  и прямой осью, которая совпадает с вектором потока постоянного магнита на роторе. Как видно на рисунке 2.10, величина полного потока статора зависит от положения и величины вектора тока статора. Например, двигатель, возбуждаемый номинальным потоком во время работы в установившемся режиме без нагрузки, создает небольшой ток статора, без нагрузки. Тогда потоки реакции якоря в dq-системе пренебрежимо малы. В этом случае величины полного потока статора и потока, создаваемого постоянными магнитами, считаются одинаковыми:

$$\psi_{PM} \approx \psi_s \quad (2.32)$$

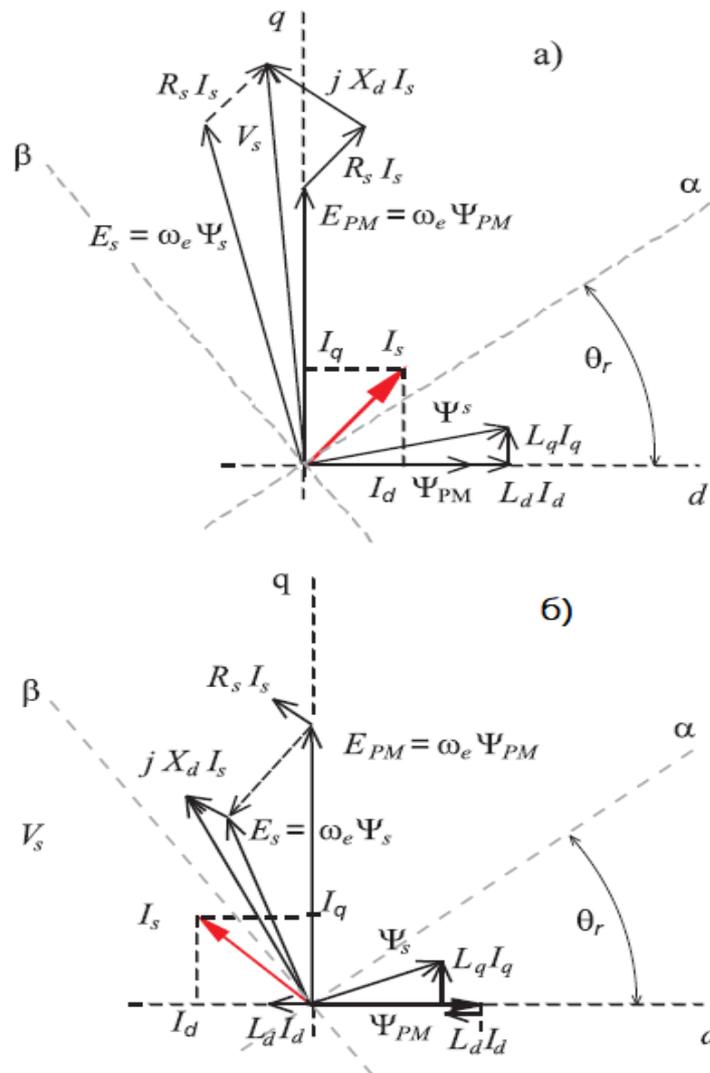


Рисунок 2.11 - Основные векторные соотношения для СДПМ в синхронно вращающейся раме с использованием выравнивания по оси d с магнитным потоком ротора  $\Psi_{PM}$

Применение управления основанного на зависимости  $U/f$  к СДПМ не позволяет управлять током статора, что вызывает изменение величины основного потока статора согласно уравнению 2.31. Тогда общий поток намного выше, чем номинальный, если угол  $\beta$  меньше 90 градусов (рисунок 2.9 - пуск и рисунок 2.11 а), и наоборот, если этот угол больше 90 градусов, то суммарный поток меньше своего номинального значения (рисунок 2.9 в, и рисунок 2.11 а).

В случае, если вектор тока статора расположен таким образом, что его  $d$ -составляющая имеет то же направление что и поток ПМ, полный поток по оси  $d$  определяется как сумма потока постоянного магнита  $\psi_{PM}$  и вклада потока реакции якоря по оси  $d$   $\psi_{ad} = L_d I_d$ . Поток  $\psi_s$  представляет собой общий поток в машине, и индуцированное напряжение  $E_s$ , генерируемое этим потоком, выше, чем индуцированное напряжение  $E_{PM}$ , генерируемое магнитом, рисунок 2.11 а. Этот случай соответствует скалярному управлению при пуске, рисунок 2.9. Наоборот, если вектор тока статора по оси  $d$  противоположен потоку  $\psi_{PM}$ , общий поток по оси  $d$  определяется как разность между потоком постоянного магнита  $\psi_{PM}$  и вкладом потока якоря по оси  $d$   $\psi_{ad}$ . Наведенное напряжение  $E_s$ , генерируемое основным потоком  $\psi_s$ , меньше наведенного напряжения, генерируемого постоянными магнитами  $E_{PM}$ , рисунок 2.11 б.

### 2.2.2 Векторная система управления СДПМ

Векторное управление СДПМ с обратной связью позволяет отдельно управлять как потоком, так и крутящим моментом, следовательно, достигается структура управления, аналогичная структуре управления машиной постоянного тока с независимым возбуждением. Электромагнитный момент, выраженный в компонентах  $dq$  токов, определяется как:

$$M_e = \frac{3p}{2} [\psi_{PM} i_q + i_d i_q (L_d - L_q)] \quad (2.33)$$

где  $L_d$  и  $L_q$  — синхронные индуктивности по осям  $d$  и  $q$ . Каждый из двух членов в уравнении 33 имеет полезную физическую интерпретацию. Первый член, выражающий крутящий момент «магнита» не зависит от  $i_d$ , но прямо пропорционален компоненту тока статора  $i_q$ . Напротив, второй член, выражающий реактивный крутящий момент пропорционален произведению составляющей тока  $i_d i_q$  и разности значений

индуктивности ( $L_d-L_q$ ). Как показывает уравнение 2.33, крутящий момент зависит от типа ротора и его индуктивностей  $L_d$ ,  $L_q$ , а также от постоянных магнитов, установленных на роторе. Неявнополюсные СДПМ имеют магниты, установленные на поверхности ротора, и магнитное сопротивление исчезает, поскольку  $L_q$  равно  $L_d$ . Напротив, в электромагнитном моменте больше преобладает реактивная составляющая, когда постоянные магниты установлены внутри, а выступ ротора вызывает разницу в  $L_q$  и  $L_d$ . Из уравнения 2.33 следует, если принять что воздушный зазор равномерный ( $L_d = L_q$ ) и если на роторе источником возбуждения являются только постоянные магниты, то электромагнитный момент можно выразить как:

$$M_e = \frac{3p}{2} \psi_{PM} i_q \quad (2.34)$$

Как видно из уравнения 2.33, эффективная работа достигается за счет управления током статора, которое гарантирует, что вектор тока статора содержит только составляющую оси квадратуры  $i_q$ , изображённых на рисунках 2.12 и 2.13. Это аналогично машине постоянного тока с независимым возбуждением, где это достигается последовательным включением катушки якоря через коммутатор [51].

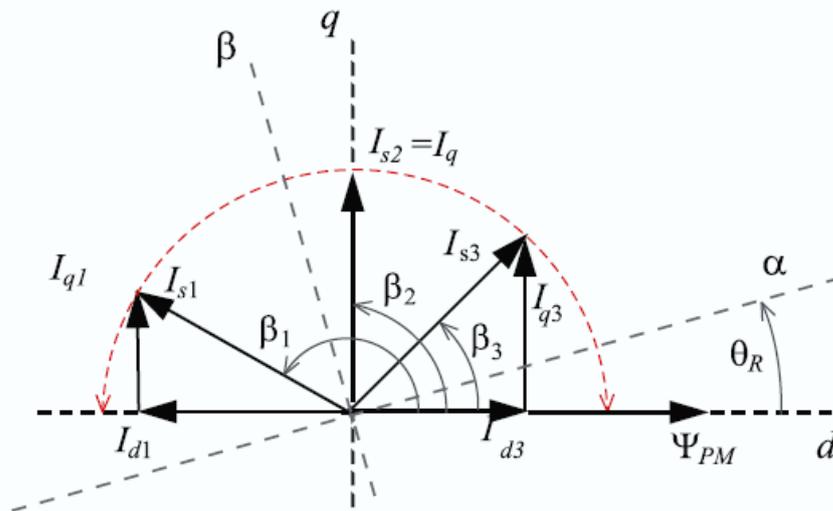


Рисунок 2.12 – Различные положения вектора тока статора

Общее выражение крутящего момента можно записать как:

$$M_e = \frac{3p}{2} \psi_{PM} |i_s| \sin \beta \quad (2.35)$$

где угол  $\beta$  – угловой момент.

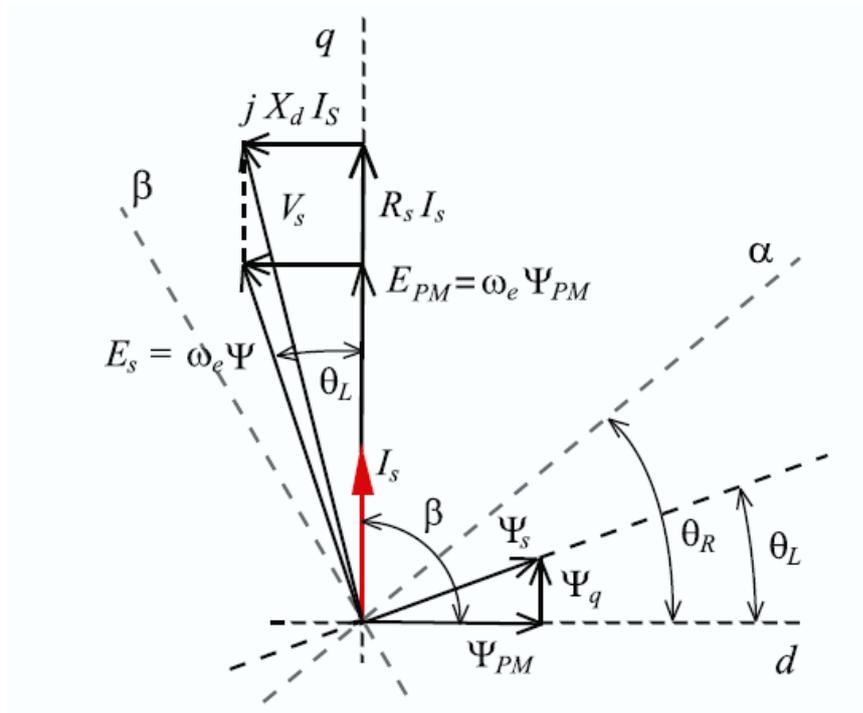


Рисунок 2.13 - Векторная диаграмма двигателя с постоянными магнитами с векторным управлением при максимальном крутящем моменте

Поток постоянного магнита  $\Psi_{PM}$  считается постоянной величиной. На рисунке 2.12 показано, как изменяется составляющая тока  $I_q$  при изменении положения  $I_s$ , что приводит к изменению угла. При заданном значении тока статора максимальный крутящий момент может быть получен при угле  $= 90^\circ$ . Электрические переменные, удовлетворяющие данным условиям, отображаются на векторной диаграмме, рисунок 2.13. Этот режим работы обеспечивает максимальный крутящий момент на ампер тока статора и, следовательно, высокий КПД.

Структуры систем управления для самых разных приводов СДПМ имеют одинаковые характеристики. Наиболее популярным методом управления является каскадный, использующий классические методы для достижения управления крутящим моментом, скоростью и положением в системе управления СДПМ. Управление скоростью может быть удобно достигнуто в приводе с СДПМ путем замыкания контура обратной связи по скорости вокруг внутреннего контура крутящего момента/тока, как показано на рисунке 2.14.

Запрос крутящего момента формируется регулятором скорости в зависимости от ошибки скорости. Удерживая ток  $I_d$  равным нулю, вектор тока статора будет располагаться точно на квадратурной оси (см. рисунок 2.12, и будет достигнут



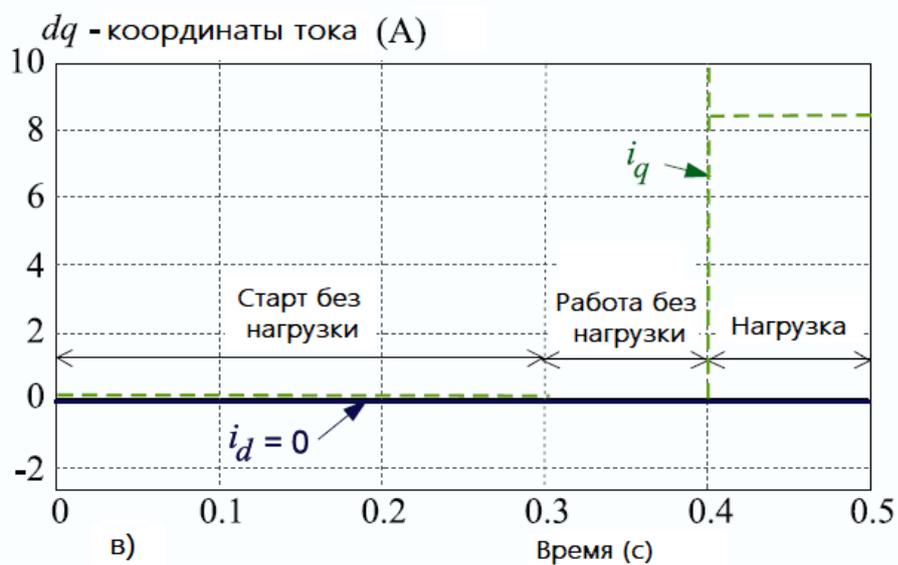
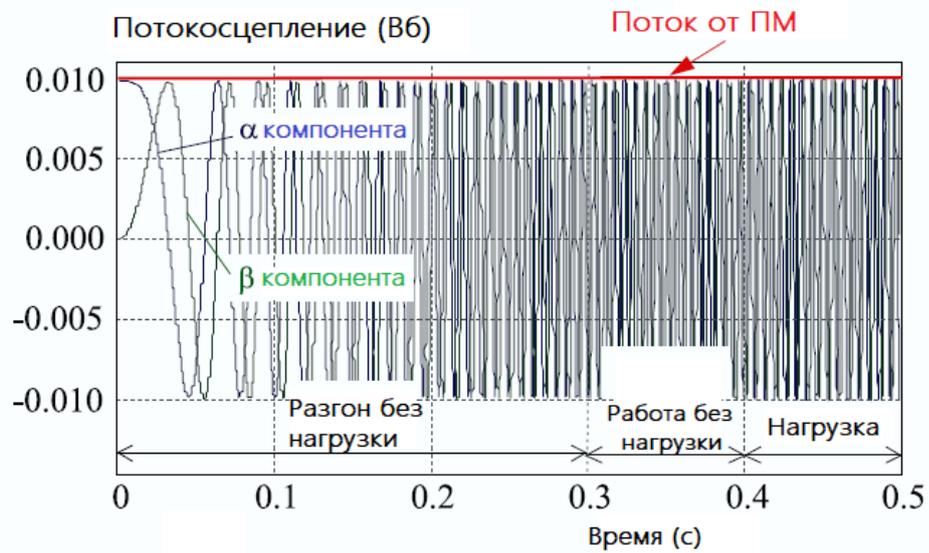
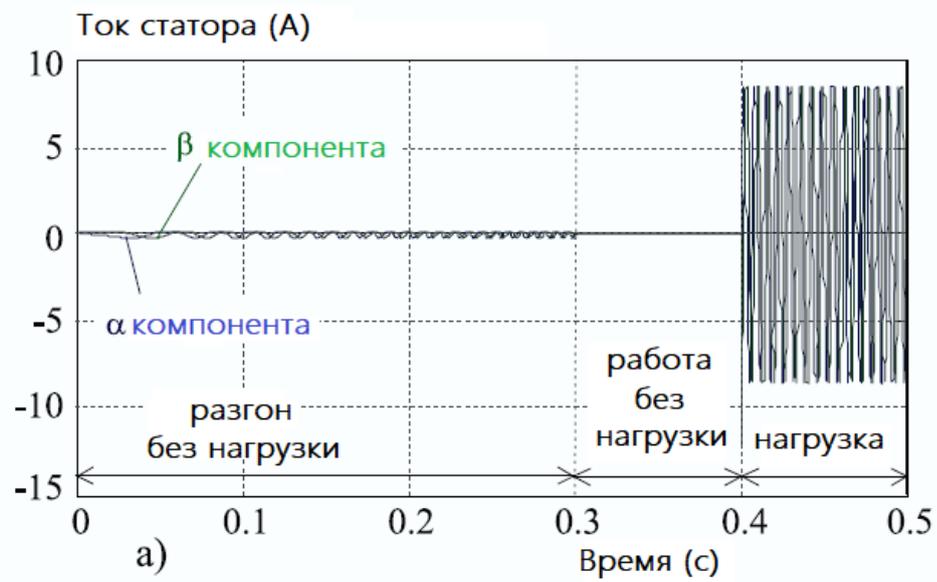


Рисунок 2.15 - Векторное управление СДПМ, а) токи статора, б) потоки статора  $\alpha\beta$  - системе, в) токи статора в  $dq$ -системе.

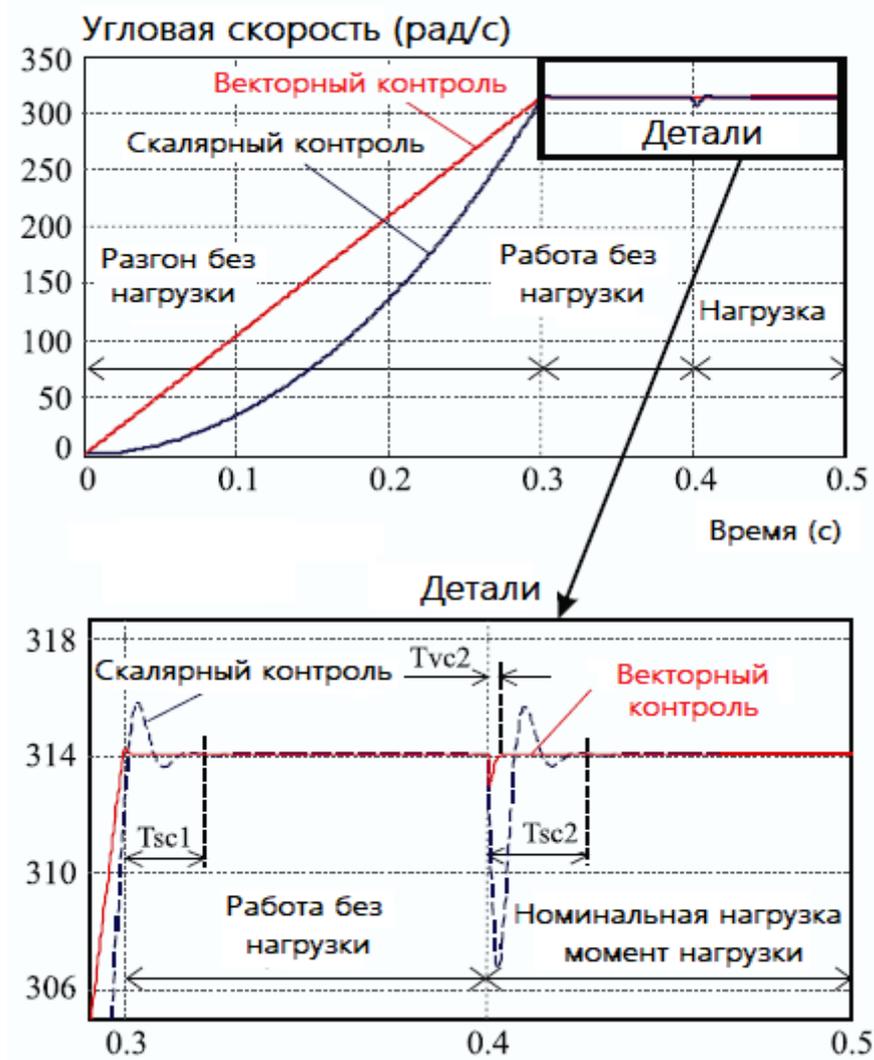


Рисунок 2.16 - Угловая скорость СДПМ, контролируемая стратегиями векторного управления и скалярного управления

В момент времени  $t = 0,4$  с двигатель нагружается номинальным моментом нагрузки, и снова могут возникать определенные колебания ротора. Сравнение времени переходного процесса скалярного управления  $T_{sc2}$  с временем переходного процесса векторного управления  $T_{vc2}$  показывает, что векторное управление обеспечивает лучшие динамические характеристики. Это вызвано отсутствием обратной связи по скорости в скалярной стратегии управления. Из рисунка 2.16 видно, что использование угловой обратной связи и регулятора скорости в стратегии векторного управления (см. рисунок 2.14) позволяет избежать перерегулирования.

В настоящее время многие исследовательские группы пытаются разработать бессенсорное управление СДПМ. Выше показано, что можно использовать скалярное управление, которое дает преимущество бездатчикового управления. С другой стороны, тот факт, что скалярное управление в разомкнутом контуре не дает возможности управлять токами, обуславливает различное поведение СДПМ во время различных рабочих циклов, таких как пуск и разгон.

В качестве наиболее распространенного метода управления СДПМ используется векторное управление, которое дает лучшие динамические характеристики векторного управления, также двигатели переменного тока с постоянными магнитами должны управляться векторным управлением во избежание перенасыщения магнитопровода, увеличения тока намагничивания и, следовательно, во избежание увеличения потерь.

### **2.3 Особенности получения диагностической информации СДПМ**

Для выполнения эффективной диагностики СДПМ без его вывода из эксплуатации необходимо получить сигнал, являющийся несущим для диагностическую информацию. Следует отметить, что вариантов получения данного сигнала достаточно много, но они специфичны для каждого типа привода и для каждого случая.

Применение токовой диагностики подразумевает снятие сигнала с питающей шины и использование прямого сигнала тока как источника диагностической информации. Данный подход имеет высокие показатели валидности для асинхронных приводов, в виду их конструктивных особенностей и отсутствию постоянных магнитов в системе. Также, достаточно большое число типов систем управления, подразумевает прямое питания трёхфазным током, без предварительных преобразований. В том числе по этой причине, токовая диагностика асинхронных приводов по сути является достаточно интуитивно понятным решением.

С точки зрения СДПМ, применение прямого снятия токового сигнала с линии в большинстве случаев не оправдано. Питание СДПМ напрямую от трёхфазной линии без преобразователей частоты, это практически частный случай, который на практике не применяется, в виду очевидных причин. Следовательно, для работы СДПМ необходим преобразователь с системой управления, варианты которых были рассмотрены выше. Подача питающего напряжения на обмотки СДПМ, выполняется путем коммутации

управляющих силовых ключей. При этом, помимо самого принципа управления (сенсорный, бессенсорный, скалярный, векторный) существенным является принцип коммутации, а именно простая вентиляционная коммутация, либо применение ШИМ в различных диапазонах частот, в том числе и реализация ШИМ синусоиды. В результате, получается большое количество дополнительных гармонических составляющих в спектре потребляемого тока, что очень негативно сказывается на избирательности токовой диагностики при выполнении поиска спектральных сигнатур.

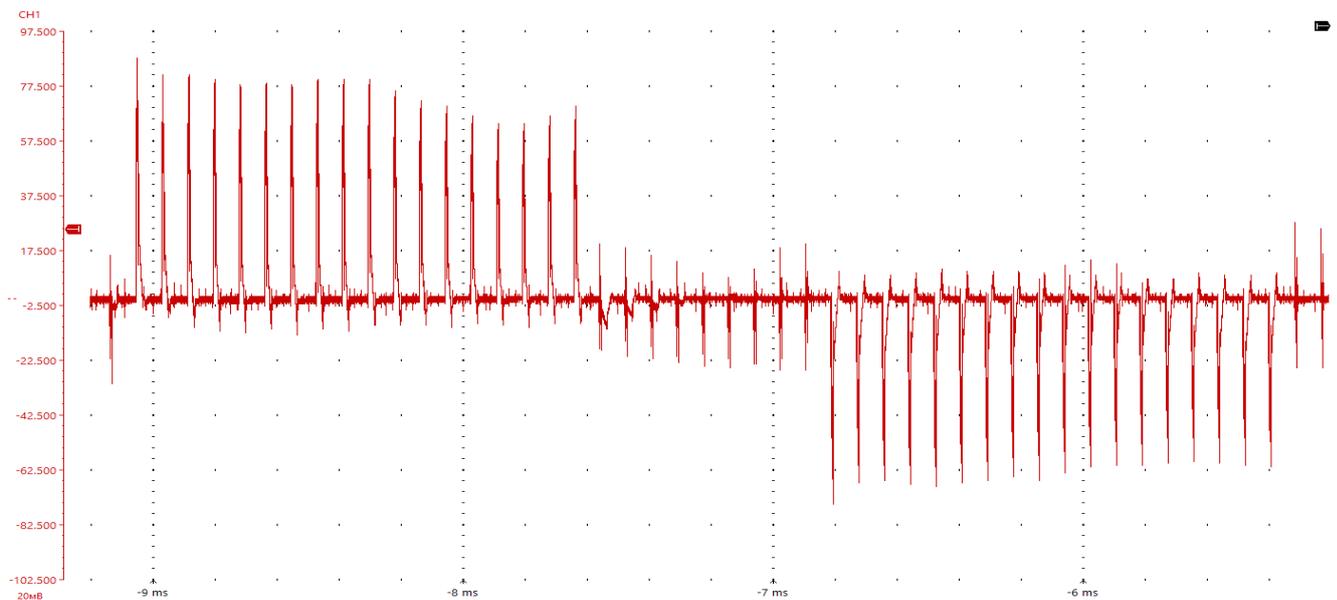


Рисунок 2.17 – Ток фазной линии СДПМ

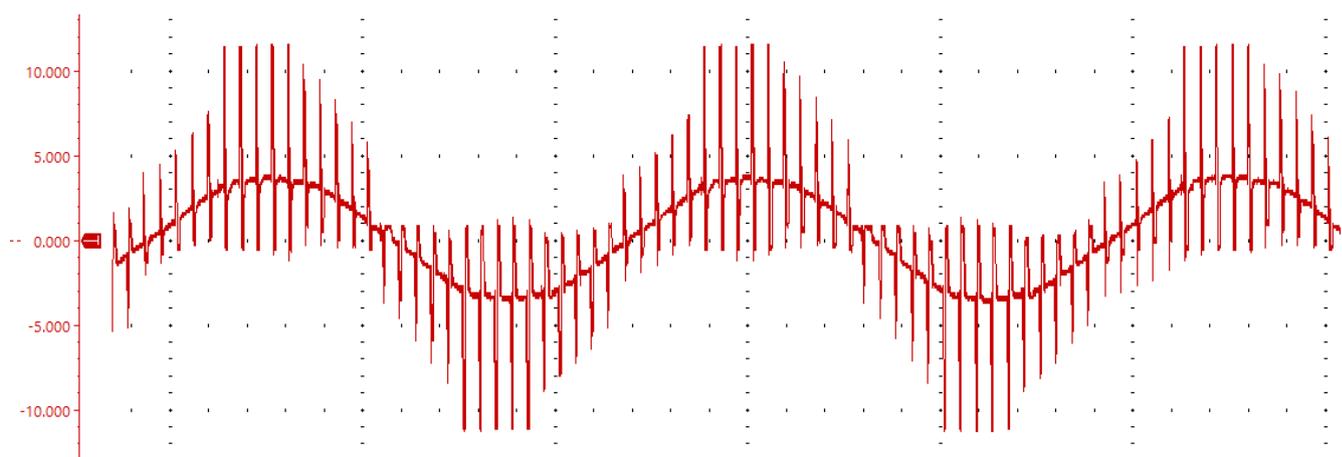


Рисунок 2.18 – Напряжение фазы, относительно нейтрали

Рассмотрим типичный случай работы СДПМ с применением векторной системы управления, реализующим синусоидальную форму тока в обмотках посредством ШИМ. На рисунке 2.17 представлен график сигнала тока, снятый с фазной линии СДПМ. На рисунке 2.18 представлен график напряжения на той же линии, относительно нейтрали [22].

Следует обратить внимание на ШИМ модуляцию, с помощью которой формируется ШИМ синусоида для управления обмотками СДПМ. Проведение анализа данного сигнала без фильтрации, с целью поиска сигнатур неисправностей, может привести к большому числу ложных результатов, как ложно положительных, так и ложно отрицательных. Если, например прямой анализ Фурье, может выделить спектры сигнатур неисправностей, вносящих значительный эффект в сигнал, то неисправности степень вклада которых в сигнал меньше амплитуды основного сигнала хотя бы на 1 порядок, обнаружить будет практически невозможно, что было показано в параграфе 2.6. То же самое касается и вейвлет-преобразования, как еще более чувствительный метод, применение которого в сильно зашумлённом сигнале не всегда оправдано, особенно при поиске сигнатур неисправностей, не вносящих значительный вклад с спектр сигнала. Для наглядности выполним сравнение тока исправного и неисправного СДПМ, на рисунке 2.19 приведён спектр сигнала, график которого показан на рисунке 2.17, который является исправным [22].

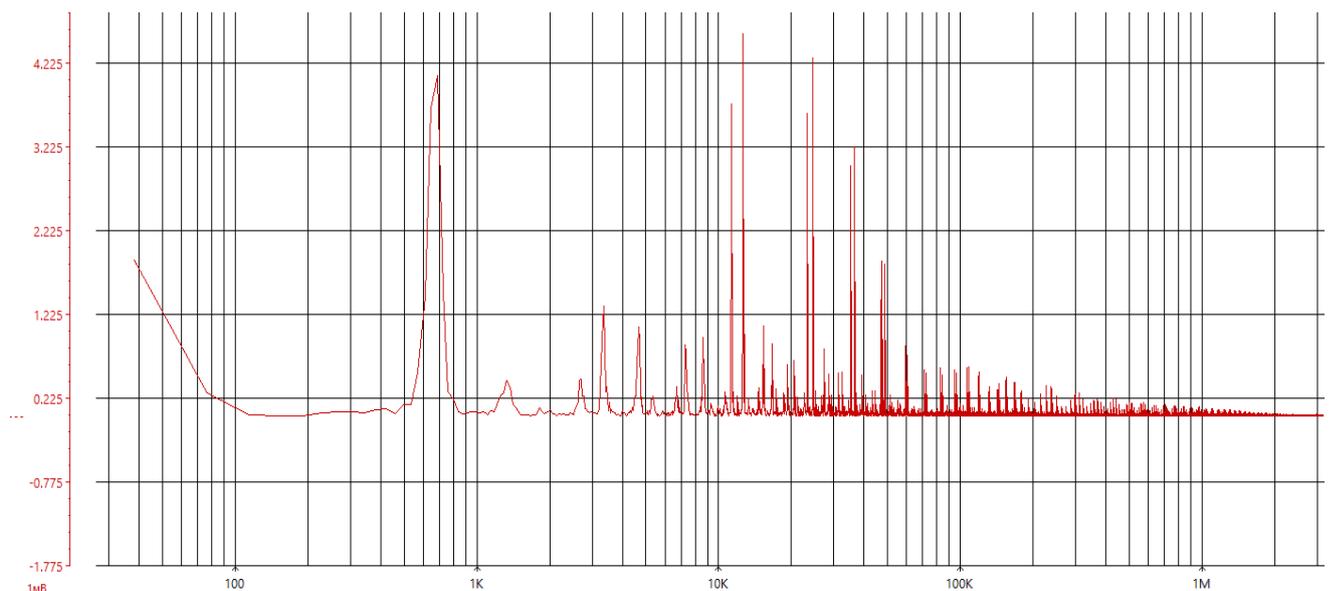


Рисунок 2.19 – Спектр тока исправного СДПМ, векторное управление

График 2.19 построен в логарифмической шкале, и отображает достаточно типичную картину для СДПМ с векторным управлением. Как видно, основная гармоника равна 700 Гц, что при 14 магнитах дает частоту 3000 об/мин, спектр высоких частот, которые соответствуют основной частоте ШИМ представляет собой целый набор частотных спектров, распространяющихся вплоть до 1 МГц, что соответствует 98й гармонике сигнала ШИМ [22].

На рисунке 2.20 приведён спектр сигнала тока того же СДПМ с внесённой неисправностью – эксцентриситет ротора. Амплитуда эксцентриситета не превышает зазор в подшипниках на оси, что эквивалентно 0.15 мм.

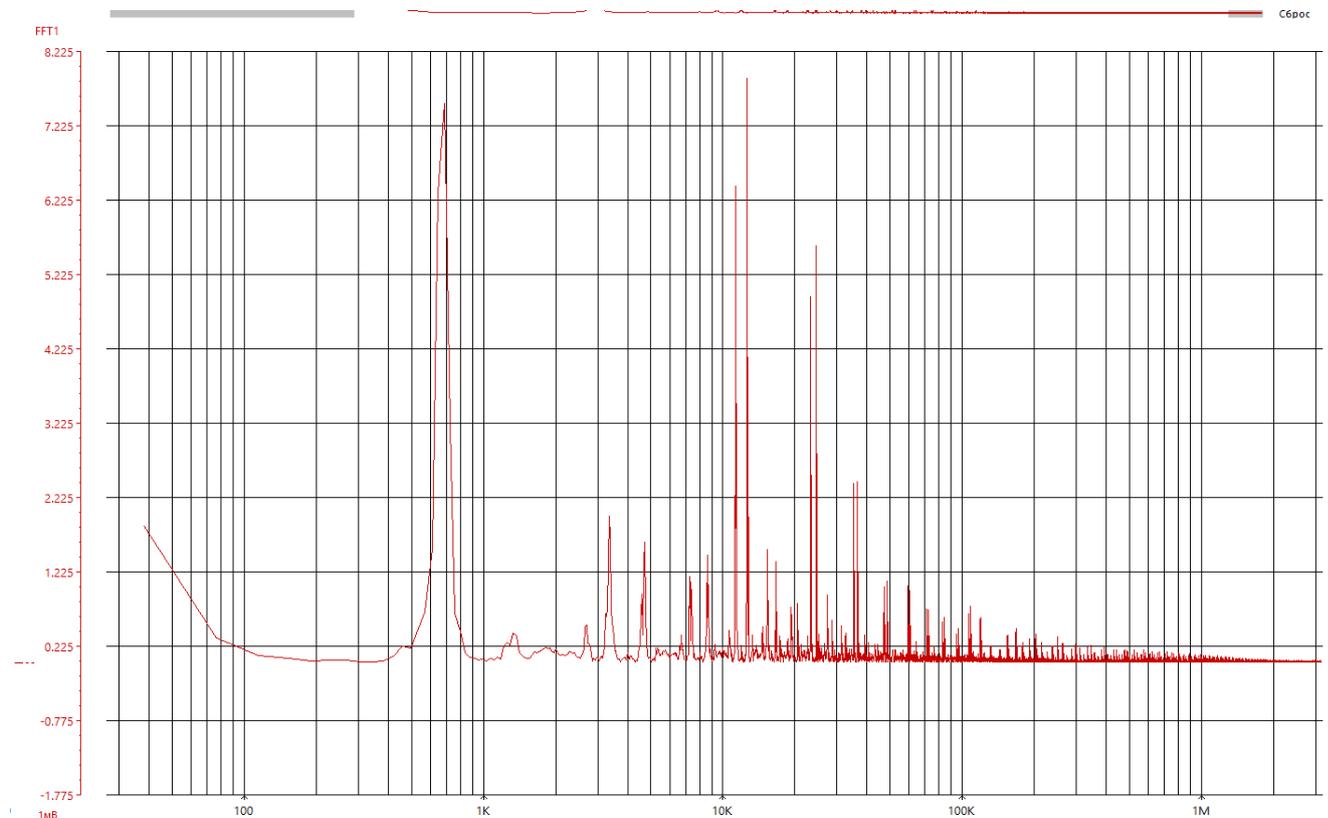


Рисунок 2.20 – Спектр тока СДПМ с эксцентриситетом ротора, векторное управление

Эксцентриситет ротора с учетом количества магнитов в СДПМ, определяется по формуле:

$$f = \frac{f_{\text{осн. гармоники}}}{n} \quad (2.36)$$

где  $n$  – количество постоянных магнитов в СДПМ

Следовательно, с учетом (2.36), получаем частоту гармоники эксцентриситета, равную 50 Гц [22]. При выполнении сравнения двух спектров, наблюдаем, что по сути никакой разницы в спектрах нет при логарифмической шкале. При выборе шкалы в обычном масштабе, также практически отсутствует разница, что проверяется экспериментально. Именно в таких случаях наглядно проявляется недостаток анализа Фурье как метода поиска неисправностей, ввиду эффекта растекания спектра. Однако и вейвлет-анализ, и непосредственное сравнение сигналов, при применении примитивных систем управления практически не дает эффекта. Аналогичные результаты получаются и в случае других неисправностей, таких как короткозамкнутые витки, крошение и разрушение магнитов, смещение магнитов и в целом нарушение геометрии магнитной системы.

Следует учесть, что сложные системы управления, с применением фильтрации, гашения гармоник и прочее, находят широкое применение только с относительно дорогих приводах, стоимость которых значительно превышает стоимость систем управления с вышеуказанными функциями. Однако даже в случае систем управления с векторным управлением, зачастую отсутствует какая-либо фильтрация гармоник, как и в приведённом примере. В случае диагностики бесколлекторных двигателей постоянного тока (БДПТ или BLDC) степень засорённости спектра еще выше [22].

В следствии вышеуказанных недостатков анализа сигнала снимаемого с линии питания, в режиме нагрузки, были исследованы и предложены способы получения диагностической информации с сигнала СДПМ в генераторном режиме, о чем далее пойдет речь [22].

#### **2.4 Генераторный режим как источник диагностической информации**

Рассмотрим генераторный режим работы СДПМ, который достаточно легко реализуется путем закрывания управляющих ключей, при этом обмотки СДПМ по сути оказываются в Z-состоянии и могут служить источником ЭДС для диагностической аппаратуры. На рисунке 2.21 приведена типовая мостовая схема включения силовых транзисторов систему управления СДПМ.

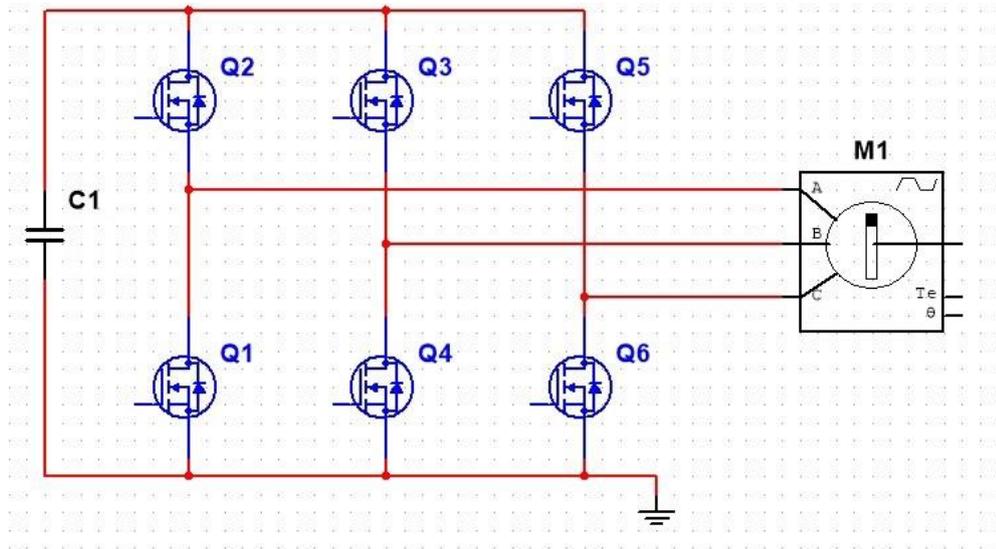


Рисунок 2.21 – Мостовая схема включения управляющих транзисторов

По данной схеме реализуются как синусные контроллеры с управлением посредством ШИМ, так и трапецеидальные, да и вообще в принципе любые системы преобразования энергии постоянного тока в переменный многофазный. Если рассмотреть данную систему управления как СУ СДПМ электротранспортом или приводами различных технологических установок с необходимостью реализации дополнительных режимов, то очевидно, что как минимум напрашиваются два дополнительных режима управления:

1. Режим холостого хода – в этом режиме достаточно снять управляющее напряжение с затворов всех транзисторов. Встроенные защитные диоды включены встречно-параллельно, следовательно, машина будет находиться в свободном вращении и выступать в качестве генератора ЭДС, данный режим будет рассмотрен далее, как источник диагностической информации.
2. Режим динамического торможения – в этом режиме 2 или 3 транзистора верхней или нижней группы переводят в режим насыщения, при этом обмотки СДПМ, по сути, замыкаются накоротко и происходит динамическое торможение. Причем, в отличие от ДПТ или АД, СДПМ обладает ненулевым тормозящим моментом даже при отсутствии вращения. Данный режим, так же, частично можно использовать для получения диагностической информации, особенно он будет полезен при поиске короткозамкнутых витков.

Наиболее распространённый вариант реализации генераторного режима в инверторе СДПМ является режим торможения. Основным режимом торможения в синхронном частотно-регулируемом электроприводе является частотное торможение с передачей энергии торможения в звено постоянного тока частотного преобразователя (ПЧ). Эта энергия может либо рассеиваться на тормозных резисторах при использовании одностороннего преобразования активной энергии через диодные выпрямители или активные транзисторные выпрямители, либо возвращаться в питающую сеть с помощью рекуперативных устройств, таких как тиристорные или транзисторные системы. Рекуперация энергии торможения в сеть или для заряда аккумулятора является более предпочтительным вариантом, однако ее применение должно быть экономически оправдано. Рекуперация активно применяется в приводах, где происходит запас энергии в виде кинетической энергии вращения либо движения, а также в виде потенциальной энергии поднятого груза и др. варианты. В случае вентиляторного характера нагрузки рекуперативный режим не имеет смысла, т.к. отсутствует запасание кинетической энергии.

Таким образом, для реализации режима торможения СДПМ переводится генераторный режим, далее получаемая с СДПМ энергия передается в сеть, либо аккумулятор, либо рассеивается на активной нагрузке. В любом из этих режимов СДПМ работает как генератор, следовательно, в линейных проводах протекает ток, который несет в себе диагностическую информацию. В настоящее время СДПМ применяются в электроприводах грузоподъемных механизмов, в электротранспорте и других областях отрасли, где необходимо иметь тормозной момент при нулевой частоте питающего двигателя напряжения, что соответствует динамическому торможению с независимым возбуждением. Трехфазная обмотка статора СД отключается от источника напряжения и замыкается на тормозные сопротивления. При этом следует учитывать, что активное сопротивление  $R_1$  обмотки статора состоит из собственного сопротивления обмотки статора  $R_{1,0}$  и тормозного сопротивления  $R_T$ , подключаемого к каждой фазе статора, т.е.  $R_1 = R_{1,0} + R_T$  [45].

В режиме динамического торможения СДПМ угловая частота  $\omega_1$  тока, протекающего по обмоткам статора, будет равна электрической угловой скорости  $\omega_{эл}$  ротора, т.е.  $\omega_1 = \omega_{эл} = p_n \omega$ , где  $\omega$  – механическая угловая скорость ротора, а  $p_n$  – число пар полюсов. Данный режим функционирования идентичен принципу действия системы

СДПМ при управлении от устройства ДПР с угловой частотой  $\omega_1 = \omega_{эл}$ , при условии отключения статора от источника напряжения. Кроме того, он аналогичен режиму работы двигателя постоянного тока с независимым возбуждением (ДПТ НВ), в случае, когда обмотка якоря отсоединяется от сети постоянного тока и подключается к тормозному сопротивлению. Механические свойства синхронного двигателя с постоянными магнитами (СДПМ) определяются на основе математической модели, представленной в осях d-q, при условии работы в установившемся режиме:

$$\omega = -\frac{M_c}{\beta} \quad (2.37)$$

где  $\beta$  – модуль жесткости механических характеристик определяемый:

$$\beta = -\frac{c^2}{R_1} = -\frac{c^2}{R_{1,0} + R_T} \quad (2.38)$$

где  $c$  – коэффициент СДПМ, определяемый [45]:

$$c = \frac{U_{л.ном}}{\omega_{0\text{ ном}}} = \frac{M_{э.ном}}{I_{1\text{ ном}}} \quad (2.39)$$

где  $U_{л.ном}$  – действующее значение номинального линейного напряжения 3-фазного СДПМ;  $\omega_{0\text{ ном}}$  – номинальная угловая синхронная скорость СДПМ;  $M_{э.ном}$  – номинальный электромагнитный момент двигателя;  $I_{1\text{ ном}}$  – действующее значение номинального тока по оси q [45]..

Заметно, что с ростом тормозного сопротивления  $R_T$  наклон механических характеристик к оси абсцисс становится более выраженным. В грузоподъемных механизмах или электротранспорте активный статический момент  $M_c$  остается постоянным, а скорость варьируется в пределах  $\omega_{\text{торм}} \leq \omega_{\text{ном}}$ .

Для заданной скорости торможения, которая определяется технологическими требованиями, необходимо рассчитать значение тормозного сопротивления  $R_T$ , подключаемого к каждой фазе обмотки статора. Величина этого сопротивления при известном статическом моменте  $M_c$  определяется по формуле:

$$R_T = \frac{c^2 \omega_{оп}}{M_c} - R_{1,0} \quad (2.40)$$

Обычно, статический момент  $M_c$  принимают равным номинальному моменту  $M_{с.ном}$ . Тогда мощность тормозного сопротивления может быть определена как:

$$P_T = \omega M_c \eta_d \eta_I \quad (2.41)$$

где  $\eta_d$ ,  $\eta_I$  – соответственно КПД СДПМ и инвертора преобразователя частоты.

Следует отметить, что в современных инверторах тормозное сопротивление может быть заложено в конструкцию инвертора, либо сам эффект торможения реализован при помощи ШИМ управления транзисторами моста инвертора. Тогда для определения перехода инвертора в режим торможения (генераторный режим) необходимо выполнить одно из условий:

- либо вывести дополнительный сигнал с инвертора, который активируется при переходе в режим торможения (генераторный режим);
- либо определять режим торможения (генераторный режим) по наличию/отсутствию гармонических составляющих, появляющихся в сигнале тока при работе инвертора в двигательном режиме.

Любой СПДМ по своему принципу является генератором синусоидального или трапецеидальной ЭДС. Данное утверждения основано на конструктивных особенностях СДПМ, а именно наличию в конструкции постоянных магнитов. Индуцируемая ЭДС даже без нагрузки несет информацию о происходящих внутри СДПМ процессах, т.е. несет диагностическую информацию. Еще больше диагностической информации можно получить при подключении генерируемой ЭДС к нагрузке. Рассмотрим работу СДПМ в генераторном режиме и реализации данного режиме в системе управления СДПМ.

На рисунке 2.22 показан график управления скоростью и крутящим моментом как в положительном, так и в отрицательном направлениях, процесс в квадранте 1 и 3 определяется как двигательный режим, что означает, что скорость и крутящий момент имеют одинаковое направление. Процесс, показанный в квадранте 2 и 4, назначается генератором, иногда называемым регенеративным режимом. Это означает, что скорость и крутящий момент имеют противоположное направление. Крутящий момент двигателя и скорость двигателя находятся в разных направлениях вращения. Это заставит двигатель производить мощность. Эта энергия может быть возвращена в электрическую систему. На рисунке 2.23 показаны два работающих двигателя, которые ускоряются за счет скорости и крутящего момента двигателя в положительном направлении. Во время

второй фазы направление вращения остаётся положительным, а крутящий момент меняется на противоположный, что характерно для генератора.

Работа третьего этапа будет аналогична к первой фазе, но направление противоположно отрицательному, что все еще является функцией двигателя, фаза 4 аналогична второй фазе, но с противоположным направлением [88].

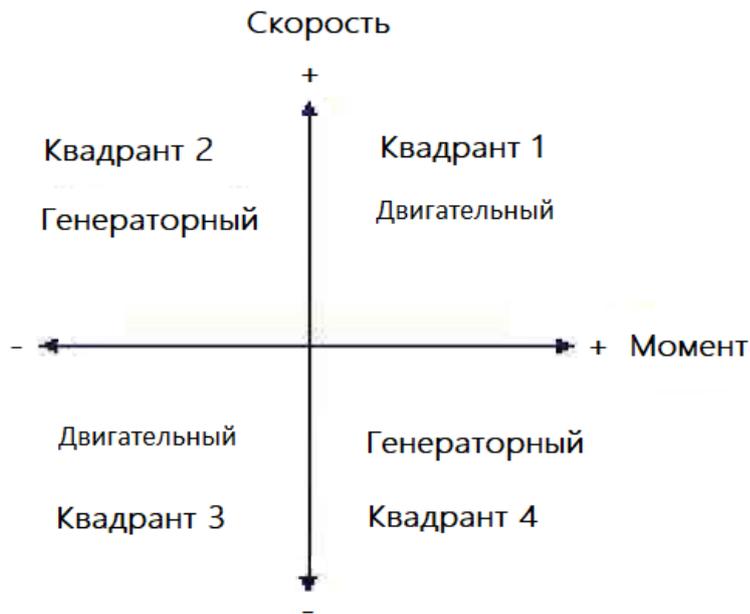


Рисунок 2.22 – Режимы работы СДПМ

В генераторном режиме обмотки СДПМ будут наводить ЭДС индукции, которая в рабочем режиме является противоЭДС. Данный процесс описывается стандартными уравнениями электромагнитной индукции. При вращении ротора на каждой обмотке активной длиной  $l$  наводится ЭДС индукции, равная:

$$e_i = B_i l v \quad (2.42)$$

где  $B_i$  – магнитная индукция, наводимая на каждом  $l$  витке,  $v$  – скорость проводника относительно магнитного поля.

Общее мгновенное значение ЭДС, наводимое во всей обмотке одной фазы будет равно сумме всех ЭДС, наводимых на каждом витке и на каждом отдельном проводнике.

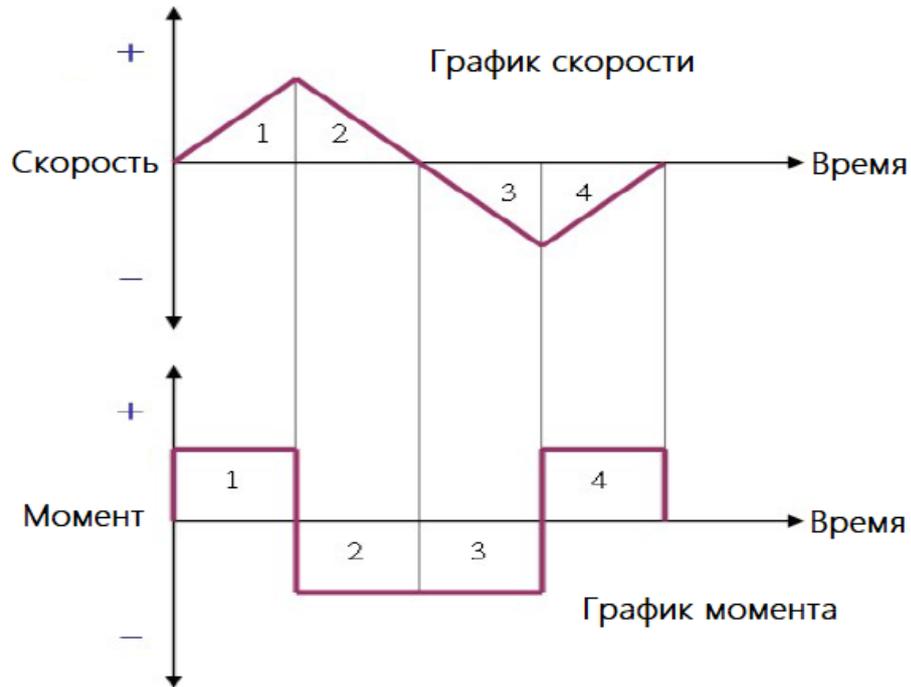


Рисунок 2.23 - График скорости и крутящего момента двигателя в течение каждого периода времени

Если принять, что положение ротора определяется углом  $\vartheta$ , образуемым плоскостью фазной обмотки А и осью полюса ротора S, в направлении вращающегося поля, то для фазы А можно определить распределение магнитной индукции обмотки статора при помощи выражения:

$$B(\alpha) = B_m \cos(\alpha - \vartheta) \quad (2.43)$$

где  $\alpha$  – угол, определяемый в направлении вращения магнитного поля статора от плоскости обмотки фазы А.

Если принять, что угловое расстояние между соседними проводниками обмотки равно:

$$\Delta\alpha = \frac{\pi}{3w} \quad (2.44)$$

то величина суммарной наводимой ЭДС на фазе А получится из выражения:

$$e_A = 2 \sum_{i=0}^{w-1} B_m l v \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\alpha}{2} - i \cdot \Delta\alpha\right) = 2B_m l v \sum_{i=0}^{w-1} \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\alpha}{2} - i \cdot \Delta\alpha\right) \quad (2.45)$$

При суммировании наведённой ЭДС проводников для одной секции обмоток, множитель перед суммой принимается равным 2. Если воспользоваться формулой

Эйлера, можно преобразовать выражение 2.45 к следующему виду, точнее свернуть ряды косинусов:

$$\begin{aligned} e^{j\alpha} &= \cos \alpha + j \sin \alpha \\ \cos \alpha &= \operatorname{Re}(e^{j\alpha}) \end{aligned} \quad (2.46)$$

Далее, с учетом  $\Delta\alpha \ll 1$  и подставляя полученные выражения, получим уравнение:

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^{w-1} \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\alpha}{2} - i\Delta\alpha\right) &= \operatorname{Re} \sum_{i=0}^{w-1} e^{j\left(\vartheta + \frac{\pi}{2} - \frac{\Delta\alpha}{2}\right)} e^{-ji\Delta\alpha} = \operatorname{Re} \left\{ e^{j\left(\vartheta + \frac{\pi}{2} - \frac{\Delta\alpha}{2}\right)} \frac{1 - e^{-j\frac{\pi}{3}}}{1 - e^{-j\Delta\alpha}} \right\} = \\ &= \operatorname{Re} \left\{ e^{j\vartheta} \frac{e^{j\frac{\pi}{6}} - e^{-j\frac{\pi}{6}}}{e^{j\Delta\alpha/2} - e^{-j\Delta\alpha/2}} \right\} = \frac{\sin\frac{\pi}{6}}{\sin\frac{\Delta\alpha}{2}} \operatorname{Re} e^{j\vartheta} \approx \frac{1}{2} \frac{2 \times 3w}{\pi} \cos \vartheta = \frac{3w}{\pi} \cos \vartheta \end{aligned} \quad (2.47)$$

Если полученное выражение подставить в 2.45 то получим:

$$e_A = \left(\frac{\pi}{6}\right) W B_m l v \cos \vartheta \quad (2.48)$$

и с учетом выражения угловой скорости равной:

$$v = R(d\vartheta/dt) \quad (2.49)$$

окончательно получаем выражение для ЭДС обмотки фазы А:

$$e_A = \frac{6}{\pi} w B_m l R \frac{d\vartheta}{dt} \cos \vartheta = C_e \frac{d\vartheta}{dt} \cos \vartheta \quad (2.50)$$

$$C_e = \frac{6}{\pi} w B_m l R = \frac{2}{3} C_m \quad (2.51)$$

где выражение 2.50 является электрической постоянной для машины, с учетом сдвига фаз в пространстве, получаем для остальных обмоток:

$$e_B = \frac{d\vartheta}{dt} \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right), e_C = \frac{d\vartheta}{dt} \cos\left(\vartheta - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.52)$$

Если учесть, что в стандартной системе обмотки сдвинуты относительно друг друга на угол 120 градусов, то значения взаимоиндуктивностей можно считать одинаковыми и приравнять к М. Тогда можно записать уравнения электрического равновесия для всех фазных обмоток синхронного двигателя:

$$\begin{aligned}
 r \cdot i_A + L \frac{di_A}{dt} - M \frac{di_B}{dt} - M \frac{di_C}{dt} &= U_A - e_A, \\
 r \cdot i_B + L \frac{di_B}{dt} - M \frac{di_A}{dt} - M \frac{di_C}{dt} &= U_B - e_B, \\
 r \cdot i_C + L \frac{di_C}{dt} - M \frac{di_B}{dt} - M \frac{di_A}{dt} &= U_C - e_C,
 \end{aligned}
 \tag{2.53}$$

где  $r$  – активное сопротивление обмотки фазы,  $L$  – индуктивность обмотки фазы.

Согласно приведённым уравнениям, СДПМ вне зависимости от конструкции является трёхфазным генератором ЭДС. Конструкция влияет только на форму генерируемой ЭДС, различают трапецеидальные и синусоидальные двигатели, на рисунке 2.24 приведены формы генерируемой ЭДС индукции при вращении ротора:

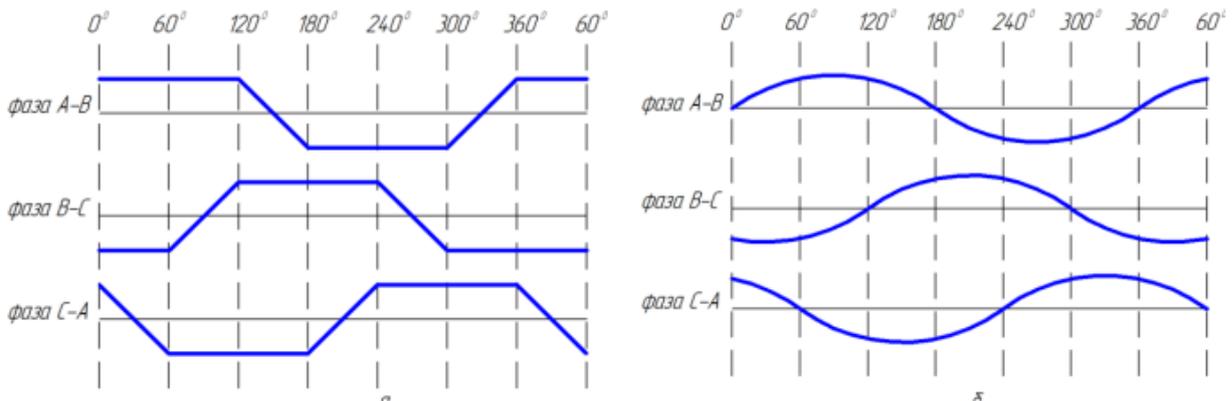


Рисунок 2.24 – Формы обратной ЭДС в зависимости от конструкции

Согласно уравнению 2.45 величина ЭДС зависит от приложенной магнитной индукции, при этом форма наведённого сигнала будет зависеть от конструкции магнитной системы, плотности намагниченности каждого постоянного магнита, формы статора и ротора и прочих характеристик. Т.е. помимо формы, определяемой принципиальными отличиями в конструкции, на саму ЭДС будет влиять целый ряд факторов, заложенных в конструкцию или появившихся в процессе эксплуатации. В работе [17] приведено исследование, показывающее влияние формы паза на плотность тока, индуктивное сопротивление, индукцию ротора и статора. Следовательно, если учесть, что любые повреждения, даже незначительные, напрямую или опосредованно влияют на магнитное поле, магнитную проницаемость, магнитную индукцию и прочие параметры, то можно сделать вывод, что любая неисправность отражается на спектральных характеристиках генерируемой ЭДС.

Таким образом, можно сделать вывод, что анализируя спектр ЭДС, генерируемый СДПМ в генераторном режиме, можно получить эталонную спектральную картину на исправном двигателе и в дальнейшем отслеживая изменения в спектральных характеристиках делать выводы о наличии или отсутствии тех или иных изменений в работе СДПМ и следовательно о наличии или отсутствии неисправностей, отражающих свой отпечаток на спектральных характеристиках генерируемых ЭДС и тока в случае эквивалентного опыта холостого хода и короткого замыкания (замыкания на нагрузку) для обмоток СДПМ [22].

Для примера рассмотрим несколько вариантов СДПМ с разной организацией ротора и статора, количества обмоток и их взаимному расположению и оценим возможность считать неисправности вышеуказанным методом. На рисунке 2.25 представлена линейная схема магнитной системы СДПМ, состоящим из статора с 6 зубами, образуя три обмотки, каждая состоит из двух катушек.

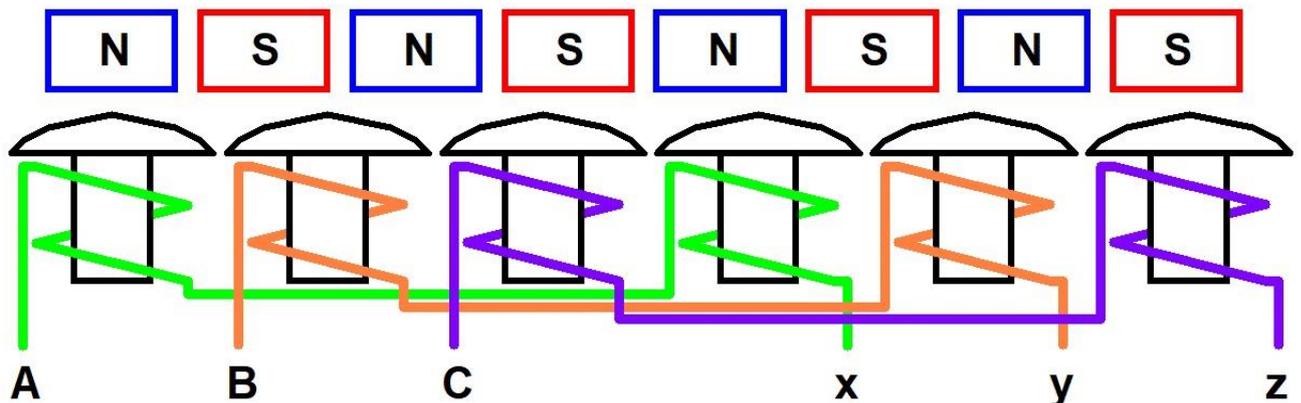


Рисунок 2.25 – Схема обмоток СДПМ, 6 зубов, 8 магнитов

Такой вариант двигателя может содержать разное количество магнитов, для примера берем самый распространённый вариант, а именно 8 магнитов. В данном случае обмотки расположены радиально друг на против друга и находят в одинаковом знаке магнитного поля, что обуславливает однонаправленное расположение обмоток. При этом напряжения с каждой катушки для одной фазы суммируются, т.к. включены последовательно с учетом направления обхода катушки. Если обратиться к уравнению 2.45, то наглядно видно, что суммарная ЭДС определяется путем суммирования ЭДС с каждого витка, сцепленного магнитным потоком. Тогда график ЭДС, считываемый в

режиме холостого хода, например, с фазы А и описывающий магнитный поток в сердечнике и представлен на рисунке 2.26.

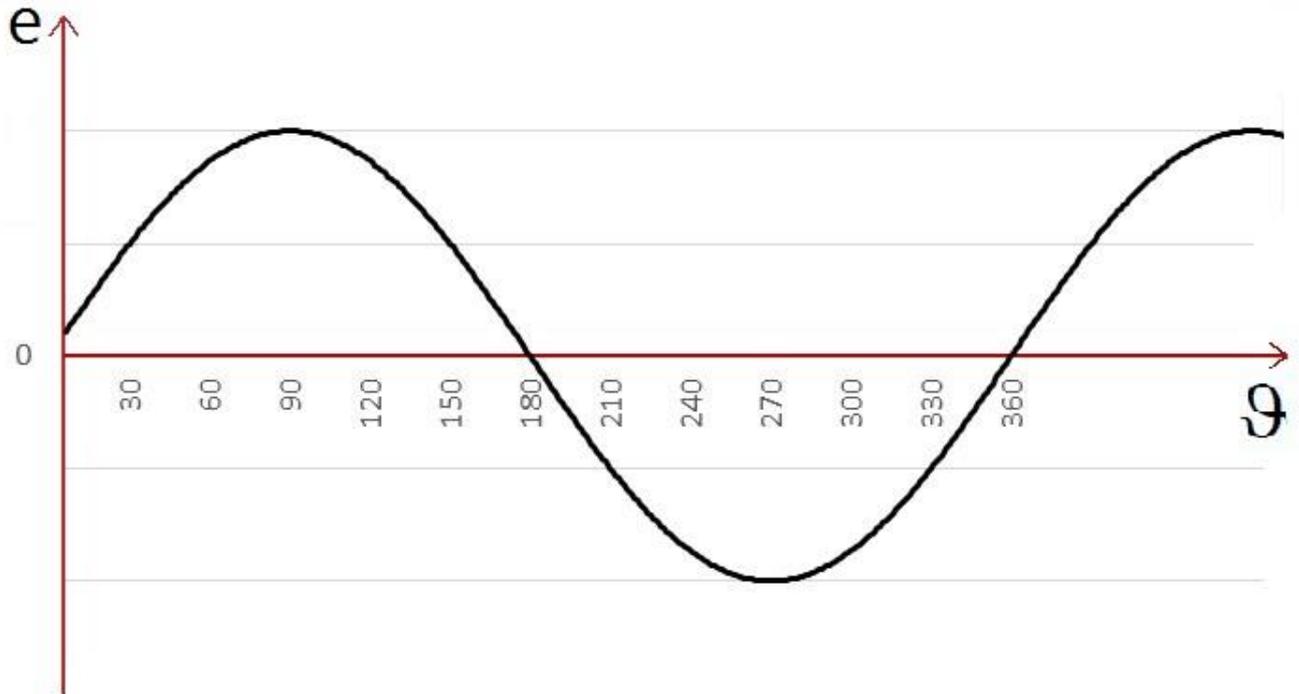


Рисунок 2.26 – График ЭДС, снимаемый с обмотки СДПМ в генераторном режиме

Как следует из рисунка 2.26 ЭДС для данной схемы двигателя представляет собой практически идеальную синусоиду или косинусоиду с начальным смещением. В уравнении 2.45 преобразование магнитного потока  $B$  выполняется для каждого витка, о чем говорят члены суммы:

$$2B_m l v \sum_{i=0}^{w-1} \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\alpha}{2} - i \cdot \Delta\alpha\right) \quad (2.54)$$

Предположим, что в данном двигателе на одном магните произошло снижение коэрцитивной силы (частный случай размагничивания), например, в результате перегрева, либо нарушения технологии изготовления или неисправности контроллера управления, в следствие чего, данный магнит долгое время находился под магнитным полем противоположного знака с индукцией, превышающей его собственную. Тогда, мою было модифицировано уравнение 2.45, т.к. для одной группы обмоток  $B_m$  будет иметь меньшую величину, т.е. до  $j$ -го проводника и после  $j+n$  проводника (где  $n$  – число витков одной катушки)  $B_m$  имеет одну и ту же величину, а на промежутке от  $j$ -го до  $j+n$  проводника  $B_m$  имеет меньшее значение:

$$e^A = (2B_m l v \sum_{i=0}^j \cos(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\alpha}{2} - i \cdot \Delta\alpha)) + (2B_m l v \sum_{i=j}^{j+n} \cos(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\alpha}{2} - i \cdot \Delta\alpha)) + (2B_m l v \sum_{i=j+n+1}^{w-1} \cos(\vartheta + \frac{\pi}{6} - \frac{\Delta\alpha}{2} - i \cdot \Delta\alpha)) \quad (2.55)$$

Для данной неисправности описание наиболее простое, т.к. снижение коэрцитивной силы одного магнита не требует дополнительных преобразований. На рисунке 2.27 приведен график ЭДС, снятый с обмотки фазы А для конструкции двигателя, приведённого на рисунке 2.25.

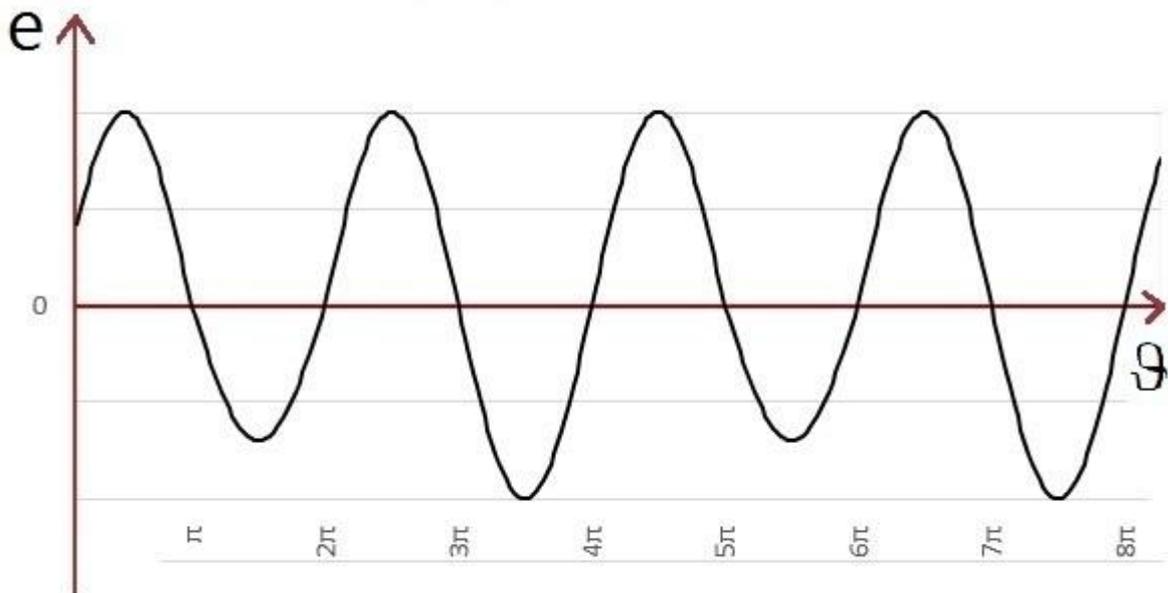


Рисунок 2.27 – График ЭДС при неисправности одного магнита

В данном случае в качестве коэффициента снижения коэрцитивной силы было принято значение 0.7. Полностью аналогично выполняется преобразование на трапецидальном двигателе и вообще на любой магнитной системе с постоянными магнитами. Справедливость данного анализа подтверждается законом Фарадея, т.е. э.д.с. индукции является производной от магнитного потока, в тоже время магнитный поток является функцией модуля вектора магнитной индукции, взятой по объему, тогда для анализа характеристик магнитной системы достаточно проанализировать спектр наведённой ЭДС. Также, следует обратить внимание, что  $e^A$  в уравнении 2.55 не зависит от частоты, т.е. спектральные составляющие ЭДС, снимаемые в фазы зависят только от

колебаний различных порядков в магнитной системе, что и требуется для диагностики [22].

Измерение наведённой ЭДС подразумевает кратковременное отключение двигателя от линии, например, посредством закрывания управляющих вентилей, т.е. перевод в Z-состояние. За время снятия сигнала, сколь угодно малым это время ни было, в любом случае изменятся характеристики привода, т.к. крутящий момент становится равным нулю. После подобной операции необходим перезапуск работы СДПМ. Современные системы управления позволяют выполнить перезапуск синхронного вращения без останова, о чем далее пойдет речь.

## **2.5 Методы восстановления рабочего режима СДПМ, после считывания данных**

С учетом рассмотренного выше способа считывания данных напряжения и тока с катушек статора СДПМ необходимо рассмотреть способы восстановления работоспособности привода. Причем, важным условием является восстановление работоспособности без останова. Прерывание подачи управляющего напряжения длится несколько десятков миллисекунд и порой такое прерывание требует полного перезапуска управляющего контроллера с нулевой скорости, что недопустимо, т.к., по сути, перестает реализовываться концепция функциональной диагностики «на ходу». Данная проблема особенно остра в приводах с большой инерцией, когда валу машины может потребоваться несколько минут, чтобы остановиться. Методы определения скорости и положения машины были предложены для асинхронных машин [99,109,68,69,190,111], а также для СДПМ [104,181,197,191]. Существует несколько подходов для реализации восстановления работы, подход в [99,109,68,69,190] предлагает метод поиска частоты с использованием информации о проскальзывании, который не применим к PMSM. Метод в [111] требует дополнительного датчика напряжения для измерения фазного напряжения. В случае СДПМ основным недостатком, общим для методов [104,181,197,191], является требование, чтобы индуктивность статора по оси d-q была известна для оценки скорости и положения машины. Это серьезный недостаток, когда перезапуск без останова применяется к приводам со скалярным управлением, где эти параметры обычно неизвестны. В [104]

авторы оценивают скорость и положение машины, применяя одиночный импульс нулевого напряжения. Подход в [181] представляет собой метод перезапуска для СДПМ с цилиндрическими полюсами. Этот метод использует два импульса нулевого напряжения и предлагает компенсировать задержку выборки тока. Методы, описанные в [197,191] предлагают использовать три импульса нулевого напряжения, чтобы минимизировать ошибку оценки скорости, которая может возникнуть из-за короткого интервала времени между двумя импульсами нулевого напряжения. Вставка среднего импульса помогает определить количество оборотов между импульсами. Методы, описанные в [104,181,197,191], требуют знания или оценки параметров машины для правильной работы, что может привести к ошибке оценки, если параметры машины неправильно определены или измениться из-за воздействия насыщения или температуры. Кроме того, в традиционных реализациях скалярного управления, такие параметры, как индуктивность машины  $d$ - $q$ , как правило, неизвестны. Альтернативный подход к оценке скорости и положения СДПМ использует высокочастотную подачу тока [132,131,117,140,205]. В целом, методы высокочастотного впрыска были предложены для бездатчикового векторного управления и оценки скорости и положения ротора даже при нулевой скорости. Однако эти методы требуют процесса демодуляции и наблюдателя или фильтра состояния, что усложняет алгоритм перезапуска. Самостоятельный ввод в эксплуатацию [147] — еще один метод определения параметров машины, но этот подход никогда не используется в сочетании со скалярным управлением, так как это устраняет простоту ввода в эксплуатацию, которая считается одним из основных преимуществ скалярного управления. Как правило, проблемы с реализацией метода перезапуска для СДПМ связаны с тем, что:

- в машинах с постоянными магнитами всегда присутствует поток намагничивания;
- отсутствие демпферных обмоток может привести к потере синхронизма машины;
- небольшая ошибка в определении скорости/положения против-ЭДС может вызвать большие пусковые токи в начале процесса перезапуска;
- когда используется скалярное управление, машинные параметры обычно недоступны.

Рассмотрим указанные выше методы перезапуска СДПМ, а также один из современных эффективных способов перезапуска высокоинерционных приводов, использующих скалярное управление, который минимизирует ошибку оценки и

устраняет необходимость оценки индуктивности статора, что позволяет получить универсальный метод перезапуска СДПМ [125].

### 2.5.1 Метод оценки скорости вращения ротора

Если обратиться к источникам [181,197,191,207], скорость вращения ротора СДПМ можно оценить, подав два векторных импульса нулевого напряжения, что указано на рисунке 2.28.

Результирующие фазные токи статора преобразуются в стационарную систему отсчета ( $I_\alpha$ ,  $I_\beta$ ). Угол каждого вектора тока ( $\theta_i$ ) рассчитывается с использованием уравнения 2.56:

$$\theta_i = \tan^{-1}(I_\beta/I_\alpha) \quad (2.56)$$

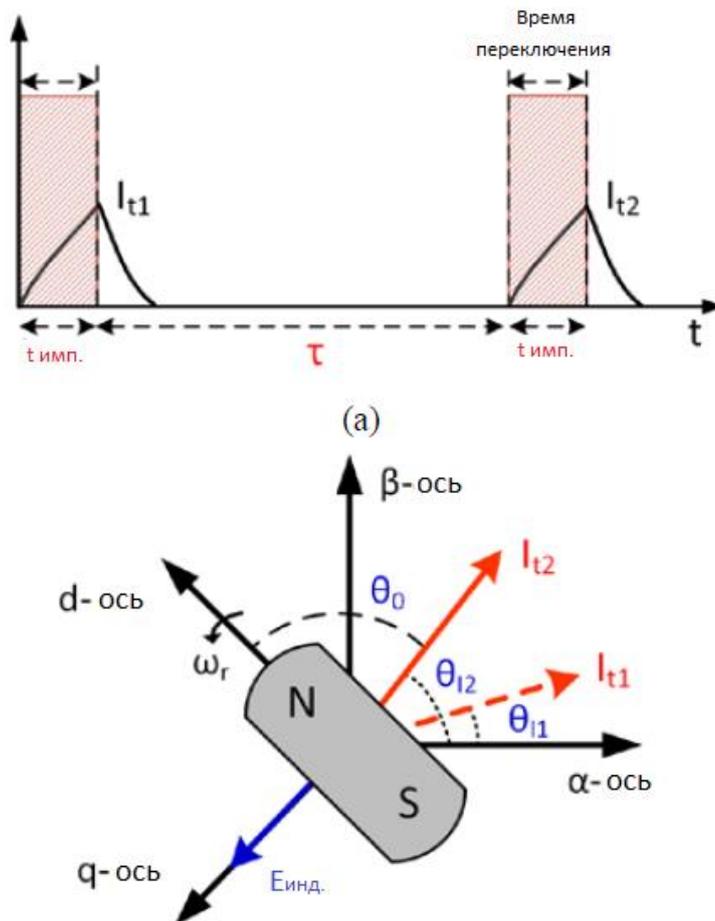


Рисунок 2.28 – Два импульса нулевого напряжения и генерируемые ими векторы тока

Поскольку инерция машины считается высокой, а время между двумя импульсами относительно коротким, скорость вращения ротора предполагается постоянной. Следовательно, скорость ротора можно оценить, используя два импульса вектора нулевого напряжения, как определено ниже:

$$\omega_r = \frac{\theta_{I2} - \theta_{I1}}{t_{\text{имп}} + \tau} \quad (2.57)$$

где  $t_{\text{имп}}$  - время действия нулевого вектора на обмотки статора,  $\tau$  — время между двумя импульсами,  $\omega_r$  — электрическая угловая частота ротора.

При выборе времени задержки ( $\tau$ ) следует учитывать номинальную скорость вращения ротора так, чтобы интервал  $\tau$  был меньше времени, необходимого для одного электрического оборота [197,191]. Другими словами, если второй импульс подается после того, как ротор повернется на электрический угол  $2\pi$  [рад], скорость вращения ротора может быть оценена неправильно:

$$\begin{cases} \omega_{\text{реал}} = \frac{(\theta_{I2} + 2\pi \cdot N) - \theta_{I1}}{t_{\text{имп}} + \tau} & \text{(реальное)} \\ \omega_{\text{расч}} = \frac{\theta_{I2} - \theta_{I1}}{t_{\text{имп}} + \tau} & \text{(расчётное)} \end{cases} \quad (2.58)$$

где  $N$  — число оборотов между двумя импульсами,  $\omega_{\text{реал}}$  — фактическая скорость, а  $\omega_{\text{расч}}$  — расчетная скорость с помощью двух импульсов.

Расчетная скорость будет такой же, как фактическая скорость, только когда  $N$  равно нулю. Следовательно, следующее уравнение должно выполняться, чтобы предотвратить неправильную оценку скорости.

$$\theta_{I2} - \theta_{I1} = \omega_{\text{реал}} \cdot \tau < 2\pi \quad (2.59)$$

Если также требуется информация о направлении ротора,  $2\pi$  в 2.59 следует заменить на  $\pi$ .

## 2.5.2 Метод оценки положения ротора

Уравнения, описывающие работу СДПМ в системе отсчета ротора, выводятся из эквивалентной схемы машины:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \lambda_f \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

где  $p$  обозначает оператор производной,  $R_s$  — сопротивление обмотки,  $U_d$  и  $U_q$  — входное напряжение статора по оси d-q,  $i_d$  и  $i_q$  — ток статора по оси d-q,  $L_d$  и  $L_q$  — индуктивность статора по оси d-q,  $\lambda_f$  — потокосцепление магнитного поля, а  $\omega_r$  — электрическая угловая частота ротора. При применении нулевого вектора ( $U_d = 0$ ,  $U_q = 0$ ) длительность импульса ( $t_{\text{pulse}}$ ) предполагается много меньшей, чем постоянные времени статора ( $\tau_d = L_d/R_s$ ,  $\tau_q = L_q/R_s$ ). В этом случае сопротивлением статора можно пренебречь. Полагая, что сопротивлением статора  $R_s$  можно пренебречь, 2.60 можно упростить:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t_{\text{имп}}) \\ i_q(t_{\text{имп}}) \end{bmatrix} + \omega_r \lambda_f \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

Решая 2.61 и используя преобразование Лапласа, результирующие токи можно рассчитать, как [104,197,191]:

$$\begin{bmatrix} i_d t_{\text{имп}} \\ i_q t_{\text{имп}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\lambda_f}{L_d} (1 - \cos \omega_r t_{\text{имп}}) \\ -\frac{\lambda_f}{L_q} \sin \omega_r t_{\text{имп}} \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

В 2.62 скорость вращения ротора считается известной из 2.57,  $t_{\text{имп}}$  — длительность вектора приложенного нулевого напряжения, а индуктивность статора по оси d-q и  $\lambda_f$  — параметры машины. Таким образом, эталонный ток статора ротора по оси d-q ( $i_d$  и  $i_q$ ) можно рассчитать из 2.62. С помощью этой информации разность углов ( $\theta_0$ ) между углом вектора тока статора ( $\theta_1$ ) и углом оси ротора  $d$  определяется как:

$$\theta_0 = \tan^{-1}(I_q/I_d) \quad (2.63)$$

Используя информацию о положении, полученную 2.56 и 2.63 угол ротора в стационарной системе отсчета равен:

$$\theta_r = \theta_{12} + \theta_0 \quad (2.64)$$

Однако описанный выше подход имеет несколько недостатков. Во-первых, для оценки выражений в 2.60 необходимо знать индуктивности статора по оси d-q. Как правило, значения индуктивности недоступны, когда машина приводится в действие с помощью скалярного управления; кроме того, на паспортной табличке двигателя эта информация отсутствует. Во-вторых, методы в [104,181,197,191] используют время

переключения ШИМ в качестве коэффициента заполнения вектора нулевого напряжения. В некоторых случаях 100%-й режим работы для вектора нулевого напряжения может вызвать перегрузку по току, если машина имеет большую противо-ЭДС (например, работа на высокой скорости или большая постоянная потока поля) и маленькое полное сопротивление статора.

Для более точной оценки скорости и положения ротора мы предлагаем объединить оба выше указанных способа и добавить третий импульс нулевого вектора.

### 2.5.3 Метод оценки скорости вращения и положения ротора

Для оценки частоты вращения ротора в предлагаемом методе перезапуска воспользуемся уравнениями 2.56 и 2.57 при выполнении условия в 2.58. Чтобы оценить положение, как указано ранее, мы сначала определяем угол  $\theta_0$  между углом  $\theta_1$  вектора тока статора и углом d-оси ротора. Подставив 2.62 в 2.63,  $\theta_0$  можно определить как:

$$\theta_0 = \tan^{-1} \left( \frac{i_q}{i_d} \right) = \tan^{-1} \left( \frac{L_d}{L_q} \frac{\sin \omega_r t_{\text{имп}}}{1 - \cos \omega_r t_{\text{имп}}} \right) \quad (2.65)$$

Уравнение 2.65 выражается как функция двух переменных. Одним из них является отношение индуктивности ( $L_q/L_d$ ), а другим — скорость вращения ротора, умноженная на длительность нулевого вектора ( $\omega_r * t_{\text{имп}}$ ). Угол между вектором тока и положением ротора можно изобразить, как показано на рисунке 2.29.

Ссылаясь на 2.65 и рисунок 2.29, заключаем, что при малой длительности нулевого вектора ( $\omega_r * t_{\text{имп}}$ ) и малом соотношении  $L_q/L_d$ ,  $\theta_0$  приближается к  $90^\circ$ . В целом отношение индуктивности СДПМ по оси d и оси q составляет менее 5. Следовательно, если  $\omega_r * t_{\text{имп}}$  ограничен значением ниже 0,035, угол между вектором тока и положением ротора всегда будет выше  $85^\circ$  [град.].

В результате, если принять, что  $\theta_0 = 90^\circ$ , и если выполняются вышеперечисленные условия, то погрешность оценки положения ротора будет меньше  $5^\circ$  [град.].

Во всех вышеперечисленных способах также учитывается количественная оценка влияния текущей ошибки измерения на оценку скорости. Поскольку оценка скорости основана на текущем угле вектора ( $\theta_1$ ), ошибка в измерении тока приведет к ошибке её оценки.

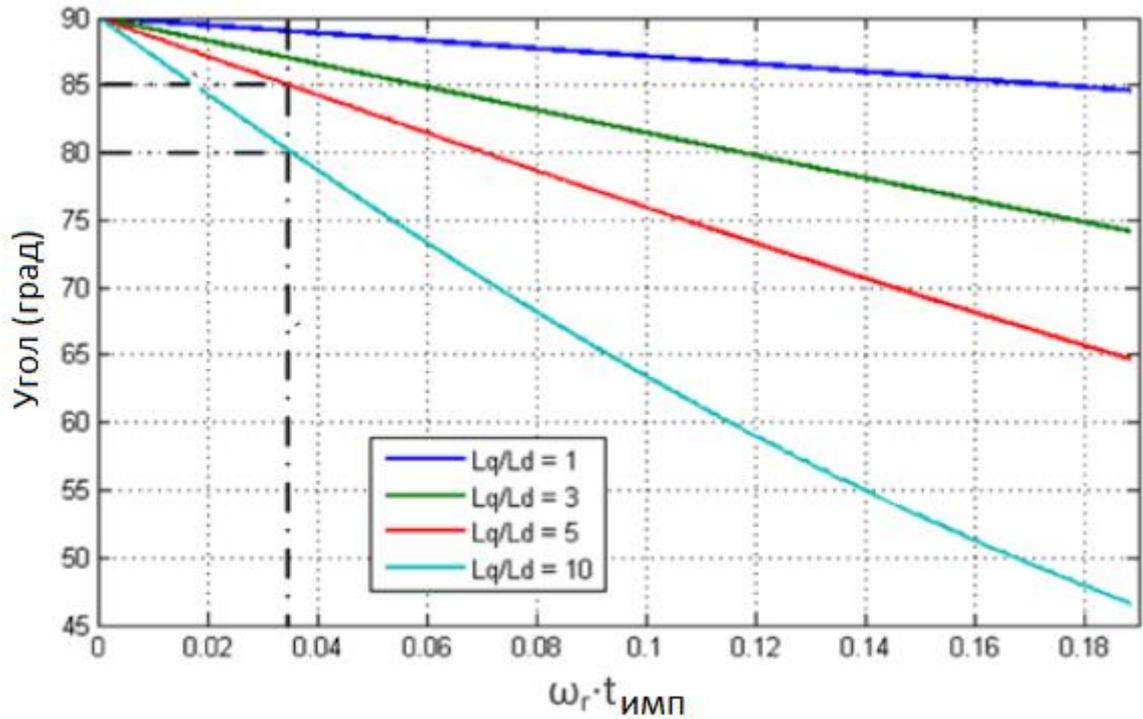


Рисунок 2.29 - Угол между вектором тока и положением ротора

При таком упрощении положение можно вычислить из 2.64, заменив  $\theta_0 = 90^\circ$ :

$$\theta_{\text{оценочный}} = \theta_{I2} + \pi/2 \quad (2.66)$$

Учитывая, что датчик тока может вносить ошибку усиления и смещения, предполагая, что датчик тока имеет погрешность усиления чувствительности 1%, результирующая ошибка положения ограничивается менее чем  $0,6^\circ$  [град.]. При этом становится очевидным, что ошибкой оценки максимальной скорости можно управлять, выбирая  $N_{\text{delay}}$  — количество циклов переключения ( $T_{\text{sw}}$ ), пропущенных между двумя импульсами. Ошибка угла вектора тока, вызванная 1% ошибкой измерения тока, гарантирует, что время задержки не приведет к множеству полных оборотов ротора.

## 2.6 Регистрация генераторного режима СДПМ

Переход синхронного двигателя с постоянными магнитами (СДПМ) из двигательного режима в генераторный (режим торможения) требует точной регистрации для обеспечения эффективного управления процессом диагностики двигателя. Генераторный режим возникает, когда СДПМ начинает отдавать энергию в сеть или

нагрузку, что сопровождается изменением характера работы инвертора и спектральных характеристик сигналов.

Можно выделить два подхода к регистрации генераторного режима СДПМ:

1. Использование специального дополнительного сигнала, встроенного в инвертор. В данном случае инвертор оснащается функцией, которая активируется при переводе СДПМ из двигательного режима в генераторный. Этот способ является достаточно эффективным, но требует наличия соответствующей функции в составе инвертора, что ограничивает его универсальность.
2. Анализ спектра тока, снимаемого с линии СДПМ. Более предпочтительным и универсальным методом является анализ спектра тока, который изменяется при переходе из двигательного в генераторный режим. В двигательном режиме работа транзисторов инвертора генерирует широкий спектр гармонических составляющих тока. При переходе в генераторный режим спектр тока существенно изменяется, что позволяет зафиксировать данный переход.

Для анализа спектра тока в двигательном режиме можно использовать следующие формулы, описывающие гармонические составляющие:

$$I(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (2.67)$$

где  $I_0$  – постоянная составляющая тока,  $a_n$  и  $b_n$  - коэффициенты Фурье,  $\omega$  - угловая частота основной гармоники,  $n$  - номер гармоники.

В двигательном режиме спектр тока содержит значительные высшие гармоники, обусловленные работой транзисторов инвертора. Например, для типичного инвертора с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) характерны гармоники на частотах, кратных частоте переключения транзисторов [40].

При переходе в генераторный режим спектр тока изменяется: высшие гармоники уменьшаются на несколько порядков, что связано с изменением характера работы инвертора. Это можно выразить следующим образом:

$$I_{gen}(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a'_n \cos(n\omega t) + b'_n \sin(n\omega t)) \quad (2.68)$$

где  $a'_n$  и  $b'_n$  - коэффициенты Фурье для генераторного режима, причем  $a'_n \ll a_n$  и  $b'_n \ll b_n$  для высших гармоник.

Графически это выражается в виде различий графиков спектров сигналов тока в двигательном и генераторном режимах, приведённых на рисунках 2.30 и 2.31.

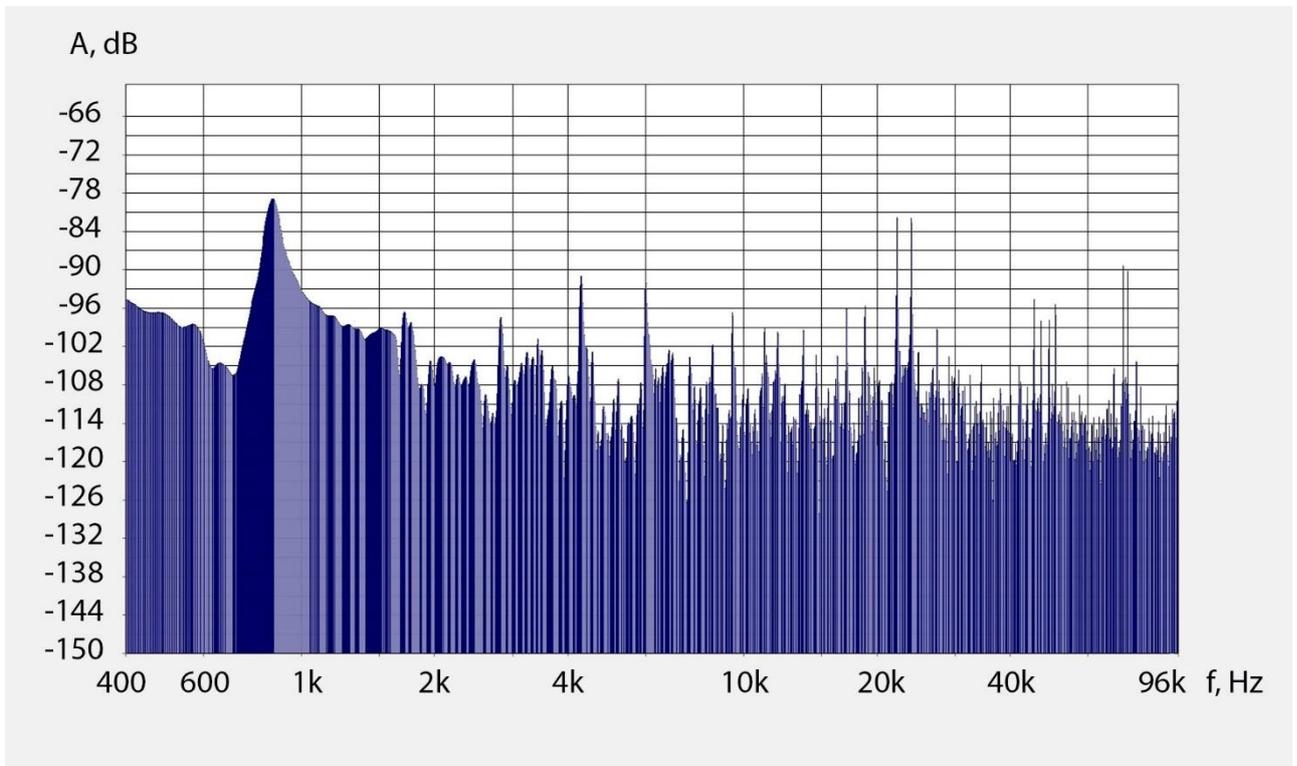


Рисунок 2.30 – Спектр сигнала тока СДПМ в двигательном режиме

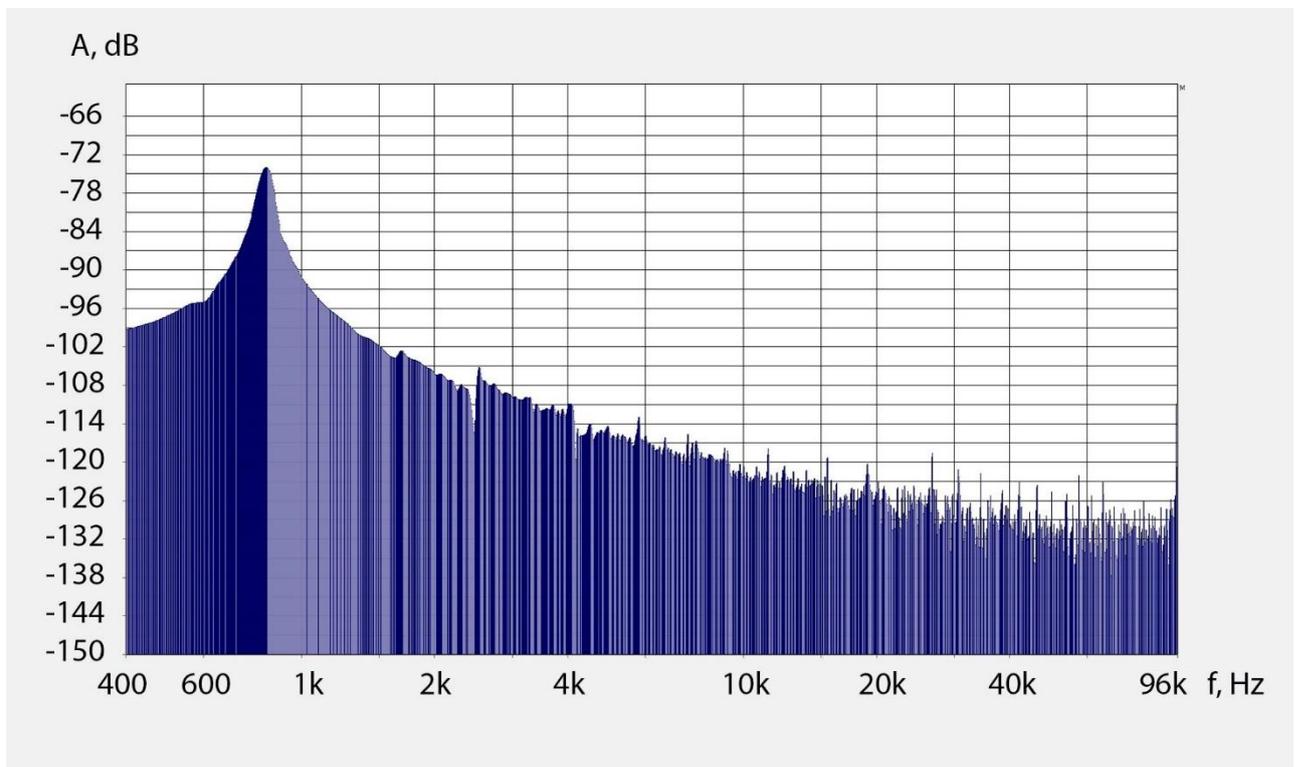


Рисунок 2.31 – Спектр сигнала тока СДПМ в генераторном режиме

На графиках наглядно отражена значительная засоренность высокочастотными гармониками спектра двигательного режима. Амплитуды частот, соответствующих гармоникам номер 30 и 32, достигают значений -80дБ, тогда как амплитуда основной гармоники находится на уровне -79дБ. В противовес двигательному режиму, генераторный режим характеризуется относительной чистотой генерируемого сигнала тока, что также наглядно отражено на графике.

Для ручного и/или автоматического определения перехода синхронного двигателя с постоянными магнитами (СДПМ) из двигательного в генераторный режим может быть использован метод частотной декомпозиции сигнала. Этот метод позволяет разделить сигнал тока на отдельные частотные полосы, соответствующие различным гармоникам, и присвоить каждой полосе определённый коэффициент. На основе анализа этих коэффициентов можно автоматически определить активацию генераторного режима. Частотная декомпозиция сигнала основана на преобразовании сигнала из временной области в частотную с использованием методов спектрального анализа, таких как быстрое преобразование Фурье (БПФ) или вейвлет-преобразование [135,138,40]. Основные этапы декомпозиции включают:

1. Разделение сигнала на частотные полосы:

- сигнал тока  $I(t)$  подвергается частотному анализу, в результате которого выделяются основные гармоники и их высшие составляющие.

- для этого используется фильтрация сигнала с помощью полосовых фильтров или прямое спектральное разложение.

2. Присвоение коэффициентов частотным полосам:

- каждой частотной полосе присваивается коэффициент, который отражает её вклад в общий спектр сигнала. Например, для основной гармоники (50 Гц) коэффициент будет максимальным, а для высших гармоник (150 Гц, 250 Гц и т.д.) — уменьшаться.

- коэффициенты могут быть рассчитаны как отношение энергии каждой частотной полосы к общей энергии сигнала.

3. Анализ коэффициентов:

- в двигательном режиме коэффициенты для высших гармоник будут значительными, так как инвертор генерирует широкий спектр частот.

- в генераторном режиме коэффициенты для высших гармоник уменьшаются на несколько порядков, так как энергия возвращается в сеть, и спектр сигнала становится более "чистым".

Математически это можно описать, используя методы декомпозиции, а также быстрое преобразование Фурье или вейвлет-преобразование.

Для частотной декомпозиции сигнала  $I(t)$  с использованием быстрого преобразования Фурье:

$$I(f) = \mathcal{F}\{I(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} I(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.69)$$

где  $I(f)$  – спектр сигнала в частотной области,  $f$  – частота,  $\mathcal{F}$  - оператор преобразования Фурье.

После получения спектра  $I(f)$  сигнал разделяется на частотные полосы  $f_1, f_2 \dots f_n$ . Для каждой полосы рассчитывается коэффициент  $C_i$ , который отражает её вклад в общий спектр:

$$C_i = \frac{\int_i^{f_{i+1}} |I(f)|^2 df}{\int_0^{\infty} |I(f)|^2 df} \quad (2.70)$$

где  $C_i$  – коэффициент для  $i$ -й частотной полосы,  $|I(f)|^2$  – спектральная плотность мощности сигнала.

Для автоматического определения генераторного режима при помощи анализа Фурье необходимо выполнить следующие операции:

1. Определение пороговых значений коэффициентов:

- на основе анализа сигнала в двигательном режиме устанавливаются пороговые значения коэффициентов для высших гармоник;
- например, если коэффициент для полосы 150 Гц  $C_2$  в двигательном режиме составляет 0.2, то в генераторном режиме он может уменьшиться до 0.02.

2. Сравнение коэффициентов с пороговыми значениями:

- если коэффициенты для высших гармоник (например, 150 Гц, 250 Гц и т.д.) становятся меньше установленных порогов, это свидетельствует о переходе в генераторный режим.

### 3. Алгоритм автоматизации:

- реализация алгоритма в MATLAB или другом программном обеспечении, который автоматически анализирует коэффициенты и выдает сигнал о переходе в генераторный режим.

Для частотной декомпозиции сигнала  $I(t)$  с использованием вейвлет-анализа, непосредственно вейвлет-преобразование сигнала определяется как:

$$W_{(a,b)} = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} I(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (2.70)$$

где  $\psi(t)$  – материнский вейвлет,  $a$  – масштабный коэффициент,  $b$  – параметр сдвига.

Для дискретного вейвлет-преобразования (ДВП) используется дискретный набор масштабов и сдвигов:

$$W_{j,k} = \sum_n I[n] \psi_{j,k}[n] \quad (2.71)$$

где  $\psi_{j,k}[n]$  – дискретный вейвлет, полученный из материнского вейвлета,  $j$  – уровень декомпозиции,  $k$  – сдвиг.

Для автоматического определения генераторного режима при помощи анализа Фурье необходимо выполнить следующие операции:

#### 1. Разложение сигнала на уровни декомпозиции:

- сигнал тока  $I(t)$  подвергается разложению на несколько уровней декомпозиции с использованием выбранного материнского вейвлета.
- каждый уровень декомпозиции соответствует определённой полосе частот. Например, уровень 1 может соответствовать частотам 2500–5000 Гц, уровень 2 — 1250–2500 Гц и т.д.

#### 2. Расчёт энергии для каждого уровня:

- энергия сигнала на каждом уровне декомпозиции рассчитывается как сумма квадратов коэффициентов детализации [138]:

$$E_j = \sum_k |W_{j,k}|^2 \quad (2.72)$$

где  $E_j$  - энергия на уровне  $j$ .

#### 3. Сравнение энергий с пороговыми значениями:

- в двигательном режиме энергии высших уровней декомпозиции (соответствующих высшим гармоникам) будут значительными;
- в генераторном режиме энергии высших уровней уменьшаются на несколько порядков;

- пороговые значения энергий устанавливаются на основе анализа сигнала в двигательном режиме.

#### 4. Алгоритм автоматизации:

- реализация алгоритма в MATLAB или другом программном обеспечении, который автоматически анализирует энергии уровней декомпозиции и выдает сигнал о переходе в генераторный режим.

Метод частотной декомпозиции сигнала позволяет автоматически определять переход СДПМ в генераторный режим за счет анализа коэффициентов, присвоенных различным частотным полосам. Этот подход может быть реализован как вручную, так и с использованием алгоритмов автоматизации, что делает его эффективным инструментом для диагностики СДПМ.

### **2.7 Основные результаты и выводы**

В результате проведенных исследований, было показано следующие результаты:

1. Проведенный анализ систем управления СДПМ, показывает преимущества векторного бездатчикового принципа управления.

2. На основании приведенной типовой математической модели проведен анализ возможностей реализации генераторного режима в СДПМ. Показано, что данный режим может быть применен без существенных ограничений для получения диагностической информации.

3. Кратковременный перевод привода в генераторный режим не приводит к останову двигателя и позволяет с дальнейшим вывести привод в заданный ранее режим.

4. Генераторный режим можно отследить в процессе работы любой СДПМ, при снижении оборотов или останове.

5. Генераторный режим является эффективным режимом для получения диагностического сигнала, позволяющий в полной мере реализовать методы математического анализа сигналов, без внесения погрешностей в виде спектральных составляющих, неизбежно возникающих при работе любого типа преобразователей.

6. Предложен способ получения диагностической информации, на основе применения генераторного режима СДПМ.

### **3 РАЗРАБОТКА МЕТОДА ДИАГНОСТИКИ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ НА ОСНОВЕ СИГНАТУРНОГО АНАЛИЗА ТОКА И ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ**

#### **3.1 Применение вейвлет-преобразования для идентификации отдельных элементов магнитной системы СДПМ**

Состояние магнитной системы СДПМ отражается в потребляемом или вырабатываемом токе в зависимости от режима работы. Каждый магнит ротора влияет на спектральные и другие характеристики тока. При этом каждый магнит несет в себе определенные свойства, такие как распределение коэрцитивной силы по объему, а значит, и распределение магнитного потока, геометрические особенности, особенности крепления и другое. При нормальной работе указанные выше особенности практически не влияют на вращение ротора. Однако даже малейшие отличия формы тока можно обнаружить и использовать в качестве своеобразного «отпечатка пальца» или сигнатуры, при этом данная операция может производиться как для всей магнитной системы в целом, так и для каждого отдельного магнита. Выявление особенностей каждого магнита в отдельности позволит оперативно контролировать их состояние, проводить более расширенную диагностику, применять большее количество методов сравнения сигналов для выявления большего спектра неисправностей или повышения точности диагностики.

Использование дискретного вейвлет-преобразования позволяет однозначно идентифицировать сигналы, полученные в результате взаимодействия постоянного магнита и катушек статора двигателя для каждого отдельного магнита. Для проверки этого утверждения была проведена целая серия моделирования и натурных экспериментов с дальнейшим анализом данных.

В соответствии с алгоритмом декомпозиции сигнала для дискретного вейвлет-преобразования, показанным на рисунке 3.1, сигнал последовательно декомпозируется на аппроксимирующие детализирующие составляющие. Исходный текущий сигнал можно получить сложением любого аппроксимирующего коэффициента со всеми коэффициентами детализации, находящимися на том же уровне и выше [6], по формуле:

$$i(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} i_{j,k}^A \varphi_{j,k}(t) + \sum_{j=J}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} i_{j,k}^D \psi_{j,k}(t) \quad (3.1)$$

Преимуществом такого подхода, в отличие от разложения Фурье, является возможность избежать размытия спектра, поэтому любые малейшие изменения сигнала будут отражаться на коэффициентах детализации.

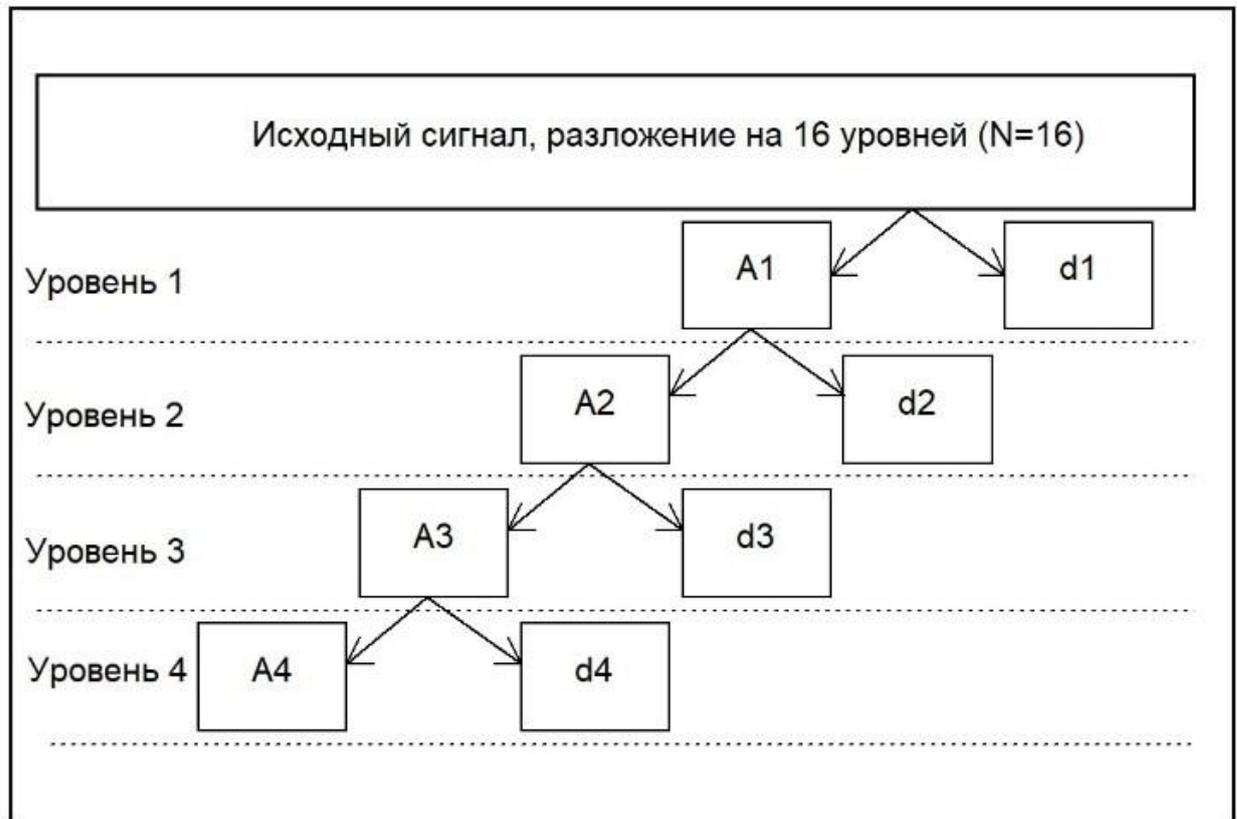


Рисунок 3.1 - Схема декомпозиции сигнала дискретного вейвлет-преобразования

Именно это свойство необходимо для нахождения малейших отличий между исходным сигналом тока (опорным) и сигналом тока, полученным при работе СДПМ, сравнение которых может дать информацию о каких-либо изменениях в магнитной системе. Также высокая чувствительность позволит получать более точные сигнатуры тех или иных неисправностей и изменений в структуре СДПМ.

Для доказательства того, что дискретный вейвлет-анализ токового сигнала способен выявлять малейшие изменения в структуре магнитной системы, было проведено моделирование с использованием пакета MATLAB. На рисунке 3.2 показан

сигнал одного периода «чистой» синусоиды с частотой дискретизации 3600 Гц, объединенный с графиком коэффициентов детализации вейвлета Добеши 2.

Как видно из рисунка 3.2, наблюдается равномерное распределение коэффициентов детализации без всплесков.

Чтобы доказать возможность улавливания мельчайших всплесков с помощью дискретного вейвлет-преобразования, добавим к «чистому» синусу небольшой провал, характеризуемый формулой:

$$i(t) = \begin{cases} y = \sin x & 0 \leq x < 62.5, 63.5 \leq x < 360 \\ y = 0.887 & 62.5 \leq x < 63 \\ y = 0.00758x + 0.887 & 63 \leq x < 63.5 \end{cases} \quad (3.2)$$

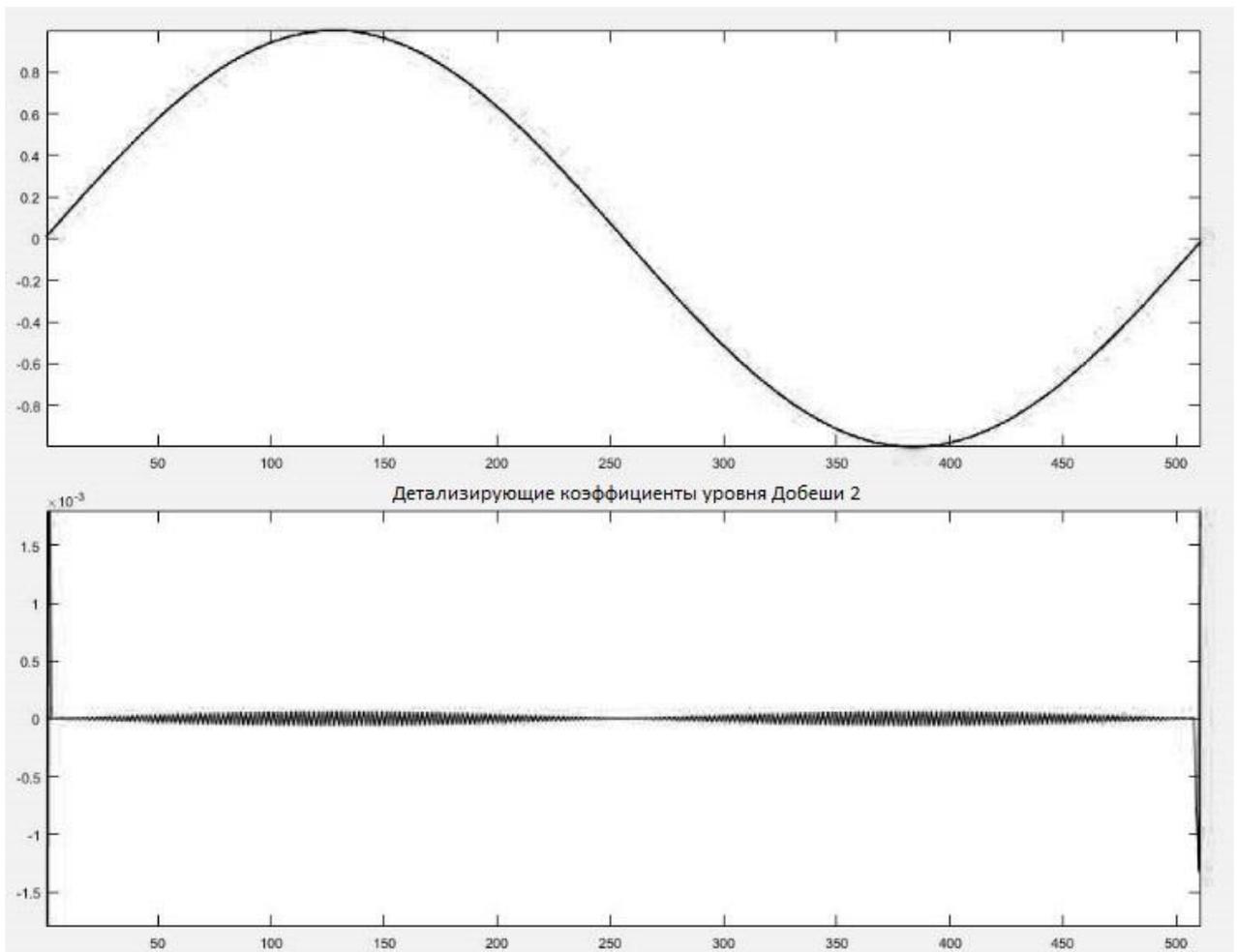


Рисунок 3.2 – Синусоида и детализирующие коэффициенты уровня d2

На рисунке 3.3 показано изображение сигнала по формуле (3.2). В отдельном окне выделяется провал, занимающий 1 градус и характеризующийся частотой  $360 \cdot f_{\text{дискр}}$ .

Согласно рисунку 3.3, на графике коэффициентов детализации очень четко отражается небольшой всплеск, незаметный на фоне основного сигнала. При этом реализуется одно из важнейших преимуществ вейвлет-преобразования, а именно возможность не только обнаруживать высшие гармоники очень малой амплитуды, но и идентифицировать моменты их появления. Вышеуказанные свойства вейвлет-преобразования определили возможность использования этого математического аппарата для исследования линейного тока статора СДПМ.

Аппроксимирующие и детализирующие коэффициенты одномерного дискретного вейвлет-преобразования образуют матрицу коэффициентов (одномерных и двумерных), удобную для математического анализа. Для визуального представления в дальнейшем мы также будем использовать графическое представление коэффициентов разложения.

В конструкции СДПМ содержится определенное количество постоянных магнитов для каждой модели двигателя и определенная их конфигурация. В сочетании с конфигурацией обмоток статора образуется электромагнитная система, работающая как в моторном, так и в генераторном режимах. В этом случае линейный токовый сигнал за один оборот ротора содержит кратное число периодов.

Каждый период, по существу, содержит отпечаток магнитного потока тех магнитов, поток которых пронизывает эту систему обмоток. Поэтому, анализируя форму линейного тока, можно выявить признаки магнитной системы, содержащей магниты, взаимодействующие с одной обмоткой статора в данный момент времени.

В качестве примера будет использована компьютерная модель двигателя Turnigy SK3530-1100 мощностью 250 Вт в программном пакете Elcut, показанная на рисунке 3.4. Для стендовых испытаний также использовался двигатель Turnigy SK3530-1100, фотография показана на рисунке 3.5.

Для выявления линейных токовых сигнатур, позволяющих однозначно идентифицировать периоды сигнала, отвечающие за определенную группу магнитов, в пакете приложений Elcut была проведена серия симуляций. В результате были получены токовые сигналы для каждой обмотки статора. За один полный оборот ротора сигнал образует 7 полных периодов, каждый из которых характеризует определенное сочетание группы из 4-х магнитов, связанных с магнитной системой статора и одной обмоткой.

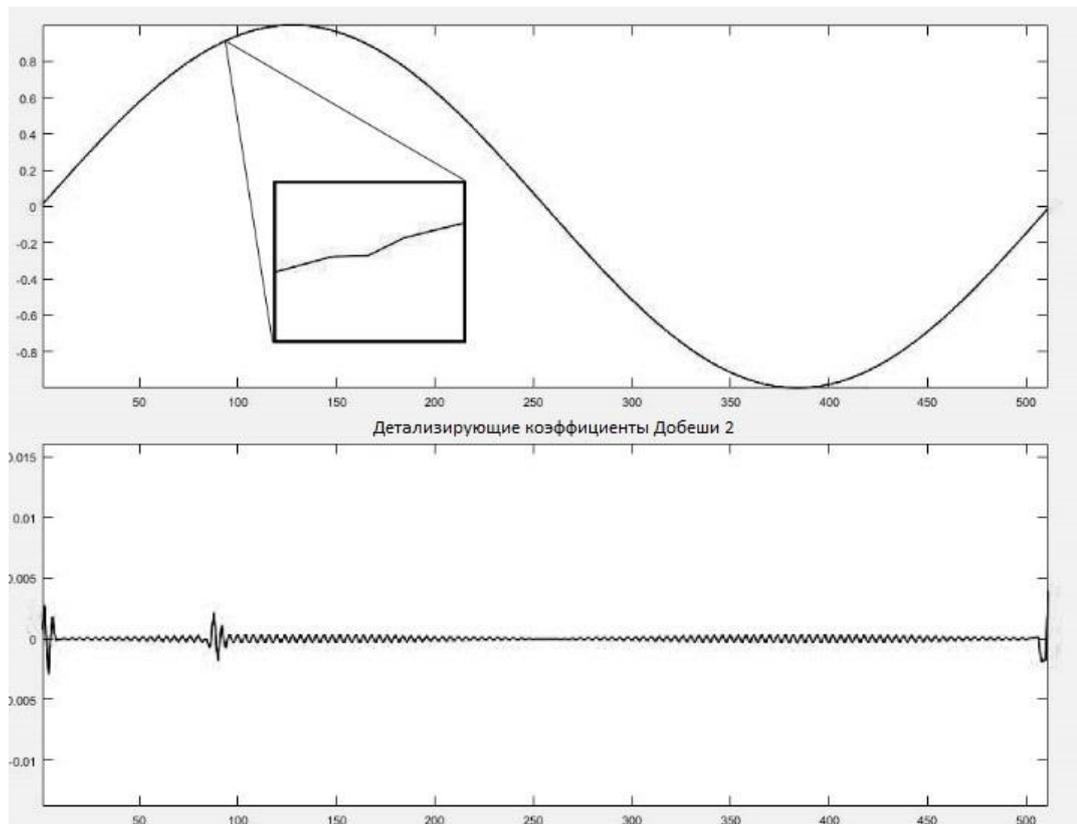


Рисунок 3.3 – Сигнал, содержащий провал и детализирующие коэффициенты Добеши 2

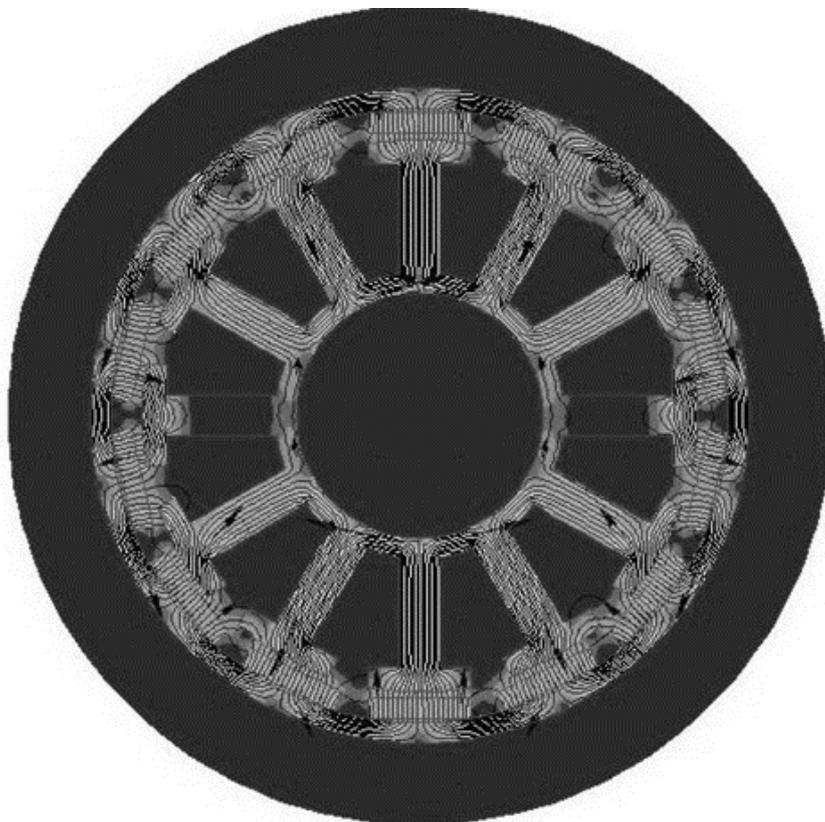


Рисунок 3.4 – Модель магнитной системы СДПМ Turnigy SK3530-1100 в программе Elcut



Рисунок 3.5 – СДПМ Turnigy SK3530-1100

Задача состояла в том, чтобы выяснить, как на модели в Elcut, так и на стендовых испытаниях, можно ли однозначно идентифицировать определенную комбинацию магнитов. Эта возможность подтвердится, если в результате моделирования и стендовых испытаний с варьированием частоты вращения и частоты дискретизации, а также с помощью вейвлет-анализа удастся выделить однозначно интерпретируемые признаки для каждого полного периода текущего сигнала [155].

Экспериментальным путем, а также на основании выводов, сделанных в источнике [18], был выбран вейвлет Добеши 2, так как именно с его помощью получается наиболее однозначно и наглядно интерпретируемый результат для всех исследованных разломов. Важным уточнением является то, что в модели, выполненной в пакете приложений Elcut, изначально магнитная система не содержит никаких дефектов, поэтому все периоды принимаемого сигнала строго одинаковы, следовательно, аппроксимирующий и детализирующий коэффициенты также должны быть одинаковыми, иначе будет потеряна суть этой диагностики. Различия в матрицах коэффициентов при моделировании должны появляться только в случае преднамеренного внесения неисправностей в магнитную систему. Полученные матрицы коэффициентов

сравниваются между собой для выявления отклонений. Подробные коэффициенты Добеши 2, уровень 5 для всех 7 циклов представлены на рисунке 3.6.

Приведенные выше коэффициенты детализации получены дискретным вейвлет-преобразованием сигнала, представленного на рисунке 3.8, полученного из модели в Elcut и разбитого на отдельные периоды. Как следует из рисунка 3.7, коэффициенты детализации периодов сигналов, характерные для отдельных групп магнитов, практически одинаковы. Это, в свою очередь, доказывает, что при тех же начальных условиях, которые реализованы в модели пакета приложений Elcut, текущие сигнатуры, полученные в виде матрицы коэффициентов, также будут одинаковыми. Матрицы коэффициентов должны различаться в случае введения в модель неисправностей, характерных для реальных СДПМ.

Рассмотрим используемую стендовую модель, рисунок 3.6. В качестве опоры использовалась моторама, на которую крепится двигатель Turnigy SK3530-1100, на валу которого установлен воздушный винт.

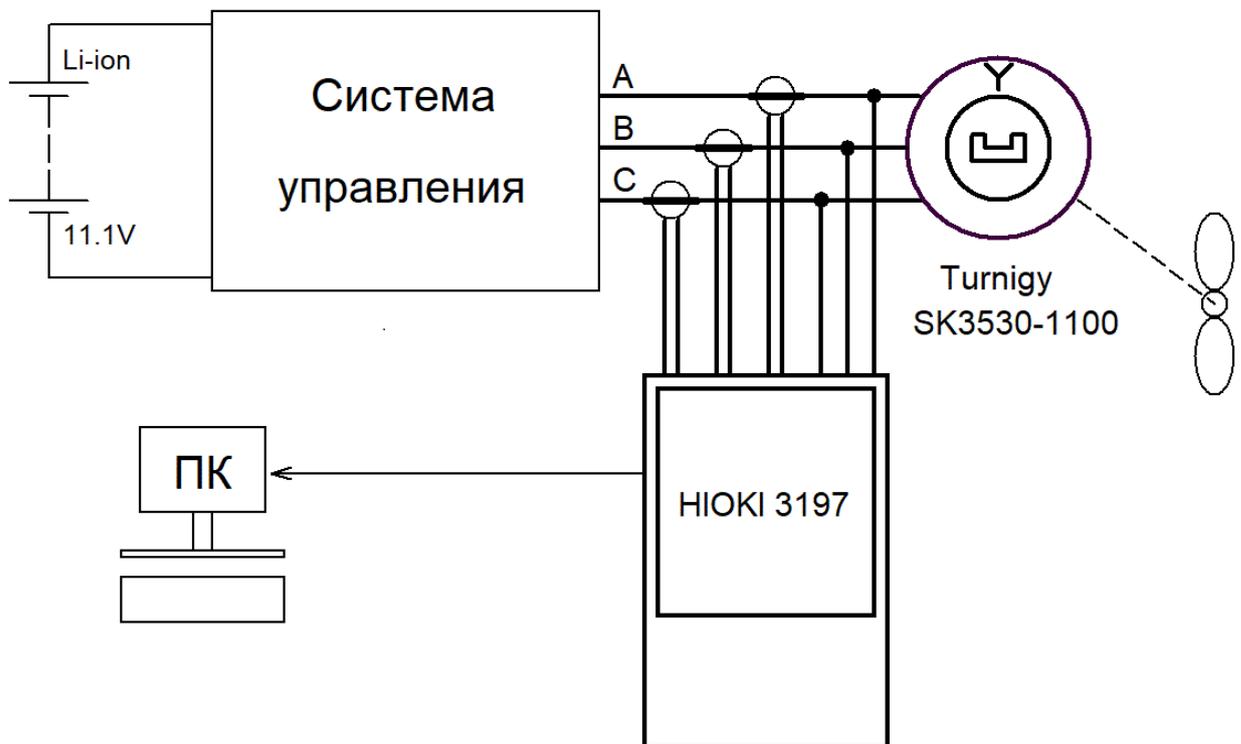


Рисунок 3.6 – Схема стенда для снятия диагностического сигнала в генераторном режиме

Система подключена к преобразователю частоты и имеет режим торможения ротора, который используется для получения токового сигнала без влияния преобразователя частоты. Именно этот стенд используется для получения текущих сигналов.

В схеме стенда применяется оборудование со следующими характеристиками:

1. Синхронный двигатель Turnigy SK3530-1100, технические характеристики:

- Модель.....SK35-30 1100;
- Кол-во об. на Вольт, об/мин.....1100;
- Кол-во витков на зуб, витков.....20;
- Сопротивление активное, Ом.....0.074;
- Минимальный ток, А..... 0.83;
- Диаметр двигателя, мм..... 35;
- Длина двигателя, мм.....30;
- Диаметр вала, мм..... 4;
- Макс. сила тока, А..... 30;
- Макс. мощность, Вт..... 250;
- Вес, гр..... 79;
- Тип магнитов..... N45SH;
- Номинальное напряжение питания контроллера, В..... (3S Li-Po) 11,1.

2. Контроллер управления Hobbywing FlyFun 30A Mini 2-4S Brushless ESC,

технические характеристики:

- Входное напряжение, В..... (2-4S LiPo) 7,4 – 14,8;
- Максимальный ток, А.....30;
- Кратковременный ток, А (до 10 сек.).....45;
- Размеры, мм.....37x17x5;
- Вес, гр.....23.

3. Сертифицированный анализатор качества электроэнергии HIOKI 3197,

технические характеристики:

- Тип электросети 1-фазная, 3-фазная (50 / 60 Гц), 2-х, 3-х и 4-х проводная;
- Диапазон измерений напряжения, В .....до 600;
- Сила тока, диапазон..... от 500,0 мА до 5000 А;
- Предел допускаемой основной погрешности

напряжение:  $\pm(0,3 \% \text{ ИВ} + 0,2 \% \text{ ВПИ})$

сила тока:  $\pm(0,3 \% \text{ ИВ} + 0,2 \% \text{ ВПИ})$  + погрешность датчиков тока

мощность:  $\pm(0,3 \% \text{ ИВ} + 0,2 \% \text{ ВПИ})$  + погрешность датчиков тока

Целью эксперимента было выявление уникальных сигнатур для каждого периода сигнала, что в свою очередь подтвердит возможность однозначной идентификации групп магнитов. Для приема сигнала со стенда использовалась звуковая карта персонального компьютера в линейном режиме с частотой дискретизации 192 кГц. Полученный сигнал без сжатия был преобразован в последовательность чисел, разделенных на периоды, и подвергнут пакетному преобразованию формы сигнала Добеши 2 с уровнем разложения 9. Для учета влияния таких факторов, как частота дискретизации, частота вращения ротора, ускорение различных порядков, серия опытов включала варьирование всех вышеперечисленных факторов.

В результате испытаний на рисунке 3.9 показаны коэффициенты детализации  $d_2$  и  $d_3$  для всех 7 периодов сигнала, которые получены за один полный оборот двигателя на стенде. На основе рисунка и математического сравнения матриц коэффициентов детализации наглядно показано, что каждая группа магнитов, связанных магнитной системой одной обмотки, имеет свой уникальный набор коэффициентов, существенно отличающий ее от других групп.

На рисунке 3.9 первые 7 периодов сигнала составляют один полный оборот, из рисунка видно, что в первых 7 периодах также наблюдается некоторая закономерность в распределении коэффициентов. Эта закономерность связана с совместным использованием магнитов разными катушками двигателя, а также с магнитной и электрической связью магнитопроводов и катушек двигателя.

Если обратить внимание на периоды 8 и 9, то с учетом погрешности измерения, связанной с неравномерностью вращения ротора в режиме торможения (генераторном режиме), периоды 8 и 9 полностью совпадают с периодами 1 и 2 соответственно. Такой вывод логичен, поскольку двигатель совершил полный оборот, однако значительное сходство матриц коэффициентов показывает, что выбранный подход корректен. В результате эксперимента и дальнейшего анализа был разработан способ синхронизации данных, представленный на рисунке 3.10.

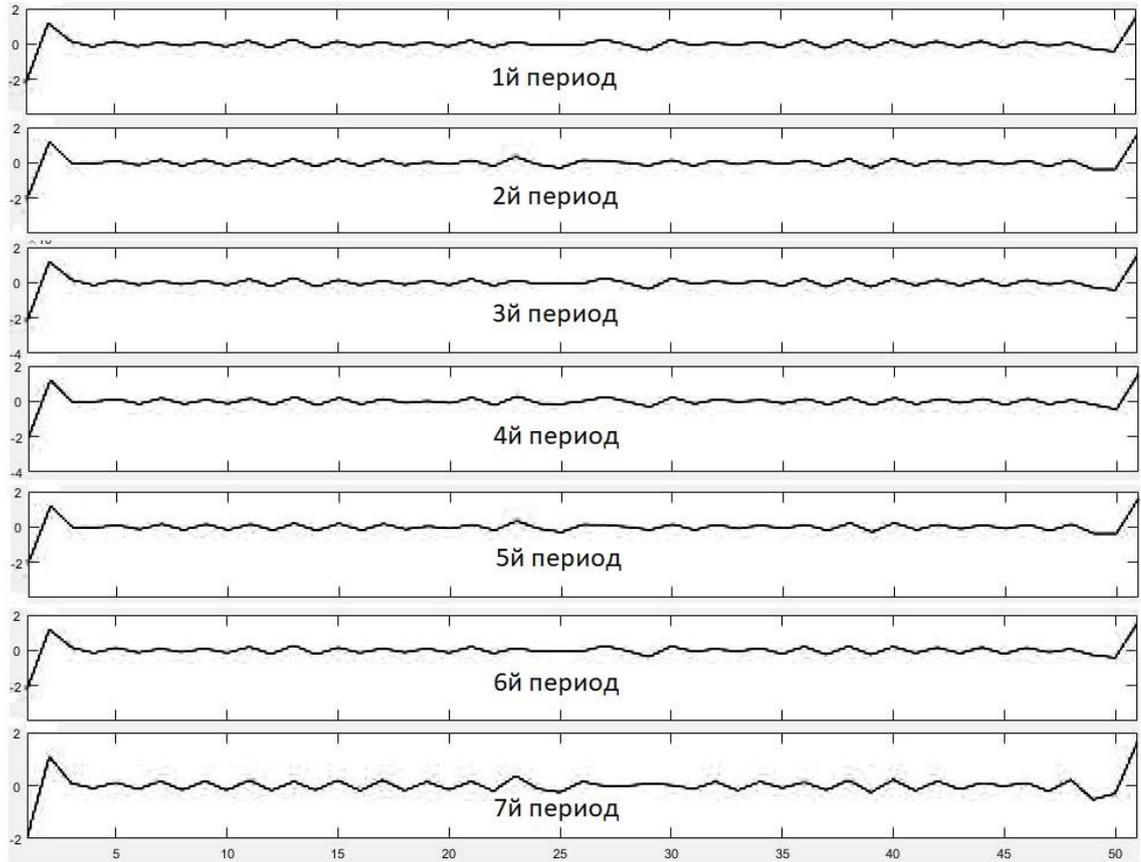


Рисунок 3.7 – Детализирующие коэффициенты сигнала тока, полученные с модели исправного СДПМ



Рисунок 3.8 – Оригинальный сигнал тока, полученный с модели исправного СДПМ

Первым действием необходимо получить сигнал от СДПМ с помощью АЦП, разрядностью не менее 16 бит, что проверено эмпирически. Далее проводится обработка сигнала, образка и выбирается необходимый диапазон для последующего анализа. Необходимо отсчитывать два полных оборота ротора, чтобы сравнивать все периоды одного оборота с парными периодами второго, с целью повышения точности.

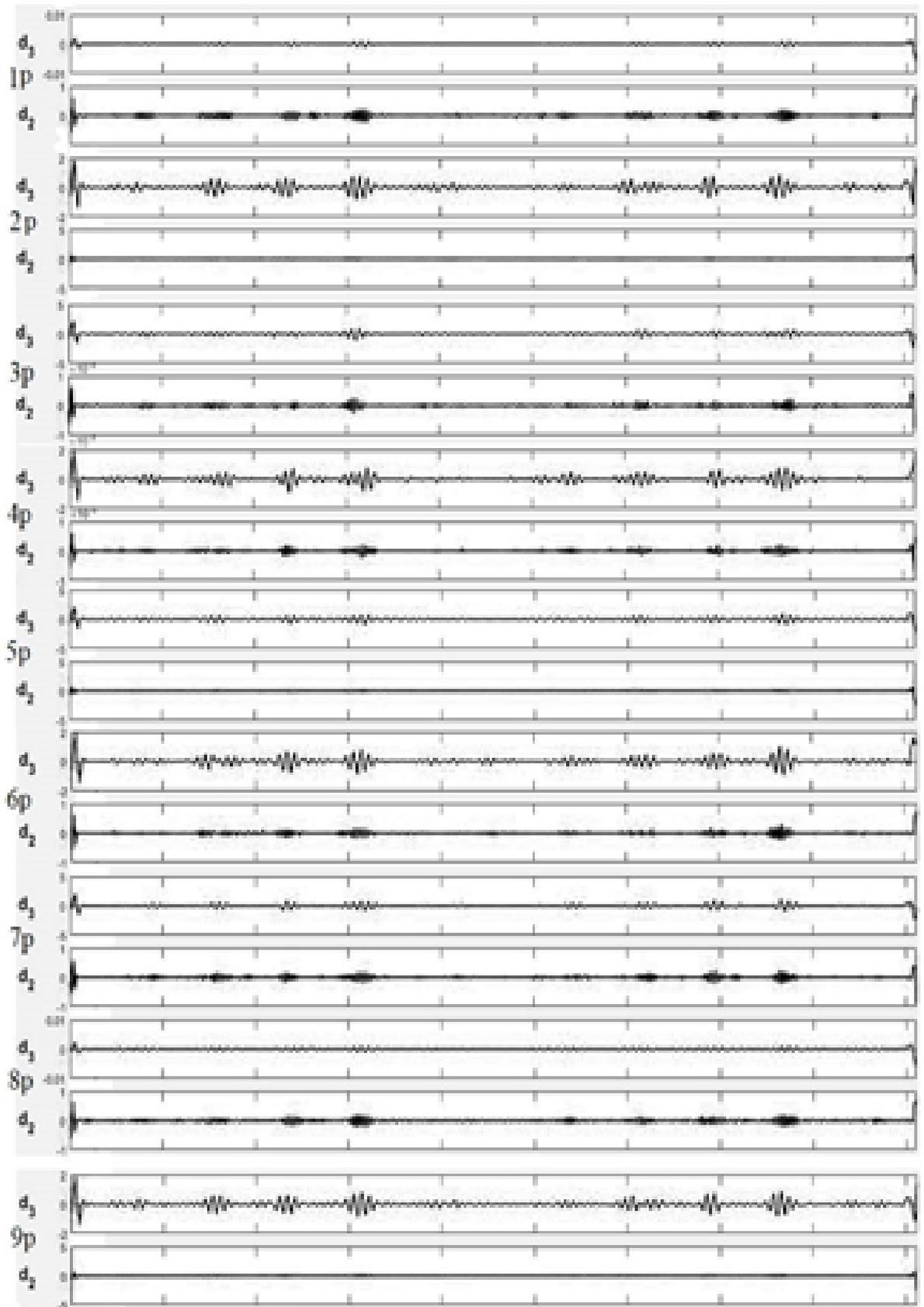


Рисунок 3.9 – Детализирующие коэффициенты полученные из сигнала от СДПМ Turnigy SK3530-1100



Рисунок 3.10 – Способ синхронизации для получения данных из СДПМ

Следующими шагами является разделение сигнала на отдельные периоды и выполнение дискретного вейвлет-преобразования с каждым периодом и получение матриц коэффициентов. Затем матрицы коэффициентов сравниваются друг с другом, выявляя парные сигналы. Из полученного множества матриц необходимо выбрать наиболее отличающуюся от всех остальных, например, по стандартному отклонению. В

результате период, матрица коэффициентов которого наиболее различна и будет использоваться в качестве эталона в дальнейшем.

При следующем снятии сигнала с того же двигателя способ повторяется до этапа сравнения матриц (может потребоваться доведение сигнала до одинаковой амплитуды и частоты), однако с вновь полученными матрицами сравнение уже не производится, а с эталонными, с учетом синхронизации. Таким образом, вновь полученный сигнал может синхронно сравниваться с исходным, когда анализируются и сравниваются огибающие, полученные от одного и того же магнита в разное время, что позволит обнаружить любые изменения в структуре магнитоэлектрической системы СДПМ.

Математически, предложенный на рисунке 3.10 способ можно описать следующим образом:

Пусть даны два сигнала:

- $S_1(t)$  — первый сигнал, снятый в начале работы оборудования, содержащий основные гармоники.
- $S_2(t)$  — второй сигнал, снятый через некоторое время, содержащий те же гармоники, что и  $s_1(t)$ , а также дополнительный сигнал, содержащий диагностическую информацию  $D(t)$ :

$$S_2(t) = S_1(t) + D(t) \quad (3.3)$$

Для приведения сигналов к одинаковой частоте и количеству семплов необходимо выполнить интерполяцию обоих сигналов. Пусть  $S_1(t)$  имеет частоту  $f_1$ , а  $S_2(t)$  частоту  $f_2$ . Выберем новую частоту дискретизации  $f_s$ , которая будет общей для обоих сигналов, например:

$$f_s = \text{НОК}(f_1, f_2) \quad (3.4)$$

где НОК – наименьшее общее кратное

Тогда интерполяция сигналов будет выглядеть как:

Для  $S_1(t)$ :

$$s_1^{new}(t) = \text{interp}(s_1(t), f_1, f_{new}) \quad (3.5)$$

Для  $S_2(t)$ :

$$s_2^{new}(t) = \text{interp}(s_2(t), f_2, f_{new}) \quad (3.6)$$

где *interp* — оператор интерполяции (например, кубическая сплайн-интерполяция)

Следующим этапом выполняется разделение на периоды и вейвлет преобразование каждого периода:

Для  $S_1^{new}(t)$ :

$$W_{1(t,\tau)} = \int s_1^{new}(t) * \psi_{db2}\left(\frac{t-\tau}{a}\right) dt \quad (3.7)$$

Для  $S_2^{new}(t)$ :

$$W_{2(t,\tau)} = \int s_2^{new}(t) * \psi_{db2}\left(\frac{t-\tau}{a}\right) dt \quad (3.8)$$

где  $\psi_{db2}$  – вейвлет Добеши 2,  $a$  – масштабный коэффициент

Далее по характерным особенностям, таким как локальные максимумы и минимумы в каждом периоде для  $W_1(t,\tau)$  и  $W_2(t,\tau)$  с использованием фазового сдвига оба сигнала синхронизируются друг относительно друга. Для синхронизации сигналов по фазе найдем сдвиг  $\tau$ , который минимизирует разницу фаз между сигналами. Это можно сделать с помощью кросс-корреляции:

$$\tau = \arg_{\tau}^{max} \left( \int s_1'(t) * s_2'(t + \tau) dt \right) \quad (3.9)$$

Далее сдвинем второй сигнал:

$$s_2''(t) = s_2'(t + \tau) \quad (3.10)$$

Следующим этапом необходимо привести оба сигнала к одинаковой амплитуде по среднему значению для всей выборки в целом. Для этого вычислим средние значения  $A_1$  и  $A_2$  для полученных в предыдущем этапе сигналов  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$  соответственно:

$$A_1 = \frac{1}{T} \int_0^T |S_1(t)| dt, \quad A_2 = \frac{1}{T} \int_0^T |S_2(t)| dt \quad (3.11)$$

Нормализуем сигналы:

$$S_1^{norm}(t) = \frac{S_1(t)}{A_1}, \quad S_2^{norm}(t) = \frac{S_2(t)}{A_2} \quad (3.12)$$

Для получения диагностического сигнала  $d(t)$  необходимо провести взаимное вычитания полученных сигналов, для этого из второго сигнала вычитается первый, т.к. именно во втором сигнале содержится дополнительная информация:

$$d(t) = S_1^{norm}(t) - S_2^{norm}(t) \quad (3.13)$$

Таким образом, в результате вышеуказанных преобразований получаем диагностический сигнал  $d(t)$ , который содержит диагностическую информацию  $D(t)$  о структурных изменениях в СДПМ.

### 3.2 Критерий достаточности при диагностике СДПМ

Критерий достаточности — это условие или набор условий, которые позволяют утверждать, что некоторая статистика или данные содержат всю необходимую информацию для решения задачи, оценки параметра или проверки гипотезы. В статистике критерий достаточности часто используется для оценки того, достаточно ли данных для получения надежных выводов [183].

В контексте диагностики СДПМ применительно к разработанному способу синхронизации сигналов к критерию достаточности можно отнести необходимость выделения достаточного числа периодов сигнала, соответствующего генераторному режиму СДПМ. Чем больше будет выделено таких периодов, тем больше вероятность свести без интерполяции исходный сигнал и сигнал, полученный в процессе дальнейшей диагностики друг с другом для выполнения дальнейших преобразований [183,128].

Математически это можно выразить при помощи следующих рассуждений:

Возьмем  $n$  – в качестве начальной частоты вращения ротора, тогда частота  $f_1$  основной гармоники генерируемого сигнала тока будет определяться как:

$$f_1 = \frac{n}{60} * p \quad (3.19)$$

где  $p$  – число пар полюсов

На практике может существовать три варианта развития событий при снятии сигнала в генераторном режиме. Частота вращения ротора и соответственно частота генерируемого тока  $f_1$  может либо оставаться неизменной (краны, электротранспорт), либо будет уменьшаться на величину  $f^{\prime}$  или увеличиваться на частоту  $f^{\prime\prime}$ . Рассмотрим все три варианта.

**1.** Частота вращения плавно уменьшается на величину  $f^{\prime}$

В этом случае исходный сигнал (снятый с исправного СДПМ)  $S_i$  и сигнал, полученный в ходе дальнейшей диагностики  $S_j$  плавно уменьшаются по частоте от  $f_1$  до  $f_1 - f^{\prime}$ .

Предположим, что изменение частоты происходит линейно по времени:

$$f_i(t) = f_1 - \frac{f^{\prime}}{T} * t, \quad f_j(t) = f_1 - \frac{f^{\prime}}{T} * t, \quad (3.20)$$

где  $T$  – время, за которое происходит изменение частоты

Фаза сигнала определяется как интеграл частоты по времени:

$$\varphi_i(t) = 2\pi \int_0^t f_i(\tau) dt = 2\pi(f_1 t - \frac{f^I}{2T} t^2) \quad (3.21)$$

$$\varphi_j(t) = 2\pi \int_0^t f_j(\tau) dt = 2\pi(f_1 t - \frac{f^I}{2T} t^2) \quad (3.22)$$

Если начальные фазы  $\phi_i(0)$  и  $\phi_j(0)$  совпадают, то фазы  $\phi_i(t)$  и  $\phi_j(t)$  будут совпадать для всех  $t$ . Вероятность совпадения начальных фаз:

$$P(\varphi_i(0) = \varphi_j(0)) = \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \quad (3.23)$$

где  $\Delta\varphi$  – допустимая погрешность совпадения фаз (рад).

При дискретизации сигнала начальная фаза  $\phi(0)$  может принимать только определенные значения, кратные  $2\pi \cdot \frac{f_1}{F_d}$ . Это связано с тем, что дискретизация "квантует" фазу сигнала с шагом, зависящим от отношения  $\frac{f_1}{F_d}$ .

Таким образом, вероятность совпадения начальных фаз  $\phi_i(0)$  и  $\phi_j(0)$  определяется как отношение допустимой погрешности  $\Delta\phi$  к шагу квантования фазы  $2\pi \cdot \frac{f_1}{F_d}$ :

$$P(\varphi_i(0) = \varphi_j(0)) = \frac{\Delta\varphi}{2\pi \cdot \frac{f_1}{F_d}} = \frac{\Delta\varphi \cdot F_d}{2\pi \cdot f_1} \quad (3.24)$$

## 2. Частота вращения плавно увеличивается на величину $f^{\prime\prime}$

В этом случае исходный сигнал (снятый с исправного СДПМ)  $S_i$  и сигнал, полученный в ходе дальнейшей диагностики  $S_j$  плавно увеличиваются по частоте от  $f_1$  до  $f_1 + f^{\prime\prime}$ .

Предположим, что изменение частоты происходит линейно по времени:

$$f_i(t) = f_1 + \frac{f^{\prime\prime}}{T} * t, \quad f_j(t) = f_1 + \frac{f^{\prime\prime}}{T} * t, \quad (3.25)$$

где  $T$  – время, за которое происходит изменение частоты

Фаза сигнала определяется как интеграл частоты по времени:

$$\varphi_i(t) = 2\pi \int_0^t f_i(\tau) dt = 2\pi(f_1 t + \frac{f^{\prime\prime}}{2T} t^2) \quad (3.26)$$

$$\varphi_j(t) = 2\pi \int_0^t f_j(\tau) dt = 2\pi(f_1 t + \frac{f^{\prime\prime}}{2T} t^2) \quad (3.27)$$

Если начальные фазы  $\phi_i(0)$  и  $\phi_j(0)$  совпадают, то фазы  $\phi_i(t)$  и  $\phi_j(t)$  будут совпадать для всех  $t$ . Вероятность совпадения начальных фаз:

$$P(\phi_i(0) = \phi_j(0)) = \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \quad (3.28)$$

где  $\Delta\varphi$  – допустимая погрешность совпадения фаз.

С учетом уравнения 3.24, получаем вероятность совпадения сигналов по фазе и частоте:

$$P(\phi_i(0) = \phi_j(0)) = \frac{\Delta\varphi}{2\pi \cdot \frac{f_1}{F_d}} = \frac{\Delta\varphi \cdot F_d}{2\pi \cdot f_1} \quad (3.29)$$

**3.** Частота вращения не изменяется, тогда фазы сигналов:

$$\varphi_i(t) = 2\pi f_1 t + \varphi_i(0) \quad (3.30)$$

$$\varphi_j(t) = 2\pi f_1 t + \varphi_j(0) \quad (3.31)$$

Сигналы совпадут по фазе и частоте, если начальные фазы совпадают с вероятностью:

$$P(\phi_i(0) = \phi_j(0)) = \frac{\Delta\varphi \cdot F_d}{2\pi \cdot f_1} \quad (3.32)$$

Таким образом, чем выше частота дискретизации  $F_d$  по сравнению с частотой сигнала  $f_1$ , тем больше возможных значений фазы и тем меньше вероятность совпадения начальных фаз. Также, чем меньше допустимая погрешность  $\Delta\varphi$ , тем также меньше вероятность совпадения начальных фаз. Если  $F_d$  значительно превышает  $f_1$ , то шаг квантования фазы становится меньше, и вероятность совпадения фаз уменьшается. Следовательно, вероятность совпадения сигналов по фазе и частоте прямо пропорциональна частоте дискретизации  $F_d$  и обратно пропорциональна частоте сигнала  $f_1$  [183,128].

Выполним расчет для следующих исходных данных:

Частота дискретизации  $F_d=96$  кГц, частота вращения ротора  $n=750$  об/мин, число пар полюсов  $p=3$  и допустимая погрешность совпадения фаз  $\Delta\phi=0.0005$  радиан вероятность совпадения сигналов  $S_i$  и  $S_j$  составляет:

$$P(S_i = S_j) = \frac{0.0005 \cdot 96000}{2\pi \cdot 37,5} = 0,2037 \quad (3.33)$$

При этом необходимо задаться вероятностью успешного совпадения сигналов 95% при некотором количестве зарегистрированных генераторных режимов, тогда согласно формуле:

$$P_{\text{хотя бы один успех}} = 1 - (1 - P(S_i = S_j))^N \quad (3.34)$$

Тогда, опуская элементарные математические преобразования, для вышеуказанных данных и вероятности хотя бы одного успешного совпадения сигналов равно 95% необходимое количество попыток  $N$  равно:

$$N = 21 \quad (3.35)$$

Данное число показывает, что необходимое количество регистрации генераторного режима находится в доступной для практической реализации области значений. На практике, количество зарегистрированных режимов, необходимых для совпадения по частоте, фазе и отдельным магнитам варьируется от 10ти для двигателей, приводящих в работу механизмы со стабильной частотой вращения, до 100-200 для других механизмов. Следует отметить, что число необходимых для диагностики зарегистрированных режимов можно уменьшить, путем увеличения изначального пула полученной информации. В большинстве случаев так или иначе требуется дальнейшая обработка полученных сигналов для сведения их друг относительно друга по фазе и частоте. Для этого применяются методы интерполяционных преобразований [183,128].

### 3.3 Влияние интерполяции на методы сравнения сигналов

Метод сигнатурного анализа токового сигнала СДПМ подразумевает взаимное сравнение исходного сигнала от исправного двигателя, с сигналом от двигателя, находящегося в эксплуатации, с целью выполнения диагностики и идентификации наличия или отсутствия неисправностей. При этом возникает очевидный эффект, так как токовый сигнал снимается в разных режимах, при фиксированной частоте дискретизации на один и тот же полупериод сигнала будет приходиться различное число точек квантования. То есть получается, что для каждой исследуемой гармоники частота дискретизации будет всё время разная, ввиду того что данные гармоники не стационарны с точки зрения частоты. Частота переключения вентилей СДПМ зависит от их размеров и сферы применения, но в целом может варьироваться от единиц до сотен Герц. Для выполнения функциональной диагностики с применением таких математических методов как анализ Фурье, вейвлет-анализ, методы прямого сравнения сигналов, и другие необходимо, чтобы сигналы соответствовали друг другу по параметрам средней амплитуды, частоты дискретизации, количеству точек квантования.

Это особенно важно при выполнении анализа Фурье и вейвлет-преобразования, при использовании современных средств вычислительной техники. Например, для анализа Фурье, в большинстве современных приложений, таких как MS Excel, Matlab, MathCad, необходимо чтобы количество точек квантования сигнала  $n$  равнялось

$$n = 2^m \quad (3.36)$$

где  $n \in \mathbb{R}$

т.к. в них применяется алгоритм быстрого преобразования Фурье, который минимизирует число математических операций, необходимых для его вычисления. Единственное требование алгоритма состоит в том, чтобы число отсчётов было кратно степени два (256, 512, 1024 и так далее).

С учетом данных особенностей необходимо, либо снимать сигнал только при одних и тех же частотах переключения вентиляей и частотах вращения ротора, что практически трудно осуществимо, либо выполнять цифровые преобразования сигналов, например интерполяцию, для того чтобы привести исследуемые сигналы к одному и тому же отношению:

$$N = \frac{f_{\text{дискр}}}{f_{\text{сигнала}}} \quad (3.37)$$

Следующим аспектом сравнения сигналов и поиска сигнатур, является тот факт, что при непосредственном сравнении двух огибающих между собой, для выявления мельчайших отклонений в форме исследуемого сигнала, необходимо их полное соответствие друг другу по таким параметрам как частота, фаза и амплитуда. При этом, при снятии сигнала и выполнении его оцифровки, даже при частоте дискретизации, превышающей уровень гармоник на порядки, практически невозможно обеспечить соответствие сигналов друг другу, без дополнительных математических преобразований. В качестве примера, приведем два сигнала, снятых с токовой линии СДПМ и идентифицированных методом, указанным в главе 3.1 как сигналы, принадлежащие одной и той же группе магнитов, при этом имеющих разные частоту, амплитуду, фазу и частоту дискретизации. На рисунке 3.11 приведен фрагмент огибающей тока, в генераторном режиме при частоте вращения ротора 500 об/мин, на рисунке 3.12 приведён фрагмент от того же сочетания групп магнитов и обмоток, но уже при частоте вращения ротора 400 об/мин. Для наглядности использован генераторный режим при тормозящем моменте, за счет генерации энергии.

Следует заметить, что в данном контексте, мы не сравниваем амплитуду, т.к., несомненно, амплитуда отличается, в данном случае нас интересует количество точек квантования при неизменной частоте дискретизации. Для рисунка 3.11. количество точек квантования 154, для рисунка 3.12 соответствуют 176 точек. На рисунках 3.13 и 3.14 приведены начальные отрезки огибающих до характерных всплесков. Для случая частоты 500 об/мин характерный всплеск проявляется через 24 точки, рисунок 3.12, для случая 400 об/мин, характерный всплеск проявляется через 33 точки.

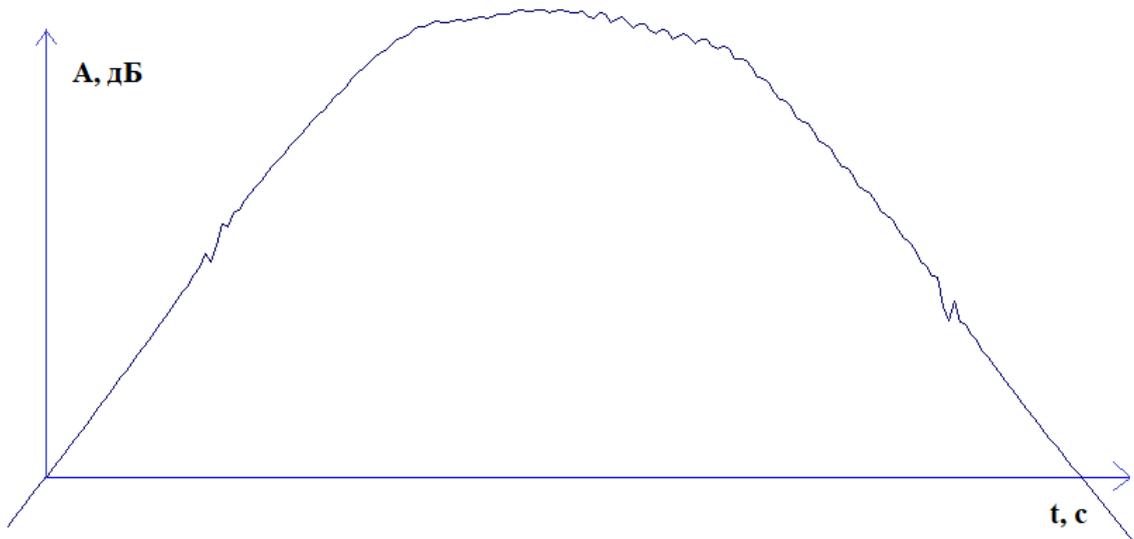


Рисунок 3.11 – Огибающая тока при частоте вращения 500 об/мин

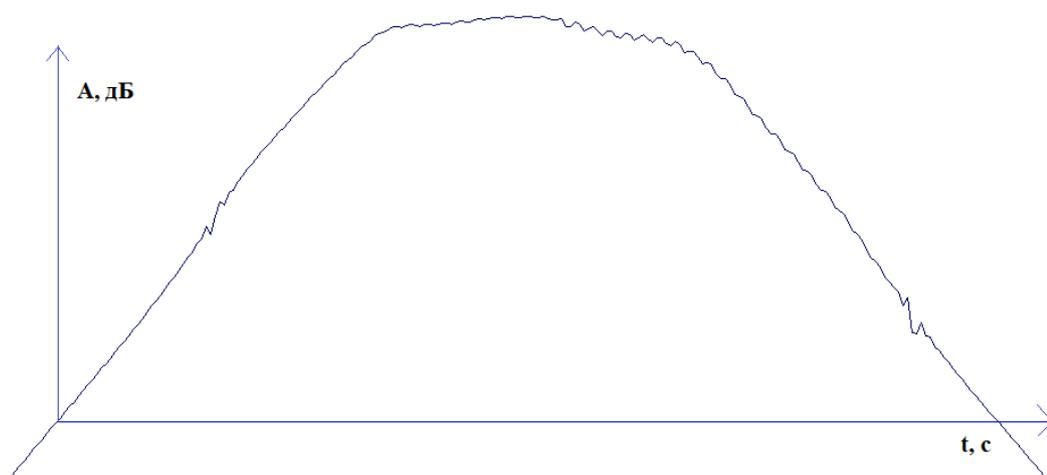


Рисунок 3.12 – Огибающая тока при частоте вращения 400 об/мин

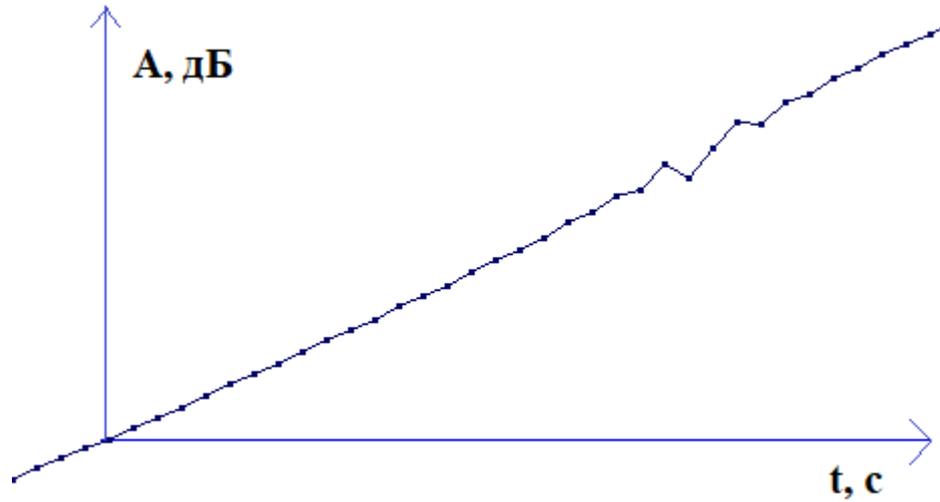


Рисунок 3.13 – Начальный отрезок огибающей тока при частоте вращения 500 об/мин

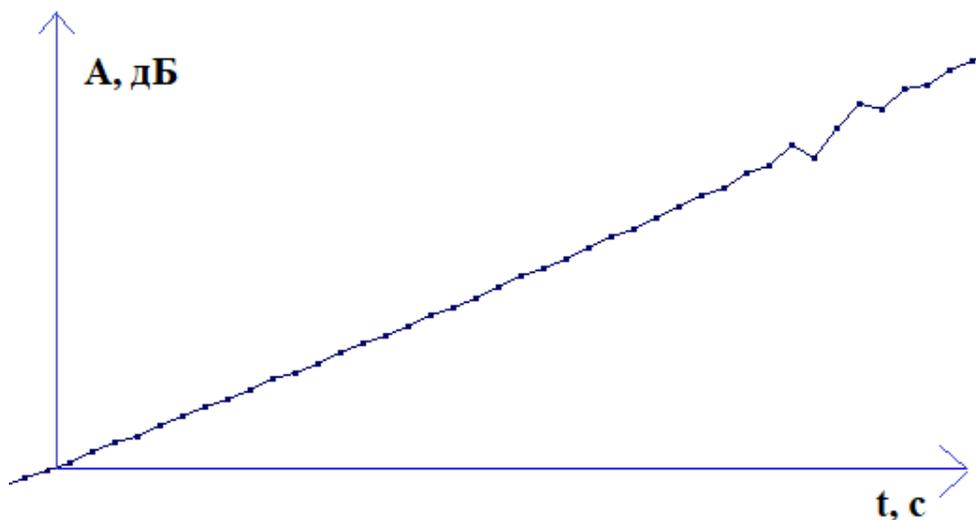


Рисунок 3.14 – Начальный отрезок огибающей тока при частоте вращения 400 об/мин

При прямом сравнении двух сигналов по точкам квантования, очевидно, что результат будет неудовлетворительным, т.к. ошибка будет пропорциональна разнице количества точек (сэмплов) для двух кривых. На рисунке 3.15 представлен результат непосредственного сравнения путем математического вычитания кривых, приведённых на рисунках 3.11 и 3.12 по формуле:

$$a_n = a1_n - a2_n \quad (0 < n \leq m) \quad (3.38)$$

где  $a$  – результат сравнения каждого сэмпла;

$a_1$  и  $a_2$  – семплы соответствующих кривых;

$m$  – максимальное число сэмплов первой кривой.

В данном случае, погрешность превышает 50% от изначального уровня сигнала. Очевидно, что данное сравнение абсолютно некорректно, ввиду неравного количества сэмплов, что приводит к несовпадению характерных точек графиков и, следовательно, появлению дополнительных гармонических составляющих, отсутствующих в исходном сигнале.

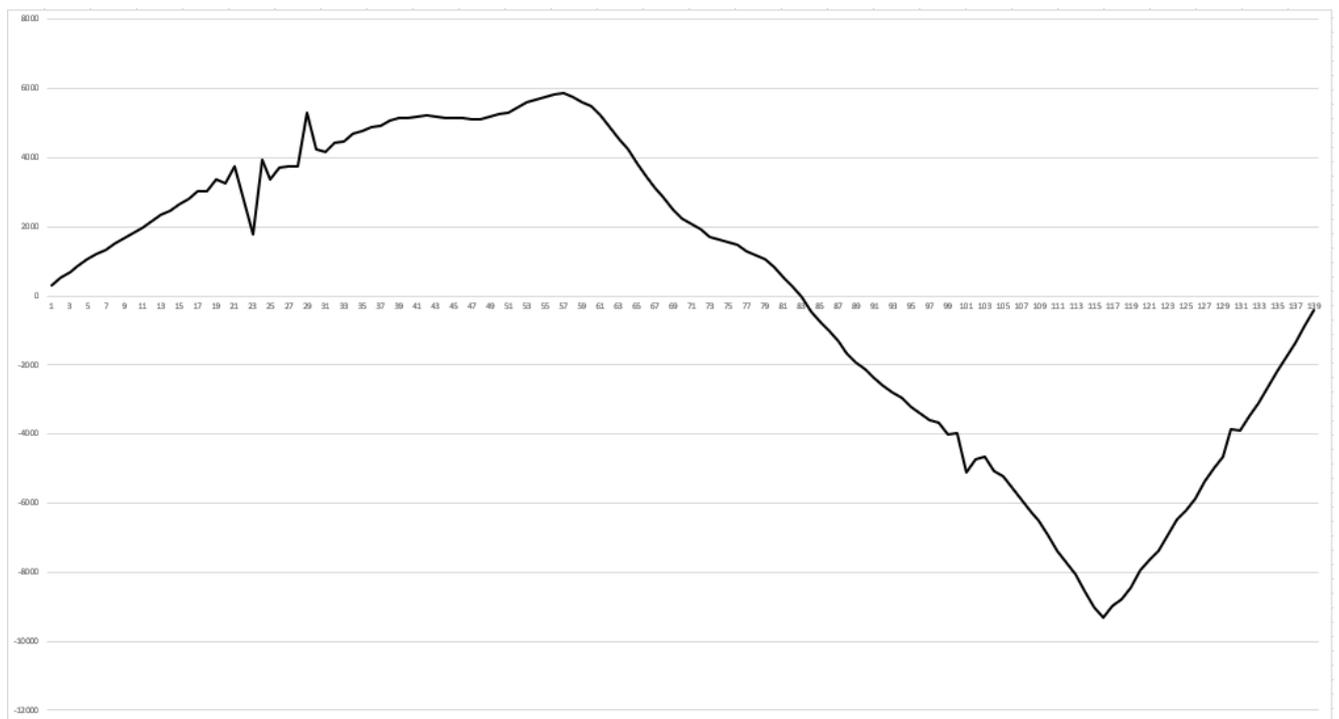


Рисунок 3.15 – Непосредственное сравнение двух кривых, без преобразований

В качестве решения проблемы несовпадения кривых по количеству сэмплов, очевидным решением является применение интерполяции сигнала на основе интерполяционного многочлена Лагранжа [12]:

$$\psi(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k t^k \quad (3.39)$$

Это многочлен степени  $N-1$ , коэффициенты которого выбираются так, чтобы его график проходил через узлы интерполяции. При этом, интерполяция многочленом Лагранжа выдает приемлемые результаты при  $N \leq 8$ . При большем числе узлов интерполяции поведение интерполирующей функции в некоторой области вблизи левой

и правой границ интервала интерполяции становится геометрически непредсказуемым: часто имеют место сильные колебания графика интерполирующей функции между узлами интерполяции [12].

В нашем случае, не требуется таких больших значений  $N$ , по сути, требуемая корректировка при помощи интерполяции для случая диагностики не превышает  $n/2$  количества сэмплов, где  $n$  – количество сэмплов исходного сигнала. Это достигается тем, что сигналы снимаются при достаточно похожих условия и режимах работы, т.е. близких по частотам вращения и соответственно амplitудам и соотношению  $f_{\text{диск}} / f_{\text{сигнала}}$ . На рисунке 3.16 представлен результат сравнения ранее приведённых сигналов, но уже проведения нерегулярной интерполяции сигнала с рисунка 3.11. Очевидно, что интерполяция выполняется с сигналом, имеющим меньшее количество точек, т.к. при этом не происходит фильтрация высших гармонических составляющих и субгармоник.

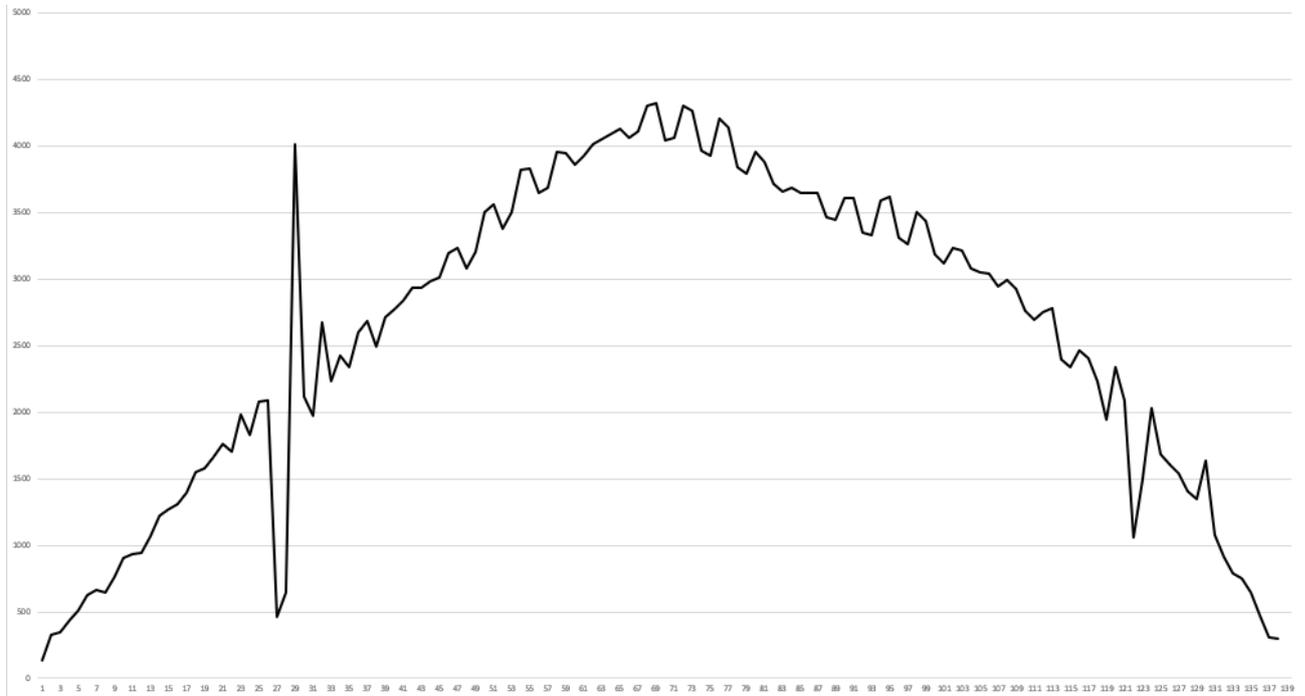


Рисунок 3.16 – Результат сравнения двух кривых, после интерполяции

В данном случае, была выполнена только интерполяция, без нормализации сигналов по амплитуде и выполнения дополнительных математических преобразований. Как видим, амплитуда ошибки значительно снизилась и не превышает 15 % от исходного сигнала, что всё еще неприемлемо с точки зрения инженерной точности. Значительно уменьшить величину ошибки позволит нормализация двух сигналов по среднеквадратичному отклонению. На рисунке 3.17 представлен результат сравнения

сигналов, приведённых на рисунках 3.11 и 3.12, после выполнения интерполяции, нормализации по амплитуде и сведению их по фазе. В результате преобразований, разница при непосредственном сравнении уменьшилась до значения 4%.

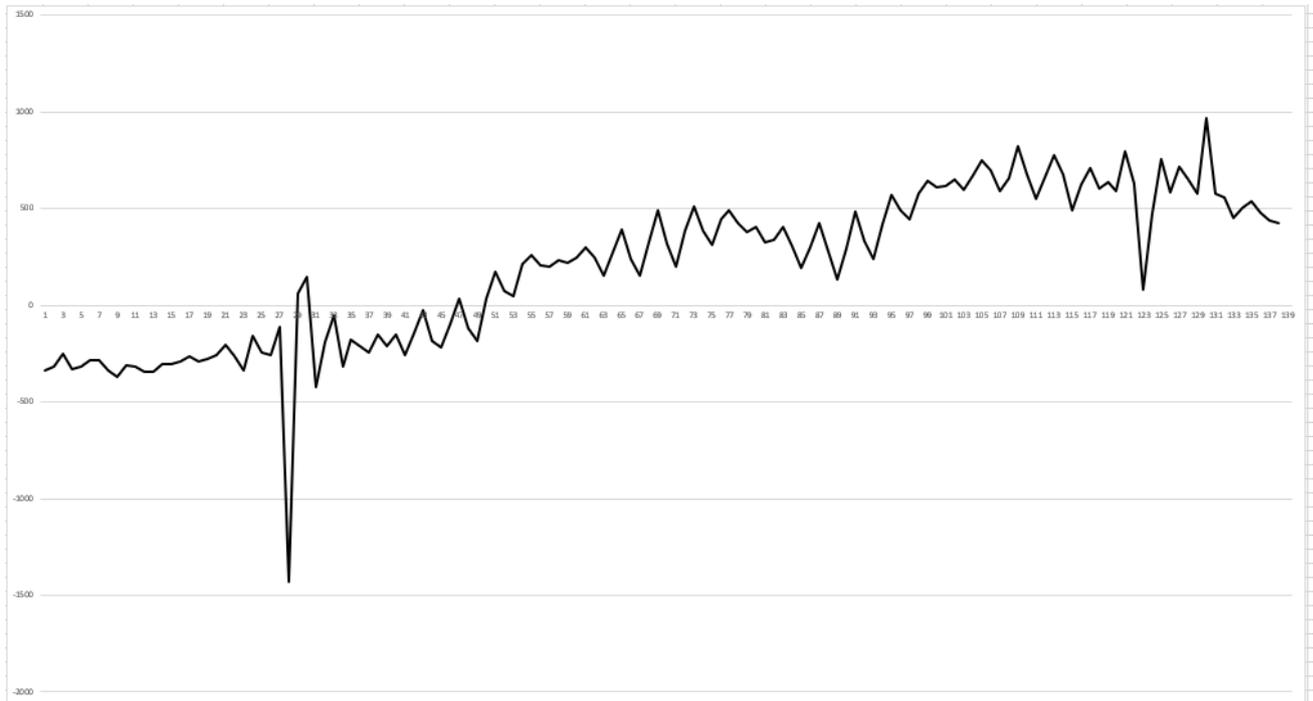


Рисунок 3.17 – Результат сравнения двух кривых, после интерполяции и нормализации

Вышеуказанные принципы нормализации и приведения сигналов подразумевают выполнение интерполяции с коэффициентом  $L$  не являющимся целым числом. При этом необходимы выполнить ряд условий, чтобы минимизировать влияние интерполяции на спектр сигналов [149].

Интерполяция сигнала с коэффициентом  $L$  (даже если  $L$  не является целым числом) не влияет на спектр сигнала, если выполнены следующие действия:

1. Передискретизация сигнала. Сначала увеличить частоту дискретизации до значения, кратного как исходной, так и новой частоте дискретизации. Это можно сделать, используя целочисленную интерполяцию с последующей децимацией.

2. Фильтрация. На каждом этапе передискретизации необходимо применять антиалиасинговые фильтры, чтобы избежать искажений спектра.

3. Интерполяция с использованием sinc-функции. Идеальная интерполяция для нецелых коэффициентов может быть выполнена с использованием sinc-функции, которая обеспечивает точное восстановление сигнала в новых точках дискретизации.

Математически идеальная интерполяция сигнала  $x[n]$  с нецелым коэффициентом  $L$  может быть выражена через свертку с sinc-функцией:

$$y[m] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot \text{sinc}\left(\frac{m-nL}{L}\right) \quad (3.40)$$

где  $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$

Sinc-функция является идеальным интерполяционным фильтром, так как она обеспечивает точное восстановление сигнала без искажений спектра. Если интерполяция выполнена корректно (с использованием sinc-функции или эквивалентного фильтра), спектр интерполированного сигнала  $y[m]$  будет совпадать со спектром исходного сигнала  $x[n]$  в пределах полосы частот  $[-fs/2, fs/2]$ . Однако если интерполяция выполнена неправильно, спектр может быть искажен.

С целью проверки вышеуказанных положений, показывающих условия, при которых интерполяция не влияет на результирующий спектр, проведем операцию спектрального анализа по методу Фурье и непрерывного вейвлет-преобразования интерполированного сигнала, исходный вариант которого представлен на рисунке 3.1.

На рисунке 3.18 представлен результат анализа Фурье интерполированного исходного сигнала. На рисунке 3.20 представлен график уровня энергии каждого этапа декомпозиции пакетного вейвлет-преобразования вейвлетом Добеши 2, уровня декомпозиции 6, что соответствует спектру исходного сигнала.

На графике 3.18 по оси абсцисс номер соответствует номеру гармоники. Для удобства анализа, на рисунке 3.20 применена логарифмическая шкала по оси ординат. Уровень по оси ординат графика 3.20 соответствует процентной величине от исходного сигнала, умноженной на 100. По оси абсцисс номер на графике соответствует номеру гармоники.

Далее, для сравнительного анализа, приведём результаты таких же преобразований, но для сигнала, приведённого на рисунке 3.12, изначально полученного с тем же количеством точек, т.е. без выполнения интерполяции. На рисунке 3.19 представлены результат анализа Фурье сигнала, без интерполяции. На рисунке 3.21 представлен график уровня энергии каждого этапа декомпозиции пакетного вейвлет-преобразования вейвлетом Добеши 2, уровня декомпозиции 6, что соответствует спектру сигнала без интерполяции, представленного на рисунке 3.12.

В данном случае мы сравниваем спектры двух сигналов, полученных в разные временные отрезки, но от одной и той же группы магнитов и обмоток. При этом, сравнение проводим с одинаковым числом точек квантования, что позволяет однозначно интерпретировать результат в случае совпадения спектров.

Как следует из графиков, существенного изменения спектра не происходит. Наблюдается некоторое отфильтровывание спектров выше 10й гармоники сигнала при вейвлет-анализе, тем не менее общая погрешность менее 5%, что говорит о допустимости применения данного метода. Главным критерием проверки метода является отсутствие появления дополнительных высших гармонических составляющих при операции интерполяции, а также субгармоник, которые играют большую роль при анализе токовых сигналов.

Следует отметить, что основной задачей сведения двух сигналов, является облечение их дальнейшего сравнительного анализа. При данном анализе можно использовать различные математические аппараты, а частности анализ Фурье и вейвлет-анализ. Спектральный анализ результата вычитания двух графиков покажет наличие именно тех спектров, которые появились в результате работы привода и его износа.

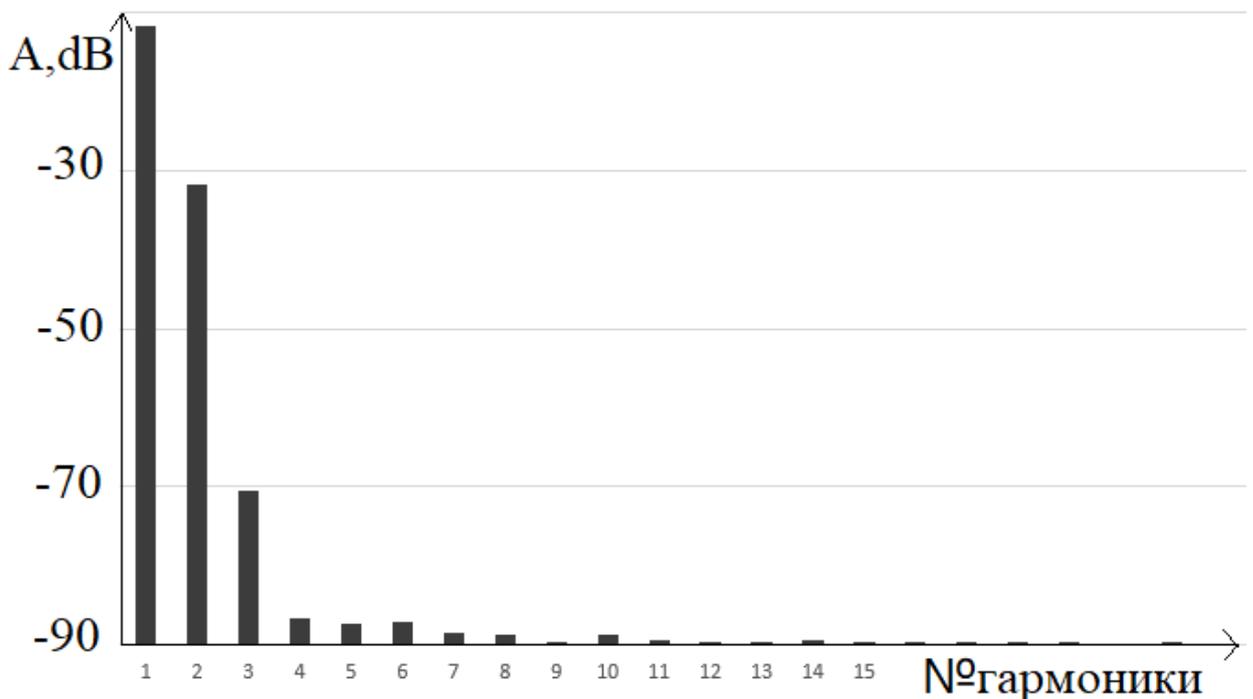


Рисунок 3.18 – Результат анализа Фурье интерполированного исходного сигнала, представленного на рисунке 3.11

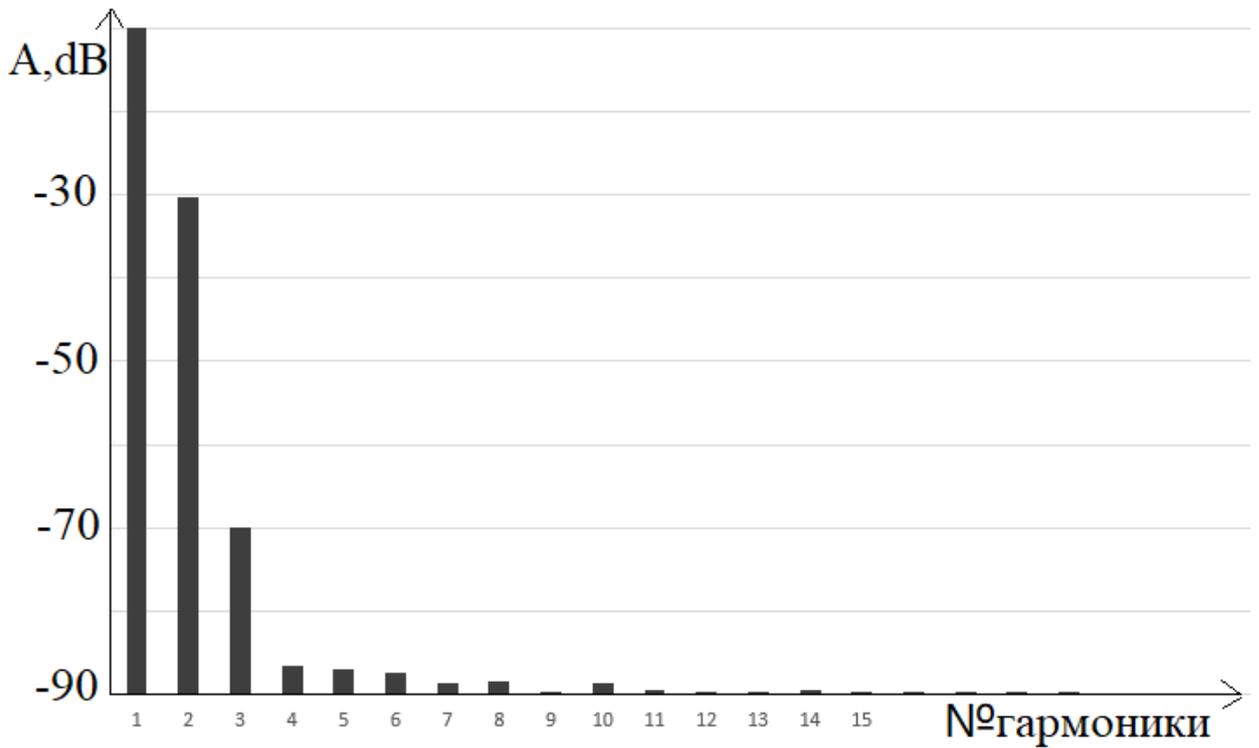


Рисунок 3.19 – Результат анализа Фурье сигнала без интерполяции, представленного на рисунке 3.12

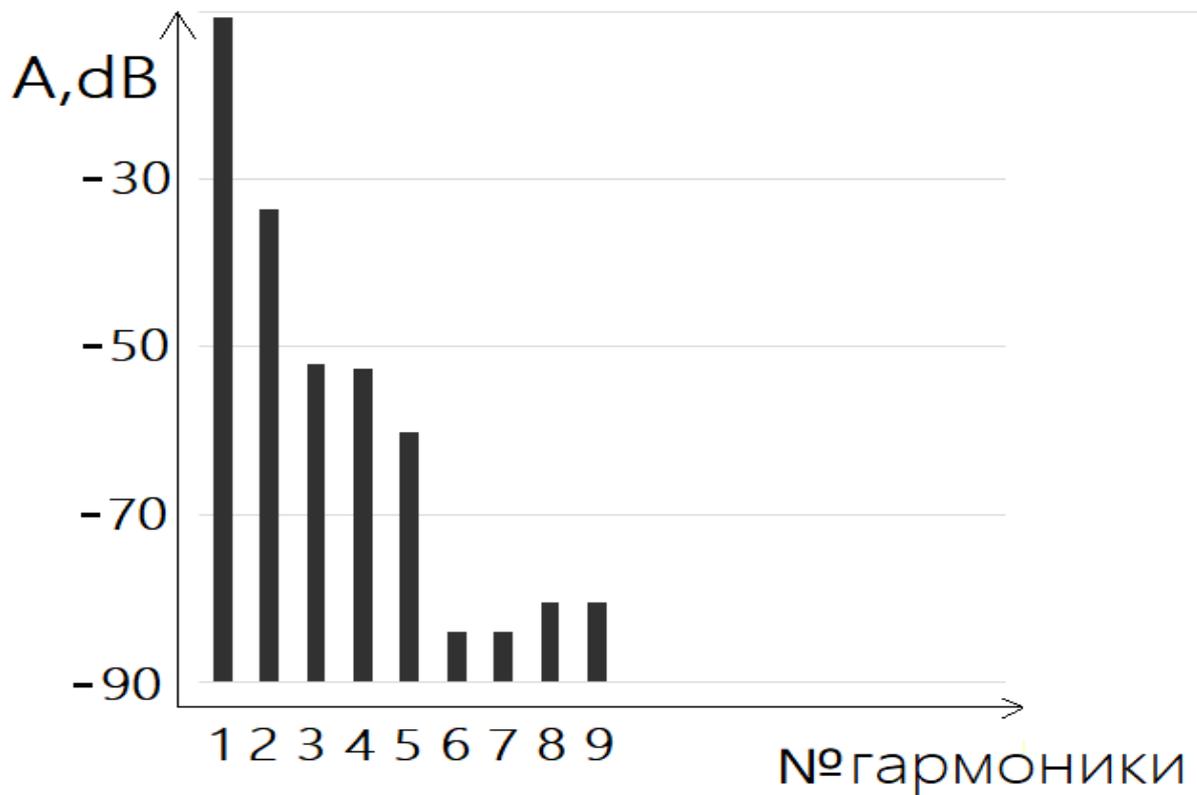


Рисунок 3.20 – Результат пакетного вейвлет-преобразования сигнала, представленного на рисунке 3.11 (интерполяция)

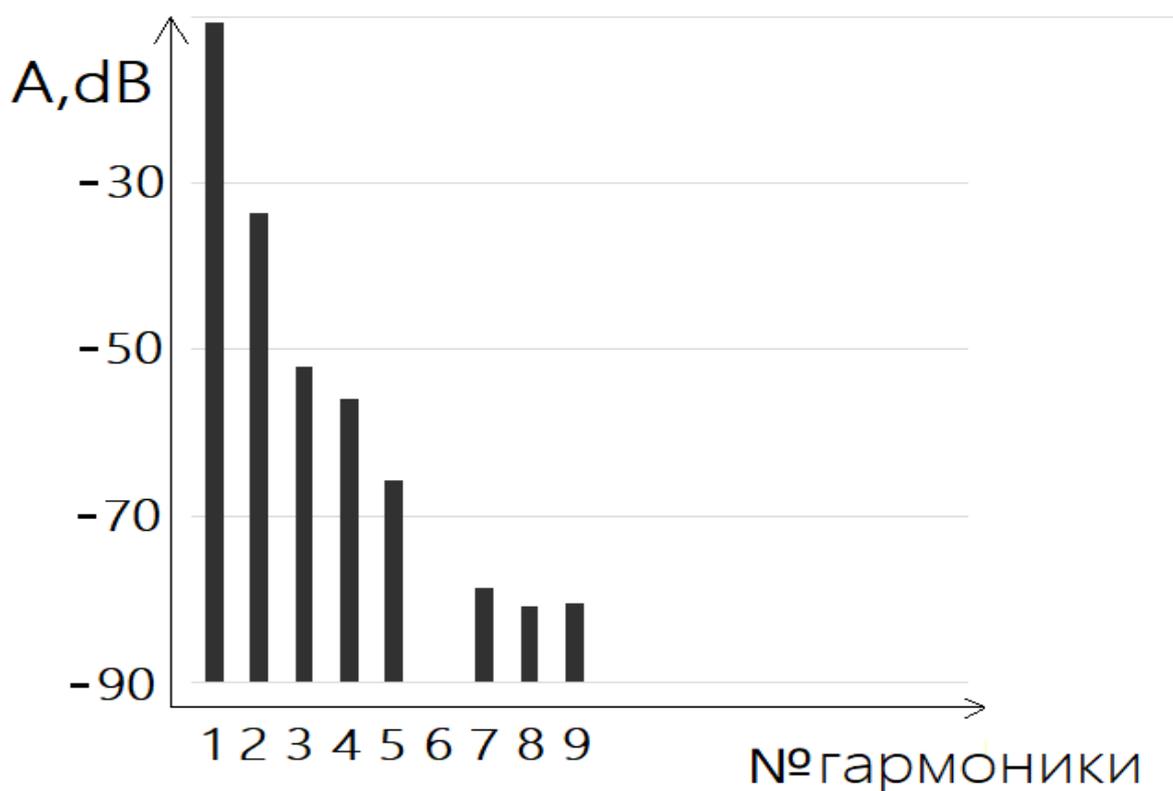


Рисунок 3.21 – Результат пакетного вейвлет-преобразования сигнала, представленного на рисунке 3.12 (без интерполяции)

В случае, если конструкция СДПМ не претерпела изменений в результате эксплуатации, то дополнительные спектры будут отсутствовать. Следовательно, необходимо было удостовериться, что операция интерполяции не вносит в спектр сигнала дополнительных составляющих. Что и было показано на практическом примере.

На основании данных результатов, делаем вывод о допустимости использования интерполяции, при исследовании токовых сигналов СДПМ, а также о допустимости применения сведения двух сигналов по амплитуде, фазе и количеству точек квантования.

### 3.4 Разработка метода диагностики СДПМ

Разработка отдельных методов диагностики электроприводов ведется уже на протяжении более 50 лет, по сути, темпы роста способов и результативности диагностики связаны как с прогрессом в области электроники и вычислительной

техники, так и математических методов. В предыдущих главах было показано использование таких методов математического анализа как преобразование Фурье, вейвлет-преобразование, непосредственное сравнение форм сигналов и другое. Однако применение отдельных методов не позволяет провести комплексную функциональную диагностику, т.к., по сути, каждый из методов направлен на поиск отдельных неисправностей. При этом, следует отметить, что на начальном этапе диагностики, информация о потенциальных неисправностях может отсутствовать, следовательно, диагностика должна проводиться по всем методам, проходя последовательно каждый из них, для выявления тех или иных отклонений. Так же, следует отметить, что некоторые математические операции требуют значительных вычислительных мощностей, что противоречит концепции диагностики без вывода из эксплуатации или останова, однако не мешает проводить диагностику постфактум, т.е. необходимо и достаточно снять сигнал, несущий диагностическую информацию, затем подвергнуть его исследованию, и как только исследование завершится, в этот момент времени появится информация, о наличии или отсутствии неисправностей.

В связи с вышесказанным, мы предложили объединить описанные способы снятия диагностического сигнала с СДПМ, выполнить сопоставление эталонного сигнала и диагностического и применить известные математические методы обработки, для поиска информации о неисправностях, т.е. разработать единый метод диагностики СДПМ, позволяющий провести все процедуры исследования сигнала, в нужной последовательности, с учетом нюансов диагностики, описанных в научной литературе.

Метод, согласно общему определению – это совокупность теоретических принципов и практических приёмов для осуществления чего-либо. В контексте проводимого исследования метод — это совокупность используемых способов снятия и обработки сигналов с СДПМ для получения конечного результата, а именно получение результатов диагностики, что в общем случае является именно методом.

На рисунке 3.22 представлен предлагаемый метод диагностики СДПМ основанный на способе синхронизации сигналов, составленный на основе проведённых изысканий и подтверждённый опытными испытаниями, описанными в 4й главе. Далее приведём описание метода поэтапно, с учетом особенностей каждого пункта.

Предварительный этап:

1. Снятие тока и напряжения в генераторном режиме при разных частотах вращения с исправного СДПМ. Данный этап в идеале необходимо выполнять на полностью исправном СДПМ, например в начале его эксплуатации. Следует отметить, что результирующий сигнал будет отличаться в зависимости от сферы установки двигателя, поэтому рекомендуется снятие сигнала с уже установленного на привод двигателя. Разные частоты вращения необходимы для более полной диагностики в дальнейшем, т.к. неисправности зачастую имеют большие проявления на конкретных частотах вращения. Сигнал с одной фазы в генераторном режиме можно описать как функцию времени:

$$I_1(t) = A_1 \sin(2\pi f_1 t + \varphi_1) \quad (3.41)$$

где  $I_1(t)$  – ток на фазе,  $A_1$  – амплитуда тока,  $f_1$  – частота сигнала,  $\varphi_1$  – начальная фаза

Генераторный режим идентифицируется с помощью частотной декомпозиции (например, преобразования Фурье или вейвлет-анализа), как показано в параграфе 2.6.

2. Сохранение набора сигналов. На данном этапе выполняется сохранение сигналов на носитель, для дальнейшей обработки и использования при функциональной диагностике. Для каждого режима сигнал сохраняется в массив:

$$I_1 = [I_1^{(1)}(t), I_1^{(2)}(t), \dots, I_1^{(M)}(t)] \quad (3.42)$$

где  $M \geq 21$  – количество записанных генераторных режимов

Выполнение метода поиска неисправностей сводится к:

1. Снятие тока и напряжения в генераторном режиме при разных частотах вращения с исправного СДПМ, получение диагностируемого сигнала. Данный пункт полностью аналогичен 1му пункту предварительного этапа. Сигнал снимается при работе СДПМ в режиме генерации при снижении частоты вращения или останове.

$$I_2(t) = A_2 \sin(2\pi f_2 t + \varphi_2) \quad (3.43)$$

В главе 3.3 показано, что необходимо собрать пул из не менее 21 цикла генераторного режима, для более полной диагностики и меньших математических преобразований при приведении исходных и диагностируемых сигналов друг ко другу по фазе, частоте и амплитуде. В главе 3.2 показано, что приведение сигналов возможно, однако, чем меньше будет выполнено предварительных математических

преобразований, тем меньше необходимо затратить программно-аппаратных ресурсов, что повысит скорость и точность обработки.



Рисунок 3.22 – Метод диагностики СДПМ

2. Сохранение набора сигналов. На данном этапе выполняется сохранение сигналов на носитель, для дальнейшей обработки и использования при функциональной диагностике.

Сигналы также сохраняются в массив:

$$I_2 = [I_2^{(1)}(t), I_2^{(2)}(t), \dots, I_2^{(M)}(t)] \quad (3.44)$$

3. Выделение двойного набора периодов (за два полных оборота) исходного сигнала и диагностируемого. Предлагается отсчитывать два полных оборота ротора, чтобы сравнивать все периоды одного оборота с парными периодами второго, с целью повышения точности. Разделение на периоды исходного сигнала и диагностируемого. Разделение сигнала на отдельные периоды необходимо для дальнейшего выполнения

математических преобразований. Данный этап достаточно легко реализуется при помощи простых операций с одномерным массивом:

$$I_1^{(i)} = \sum_{m=1}^P I_{1,m}^{(i)}(t), \quad I_2^{(j)} = \sum_{m=1}^P I_{2,m}^{(j)}(t), \quad (3.45)$$

где  $P$  – количество полупериодов

4. Вейвлет-преобразование каждого периода, исходного сигнала и диагностируемого:

$$W_{1,m}^{(i)}(a, b) = \int_{-\infty}^{\infty} I_{1,m}^{(i)}(t) \psi_{a,b}(t) dt \quad (3.46)$$

$$W_{2,m}^{(j)}(a, b) = \int_{-\infty}^{\infty} I_{2,m}^{(j)}(t) \psi_{a,b}(t) dt \quad (3.47)$$

где  $W_{1,m}^{(i)}(a, b)$  и  $W_{2,m}^{(j)}(a, b)$  – матрицы вейвлет коэффициентов для периода  $m$ ,  $\psi_{a,b}(t)$  – материнский вейвлет,  $a$  – масштаб,  $b$  – сдвиг.

После данного преобразования получаем набор матриц аппроксимирующих и детализирующих коэффициентов.

5. Сравнение матриц коэффициентов всех периодов, исходного сигнала и диагностируемого. Нахождение максимально похожих матриц для синхронизации сигналов и выделения участков сигнала, соответствующих одним и тем же магнитам. Т.е. оба сигнала, исходный и диагностируемый будут сравниваться друг относительно друга при их полной синхронности. Для чего предварительно выполняется нормализация матриц, полученных в предыдущем пункте:

$$\tilde{W}_{1,m}^{(i)}(a, b) = \frac{W_{1,m}^{(i)}(a, b)}{\|W_{1,m}^{(i)}\|} \quad (3.48)$$

$$\tilde{W}_{2,n}^{(j)}(a, b) = \frac{W_{2,n}^{(j)}(a, b)}{\|W_{2,n}^{(j)}\|} \quad (3.49)$$

где  $\|W\|$  — норма матрицы (например, Фробениуса):

$$\|W\| = \sqrt{\sum_a \sum_b |W(a, b)|^2} \quad (3.50)$$

Для нахождения наиболее похожих полупериодов вычисляется мера близости между матрицами коэффициентов. Используем, например, среднеквадратичную ошибку (MSE):

$$\epsilon_{m,n} = \frac{1}{A \cdot B} \sum_{a=1}^A \sum_{b=1}^B (\tilde{W}_{1,m}^{(i)}(a, b) - \tilde{W}_{2,n}^{(j)}(a, b))^2 \quad (3.51)$$

где  $\epsilon_{m,n}$  – ошибка между периодом  $m$  сигнала  $I_1^{(i)}(t)$  и периодом  $n$  сигнала  $I_2^{(j)}(t)$ ,

$A$  и  $B$  – количество масштабов и сдвигов в вейвлет- преобразовании.

Для каждого периода  $m$  сигнала  $I_1^{(i)}(t)$  находим период  $n$  сигнала  $I_2^{(j)}(t)$ , который минимизирует ошибку  $\epsilon_{m,n}$  :

$$n_{best} = \arg \min_n \epsilon_{m,n} \quad (3.52)$$

Данный пункт позволяет выявить наиболее похожие матрицы, как при сравнении периодов одного сигнала (исходного и диагностируемого), так и при взаимном сравнении матриц разных сигналов между собой, для каждого периода  $m$  сигнала  $I_1^{(i)}(t)$  находится наиболее близкий период  $n_{best}$  сигнала  $I_2^{(j)}(t)$ .

Для проверки синхронизации по магнитам необходимо, чтобы найденные периоды соответствуют одному и тому же магниту двигателя, для этого анализируются характерные всплески в матрицах коэффициентов. Всплески (локальные максимумы) в матрицах  $\tilde{W}_{1,m}^{(i)}(a, b)$  и  $\tilde{W}_{2,n}^{(j)}(a, b)$  должны совпадать по масштабу  $a$  (частоте) и сдвигу  $b$  (времени):

$$\arg \max_{a,b} \tilde{W}_{1,m}^{(i)}(a, b) = \arg \max_{a,b} \tilde{W}_{2,n_{best}}^{(j)}(a, b) \quad (3.53)$$

б. Интерполяционное итеративное преобразование обоих сигналов с целью приведения их к взаимному соответствию друг другу по частоте, фазе и амплитуде. В данном пункте необходимо выровнять одноименные периоды исследуемого сигнала и исходного друг относительно друга. Для этого, при помощи сигнального процессора, либо других вычислительных средств выполняется интерполяция для получения одинаковых частот дискретизации, смещение по фазе, выравнивание по амплитуде по пиковым значениям, со срезом непериодических пиков. Для точного сведения сигналов применяется интерполяция. Если сигналы  $I_1^{(i)}(t)$  и  $I_2^{(j)}(t)$  имеют разное количество отсчетов, то необходимо их интерполировать до одинакового количества отсчетов  $N$ :

$$I_1^{(i)}(t_k) \rightarrow I_1^{(i)}(t_n), \quad I_2^{(j)}(t_k) \rightarrow I_2^{(j)}(t_n) \quad (3.54)$$

где  $n = 1, 2, \dots, N$ .

Амплитуды сигналов приводят к единой шкале:

$$I_1^{(i)}(t) \rightarrow \frac{I_1^{(i)}(t)}{\max(I_1^{(i)}(t))}, \quad I_2^{(j)}(t) \rightarrow \frac{I_2^{(j)}(t)}{\max(I_2^{(j)}(t))} \quad (3.55)$$

Если периоды синхронизированы по магнитам, приведены по амплитуды, частоте и количеству отсчетов, но имеют небольшой сдвиг по фазе, то выполняется корректировка. Для этого сигнал  $I_2^{(j)}(t)$  сдвигается на величину  $\Delta t$ , чтобы минимизировать ошибку:

$$\Delta t = \arg \min_{\Delta t} \int_0^T (I_1^{(i)}(t) - I_2^{(j)}(t + \Delta t))^2 dt \quad (3.56)$$

Процесс является итеративным с поиском значений, при которых полупериоды отличаются на минимальные среднеквадратичные отклонения. Такой процесс позволяет в дальнейшем минимизировать влияние основной гармоники на результат диагностики.

7. Вычитание исходного и диагностируемого сигналов друг из друга, для получения диагностического сигнала. Разницу приведённых друг ко другу исходного и диагностируемого сигналов в дальнейшем можно использовать для получения диагностической информации, с минимизацией влияния основной гармоники:

$$\Delta I(t) = I_1^{(i)}(t) - I_2^{(j)}(t) \quad (3.57)$$

Т.к. сигналы приведены друг ко другу, вычитание выполняется простым способом, побитно. Результат назовем «диагностическим сигналом».

8. Выполнение математического анализа над диагностическим при помощи следующих инструментов:

Вейвлет- анализ:

$$W_{\Delta I}(a, b) = \int_{-\infty}^{\infty} \Delta I(t) \psi_{a,b}(t) dt \quad (3.58)$$

Преобразование Фурье:

$$F_{\Delta I}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \Delta I(t) e^{-2\pi i f t} dt \quad (3.59)$$

Также применяют различные методы анализа формы сигнала и статистического анализа, например вычисление дисперсии и корреляции.

Анализ диагностического сигнала выполняется для поиска сигнатур неисправностей подшипникового узла, статического и динамического эксцентриситета, коротко замкнутых витков и других типов неисправностей.

Данный пункт по сути является основным этапом диагностики, обработка полученного на предыдущих этапах сигнала, позволяет выявить диагностические признаки неисправностей или сигнатуры.

9. Сравнение полученных диагностических признаков с пулом накопленной информации и выявление неисправностей. Данный процесс включает следующие шаги:

Для формирования диагностических признаков из сигнатуры  $\Delta I(t)$  и результатов её анализа (вейвлет-коэффициентов  $W_{\Delta I}(a, b)$  и спектра  $F_{\Delta I}(f)$ ) в зависимости от пула накопленной информации можно сформировать:

Вектор вейвлет-коэффициентов:

$$W_{\Delta I} = [W_{\Delta I}(a_1, b_1), W_{\Delta I}(a_2, b_2), \dots, W_{\Delta I}(a_k, b_k)] \quad (3.60)$$

Вектор спектральных компонент:

$$F_{\Delta I} = [F_{\Delta I}(f_1), F_{\Delta I}(f_2), \dots, F_{\Delta I}(f_L)] \quad (3.61)$$

Статистические характеристики (дисперсия, асимметрия, эксцесс):

$$S_{\Delta I} = [\text{Var}(\Delta I(t)), \text{Skew}(\Delta I(t)), \text{Kurt}(\Delta I(t))] \quad (3.62)$$

Все признаки можно объединить в один вектор:

$$D_{\Delta I} = [W_{\Delta I}, F_{\Delta I}, S_{\Delta I}] \quad (3.63)$$

Ранее накопленный пул информации представляет собой набор эталонных диагностических признаков состояния структуры двигателя, его можно обозначить как:

$$P = [D_1, D_2, \dots, D_R] \quad (3.64)$$

где  $D_R$  – диагностические признаки для  $R$ -го состояния двигателя,

$R$  – количество состояний в пуле.

Для сравнения диагностических признаков  $D_{\Delta I}$  с пулом  $P$  используется метрика близости, например евклидово расстояние:

$$d_r = \|D_{\Delta I} - D_R\| = \sqrt{\sum_{k=1}^K (D_{\Delta I,k} - D_{R,k})^2} \quad (3.65)$$

где  $d_r$  – расстояние между  $D_{\Delta I}$  и  $D_R$ ,

$D_{\Delta I,k}$  и  $D_{R,k}$  –  $k$ -е компоненты векторов  $D_{\Delta I}$  и  $D_R$ .

Для выявления неисправностей задаются минимальным расстоянием  $d_r$ :

$$r_{best} = \arg \min_r d_r \quad (3.66)$$

Если  $d_r$  превышает заданный порог, то диагностируется неисправность, соответствующая состоянию  $r_{best}$ . В противном случае двигатель считается исправным.

В случае, когда ни одна из картин не совпадает с полученной, либо в самом начале исследования, картина записывается как новая неисправность, с дальнейшим подтверждением или опровержением информации при выполнении диагностики другими методами. В целом, следует отметить, что если спектральная картина будет иметь значительные отличия от исходной, то это дает право судить об изменениях в

структуре привода, которые необходимо исследовать и занести в пул диагностических признаков.

Для более точной классификации неисправностей можно применить методы машинного обучения, такие как:

Метод  $k$ -ближайших соседей ( $k$ -NN):

$$r_{best} = mode(\{r_1, r_2, \dots, r_k\}) \quad (3.67)$$

где  $r_1, r_2, \dots, r_k$  – состояния, соответствующие  $k$  ближайшим соседям  $D_{\Delta I}$ .

Метод опорных векторов (SVM):

$$r_{best} = SVM(D_{\Delta I}) \quad (3.68)$$

где SVM – классификатор, обученный на пуле  $P$ .

Валидность данного метода подтверждена практическими исследованиями на компьютерных моделях СДПМ, а также на практических исследованиях с применением реального СДПМ, с векторной системой управления. Результаты исследований, проведённых по данному методу приведены в 4й главе данной работы.

### 3.4 Основные результаты и выводы

В результате проведённого анализа были сделаны следующие выводы и показаны результаты:

1. Показана принципиальная возможность применения вейвлет-преобразования для идентификации отдельных элементов магнитной системы СДПМ. Данный метод позволяет однозначно выявить влияние конкретных магнитов на конкретную группу обмоток, что в дальнейшем позволит выполнить непосредственное сравнение сигналов от данных групп. Приведены конкретные примеры на основе практических исследований на стенде.

2. Разработан способ синхронизации для получения данных с СДПМ, позволяющий выявить линейные токовые сигнатуры и однозначно идентифицировать периоды сигнала, отвечающие за определенную группу магнитов. Показано, что использование вейвлет-преобразования для синхронизации исследуемого сигнала существенно расширяет возможности сигнатурного анализа линейного тока.

3. Проведено практическое исследование влияния интерполяции на методы сравнения сигналов. Показано, что использование интерполяции при исследовании токовых сигналов допустимо, т.к. интерполяция не оказывает значительного влияния на результаты анализа Фурье и вейвлет-преобразования.

4. Разработан метод диагностики СДПМ, с применением сигнатурного анализа, способа минимизации влияния основной гармоники на результаты диагностики и применении генераторного режима как режима- источника диагностируемого сигнала.

## 4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ВАЛИДНОСТИ РАЗРАБОТАННОГО МЕТОДА ТОКОВОЙ ДИАГНОСТИКИ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

### 4.1 Компьютерная модель и математическое моделирование

Для проверки адекватности разработанного метода диагностики была проведена серия аналитических расчётов, экспериментальных исследований на компьютерной модели и реальном СДПМ на стенде. Стендовые Исследования проводились на разработанной компьютерной модели СДПМ Turnigy SK3530-1100 мощность 250 Вт и на стенде с применением данного типа двигателя.

Для проведения аналитических расчётов математическая модель, приведённая в параграфе 2.1, была модифицирована с учетом особенностей применяемого СДПМ. Для двигателя Turnigy SK3530-1100 в расчёте заложены следующие параметры:

- сердечник двигателя содержит 12 полюсов, по 4 полюса на каждую фазу;
- обмотки выполнены таким образом, что каждая следующая обмотка имеет противоположную по направлению намотку;
- обращённый ротор содержит 14 магнитов, чередующихся по полярности S,N,S,N и так далее, угловой шаг магнитов  $25,714^\circ$ ;
- для аналитической модели магниты моделируются как точечные или распределённые источники магнитного поля с коэрцитивной силой  $H_c$ ;
- зазор определяется параметром  $g$ , постоянный – без эксцентриситета, переменный – с эксцентриситетом.

Тогда, магнитное поле магнитов описывается функцией распределения магнитной индукции  $B(\theta, \theta_r)$ , где  $\theta$  – угловая координата на статоре,  $\theta_r$  – угловое положение ротора. Для упрощения используем аналитическую модель поля магнита (приближение синусоидального распределения) [45, 83, 112, 142, 152]:

$$B_j(\theta, \theta_r) = B_0 \cdot \cos(p \cdot (\theta - \theta_r - \theta_j)) \quad (4.1)$$

где  $B_0$  – амплитуда магнитной индукции,  $p = 7$  (число пар полюсов магнитов),  $\theta_j$  – угловое положение  $j$ -го магнита.

Потокосцепление фазы определяется интегралом магнитного поля по поверхности полюсов:

$$\psi_A = \sum_{k \in \{1,2,7,8\}} \int_{\theta_k}^{\theta_k + \Delta\theta} N \cdot B(\theta, \theta_r) \cdot d\theta \quad (4.2)$$

где  $N$  – число витков обмотки,  $\Delta\theta$  – угловая ширина полюса, знак зависит от направления намотки,  $k \in \{1,2,7,8\}$  – указатель на номера полюсов, используемых в фазе А.

Для учета зазора магнитное поле можно выразить как:

$$B(\theta, \theta_r) = B_0 \cdot \frac{g_0}{g(\theta, \theta_r)} \cdot \cos(p \cdot (\theta - \theta_r)) \quad (4.3)$$

где  $g(\theta, \theta_r)$  – локальный зазор.

Электромагнитный момент вычислить через производную энергии магнитного поля по углу:

$$T_e = \sum_{ph=A,B,C} I_{ph} \cdot \frac{d\psi_{ph}}{d\psi_r} \quad (4.4)$$

Для диагностики необходимо учитывать размагничивание магнитов, то  $B_0$  зависит от напряжённости поля Н:

$$B_0 = \mu_0 \mu_r H + B_r \quad (4.5)$$

где  $B_r$  – остаточная индукция,  $\mu_r$  – относительная магнитная проницаемость.

Уравнения напряжения фаз:

$$V_{ph} = R_{ph} I_{ph} + \frac{d\psi_{ph}}{dt}, \quad ph = A, B, C \quad (4.6)$$

Уравнения движения ротора:

$$J \frac{d^2\theta_r}{dt^2} = T_e - T_{нагрузки} - B \frac{d\theta_r}{dt} \quad (4.7)$$

где  $J$  – момент инерции,  $B$  – коэффициент вязкого трения,  $T_{нагрузки}$  – нагрузочный момент.

Данные уравнения учитывают геометрию статора и ротора, распределение обмоток, влияние каждого магнита на зубцы, величину и неравномерность зазора, магнитные свойства высококоэрцитивных магнитов.

Для проведения компьютерного моделирования была разработана в прикладном пакете Elcut, схематическое изображение приведено на рисунке 4.1.

В данном двигателе применены неодимовые магниты, конструкция с обращенным ротором. Моделирование выполнялось с различными исходными параметрами по методу конечных элементов. В частности, было выполнено 512 итераций с поворотом магнитной системы по оси Z, с шагом 0,001745 рад. Далее были внесены дефекты в магнитную систему и набор итераций повторен. В качестве считываемых данных

использован интеграл магнитной индукции по объему статора. Статор был разделен на несколько законченных конструктивных элементов, для получения функции тока в катушках. На рисунке 4.2 представлен исходный сигнал тока одной линии, полученный с исправной компьютерной модели СДПМ.

Как следует из рисунка 4.2 сигнал имеет форму близкую к синусоидальной, что соответствует характеристикам реального СДПМ Turnigy SK3530-1100.

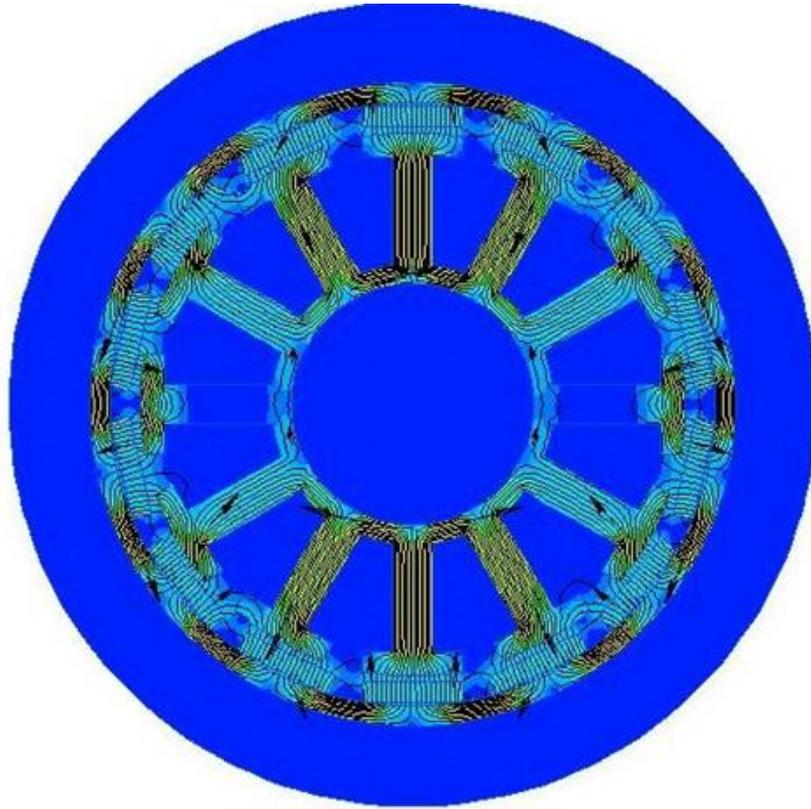


Рисунок 4.1 – Компьютерная модель магнитной системы СДПМ Turnigy SK3530-1100, в пакете Elcut

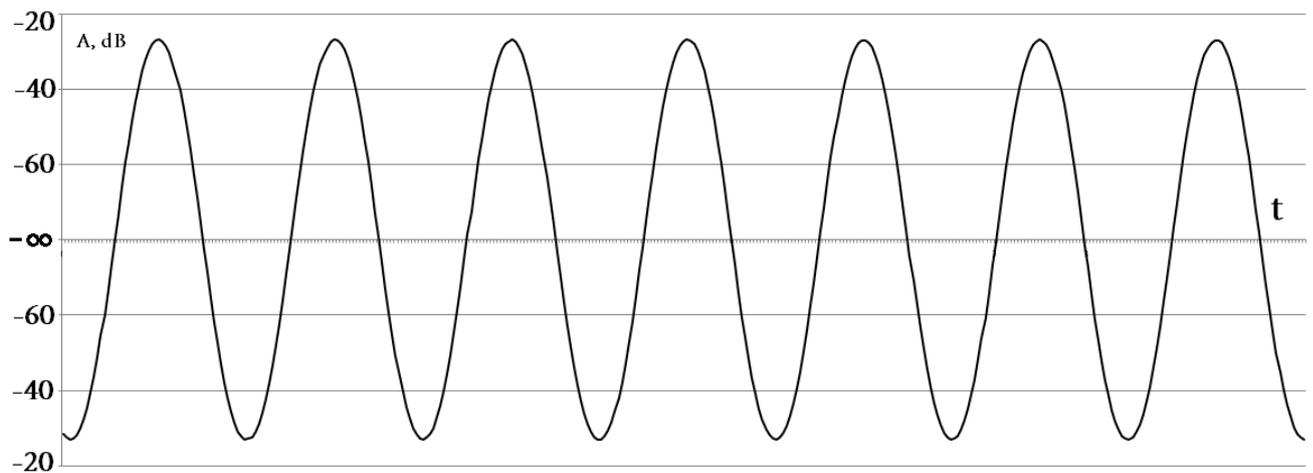


Рисунок 4.2 – Исходный токовый сигнал исправного СДПМ

В модель были введены все реальные значения данного двигателя и проверена адекватность модели по крутящему моменту на оборотах статора. Это позволяет сделать вывод об адекватности проводимых исследований в программе Elcut.

#### 4.2 Применение разработанного метода диагностики при неисправности – статический эксцентриситет ротора

Статический эксцентриситет ротора может быть вызван неисправностью подшипников, воздействием ударных нагрузок на обращенный ротор, дефектами сборки и другими причинами. В результате немагнитный зазор между ротором и статором становится неравномерным, что может отражаться на магнитном потоке статора.

При этом, при статическом эксцентриситете, характеризующимся смещением обращенного ротора относительно оси статора, как показано на рисунке 4.3, очевидно происходит модуляция сигнала, полученного в генераторном режиме.

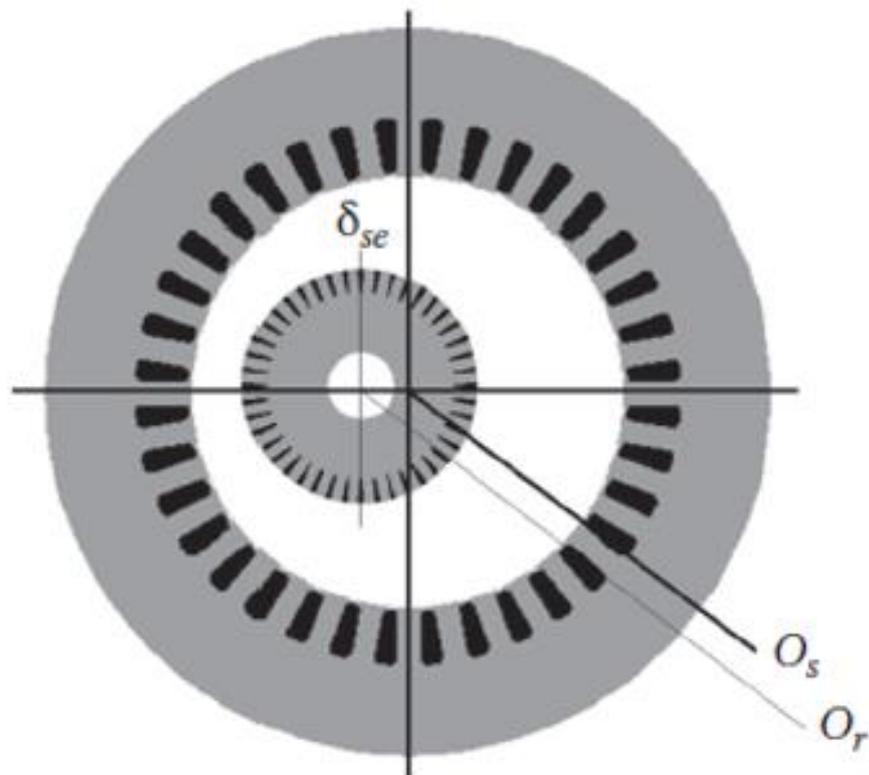


Рисунок 4.3 – Статический эксцентриситет ротора

Для двигателя Turnigy SK3530-1100 рассматриваемого в модели частота генерируемого сигнала тока в генераторном режиме описывается формулой:

$$f_e = \frac{K_m \cdot n}{P_\phi \cdot 60} \quad (4.8)$$

где  $K_m$  – число пар постоянных магнитов;  $n$  – частота вращения ротора об/мин;  $P_\phi$  – число пар магнитных полюсов в одной фазе.

Исходя из формулы 4.8 очевидно, что частота дополнительной гармоники, вызванной эксцентриситетом, совпадает с частотой вращения ротора в об/сек:

$$f_{\text{экс}} = \frac{n}{60} \quad (4.9)$$

где  $n$  – частота вращения ротора, об/мин.

Также, из-за нелинейных искажений при наложении основной гармоники и гармоники, вызванной эксцентриситетом, появляются биения на частотах:

$$f_{n\text{-й гармоники}} = f_e \pm f_{\text{экс}} \quad (4.10)$$

Следовательно, при статическом эксцентриситете ротора в сигнале будут появляться субгармоники и высшие гармоники относительно частоты генерируемого сигнала, амплитуда которых зависит от геометрии двигателя, степени смещения оси ротора, коэрцитивной силы магнитов и других параметров.

Для аналитического расчёта примем параметры, которые использовались с компьютерной модели и стендовых испытаниях, а именно:

- для двигателя Turnigy SK3530-1100 число пар полюсов  $p = 7$  (14 магнитов);
- частота вращения ротора  $n = 18000$  об/мин, что соответствует частоте генерируемого тока:

$$f_e = \frac{p \cdot n}{60} = 2100 \text{ Гц} \quad (4.11)$$

при этом радиальная частота:

$$\omega_r = \frac{2\pi \cdot n}{60} = 1885 \text{ рад/с} \quad (4.12)$$

электрическая частота:

$$\omega_e = p \cdot \omega_r = 7 \cdot 1885 = 13195 \text{ рад/с} \quad (4.13)$$

Активная нагрузка  $R_{load} = 1 \text{ Ом}$ ,

Фазное напряжение генератора:

$$V_{ph} = k_e \cdot \omega_e \quad (4.14)$$

где  $k_e$  – коэффициент ЭДС (зависит от конструкции, принимаем 0,000758 В · с/рад, для двигателя Turnigy SK3530-1100)

Линейный ток равен:

$$I_{ph} = \frac{k_e \cdot \omega_e}{R_{нагр}} \quad (4.15)$$

При данных параметрах, фазный ток  $I_{ph}$  будет равен 10А.

Тогда, ток без эксцентриситета для фазы А, можно записать как:

$$I_a = 10 \cdot \sin(13195t) \quad (4.16)$$

Эксцентриситет приводит к модуляции магнитного поля и появлению гармоник:

$$V_{ph}(t) = V_{ph} \cdot (1 + \epsilon \cdot \cos(\omega_m t)) \cdot \sin(\omega_e t) \quad (4.17)$$

где  $\epsilon$  – коэффициент эксцентриситета (примем равным 0,1);  $\omega_m = \omega_e$  – механическая частота модуляции (1885 рад/с).

тогда ток можно записать как:

$$I_A(t) = \frac{V_{ph}(t)}{R_{нагр}} = I_{ph} \cdot (1 + 0.1 \cdot \cos(1885t)) \cdot \sin(13195t) \quad (4.18)$$

Приведём график полученных сигналов, на рисунках 4.4 и 4.5 приведены графики аналитически выведенных сигналов для тока фазы А без эксцентриситета и с эксцентриситетом соответственно.

Согласно разработанному методу диагностики на следующем этапе необходимы выполнить взаимное вычитание сигналов и дальнейший анализ полученного диагностического сигнала. Аналитически, полученную разность сигналов можно записать как [45, 83, 112, 142, 152]:

$$\Delta i_A(t) = i_{A,экс} - i_A = 10 \cdot 0.1 \cos(\omega_r t) \cdot \sin(\omega_r t) = \cos(1885t) \cdot \sin(13195t) \quad (4.19)$$

Сигнал разности выделяет исключительно влияние эксцентриситета.

На рисунке 4.6 приведёт аналитический разностный сигнал, полученный путем вычитания сигнала тока для двигателя без эксцентриситета и сигнала тока для двигателя с эксцентриситетом ротора.

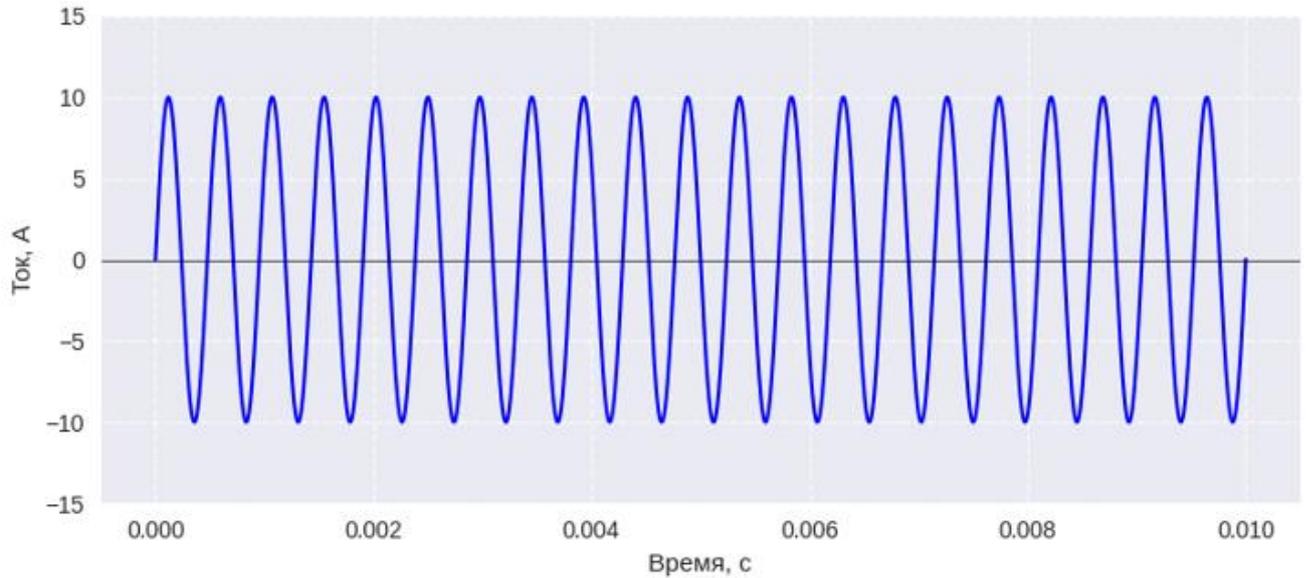


Рисунок 4.4 – Сигнал тока, без эксцентриситета ротора (расчёт)

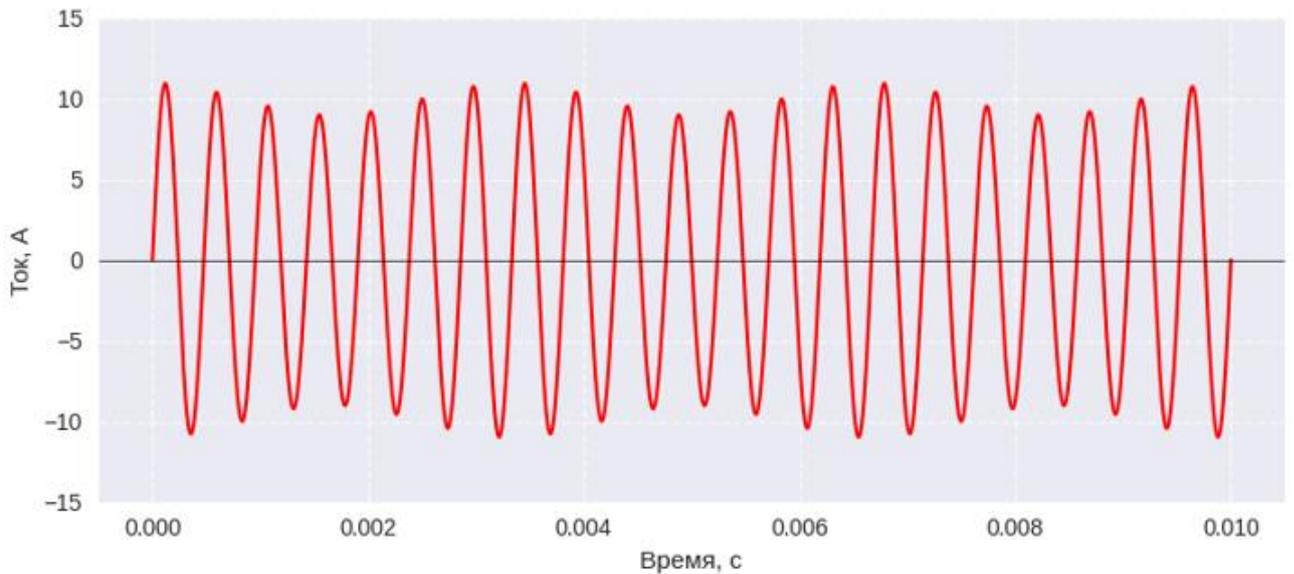


Рисунок 4.5 – Сигнал тока, эксцентриситет ротора (расчёт)

Для проведения анализа полученного диагностического сигнала применим анализ Фурье и вейвлет анализ, для получения спектральной картины. На рисунке 4.7 приведен результат спектрального анализа диагностического сигнала тока, полученного аналитически.

В аналитическом исследовании наглядно отражено появление гармоник на «ожидаемых частотах из формул 4.9, 4.10, на частотах 300 Гц, 600 Гц, 900 Гц, 1800 Гц и 2400 Гц.

Результаты компьютерного моделирования приведены на рисунке 4.8.

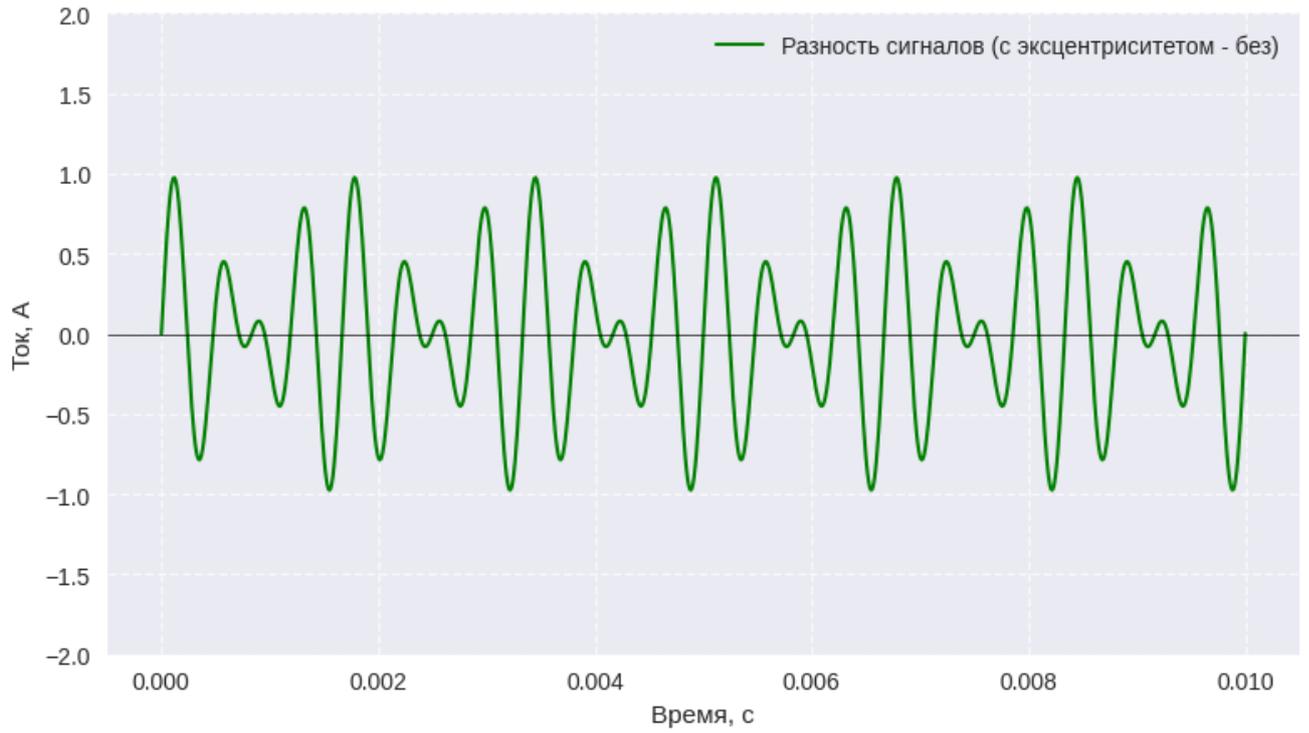


Рисунок 4.6 – Сигнал тока, эксцентриситет ротора (расчёт)

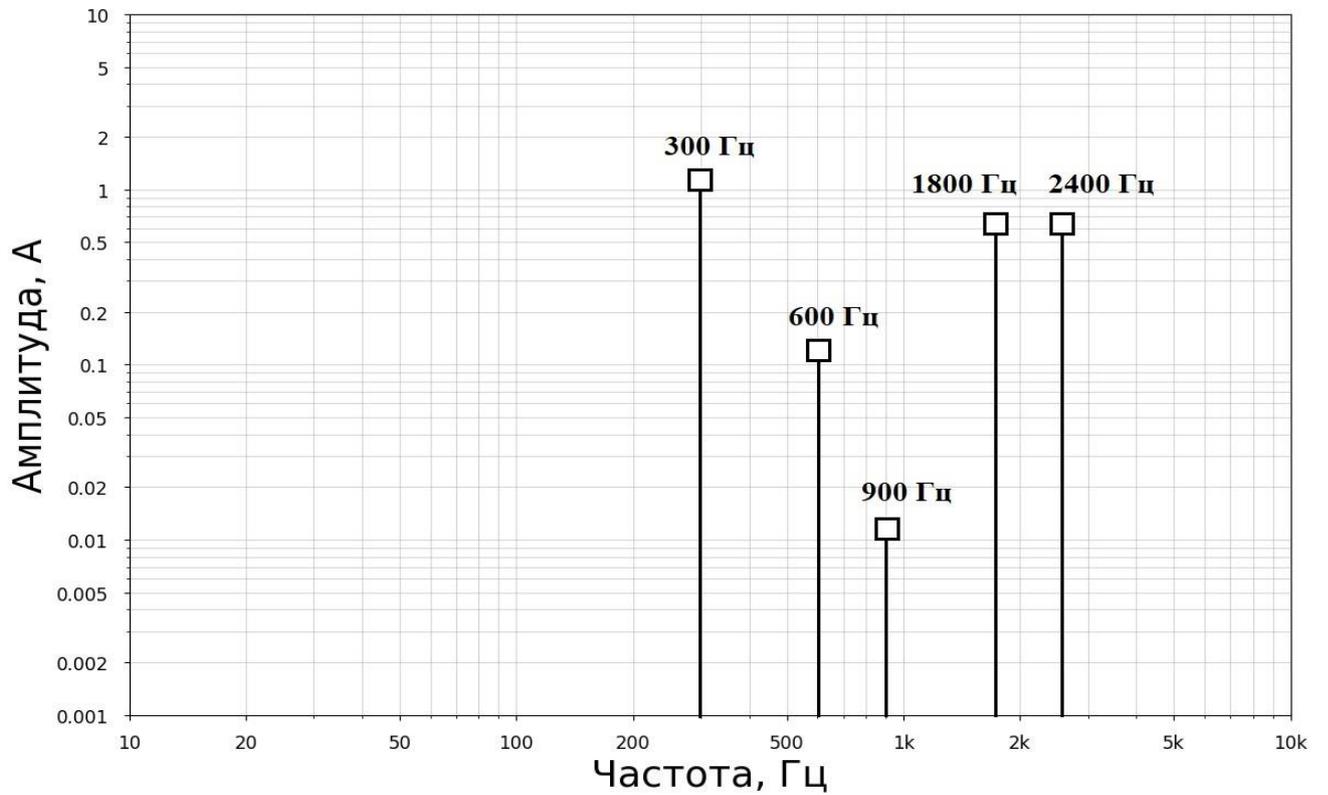


Рисунок 4.7 – Спектр диагностического сигнала, эксцентриситет ротора (расчёт)

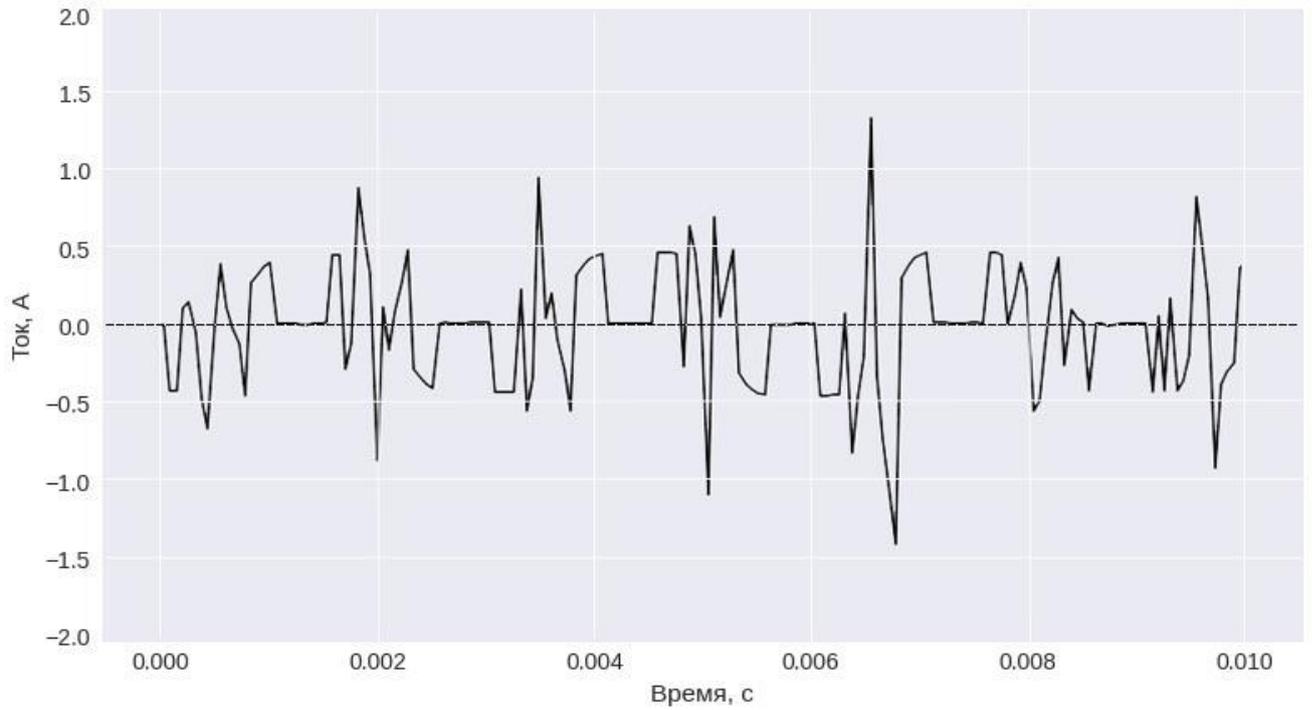


Рисунок 4.8 – Диагностический сигнал, эксцентриситет ротора,  
компьютерная модель

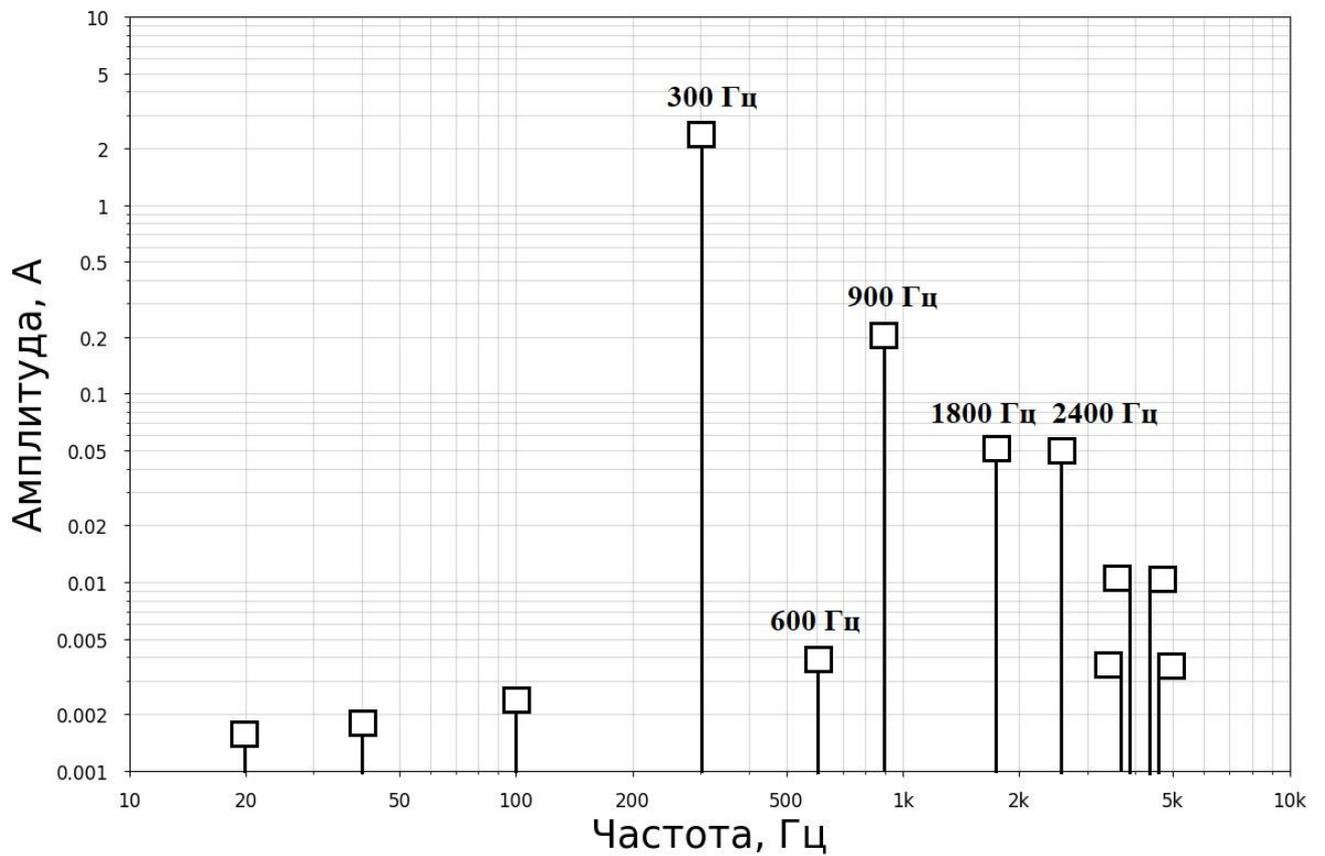


Рисунок 4.9 – Спектр диагностического сигнала, эксцентриситет ротора,  
компьютерная модель

Компьютерное моделирование также подтвердило выдвинутые предположения. На рисунке 4.8 представлен график диагностического сигнала, рассчитанного путем выполнения разработанного метода диагностики над сигналами тока, полученными в компьютерной модели двигателя Turnigy SK3530-1100. В данной модели был смоделирован эксцентриситет ротора величиной 0.2 мм.

Результаты спектрального анализа диагностического сигнала, полученного при компьютерном моделировании приведены на рисунке 4.9.

Компьютерное моделирование также выявило наличие гармонических составляющих на ожидаемых частотах, согласно формулам 4.9, 4.10, на частотах 300 Гц, 600 Гц, 900 Гц, 1800 Гц и 2400 Гц. Дополнительные гармонические составляющие объясняются различными биениями частот сигналов при их наложении друг на друга. Данные биения также укладываются в частоты, кратные основной частоте сигнала тока, частоте тока эксцентриситета ротора и их производным гармоникам.

В поставленном эксперименте на стенде выполнено смещение оси вращения на 0,24 мм. На рисунке 4.10 приведен график диагностического сигнала, полученного с реального СДПМ, с неисправностью – статический эксцентриситет ротора. Как следует из графика 4.10, в результате выполнения метода диагностики выявлены значительные отклонения от исходного сигнала, амплитудой до – 1,5 А. Данный график очевидно содержит большое число высших гармонических составляющих, появляющихся ввиду сложной структуры самой конструкции СДПМ.

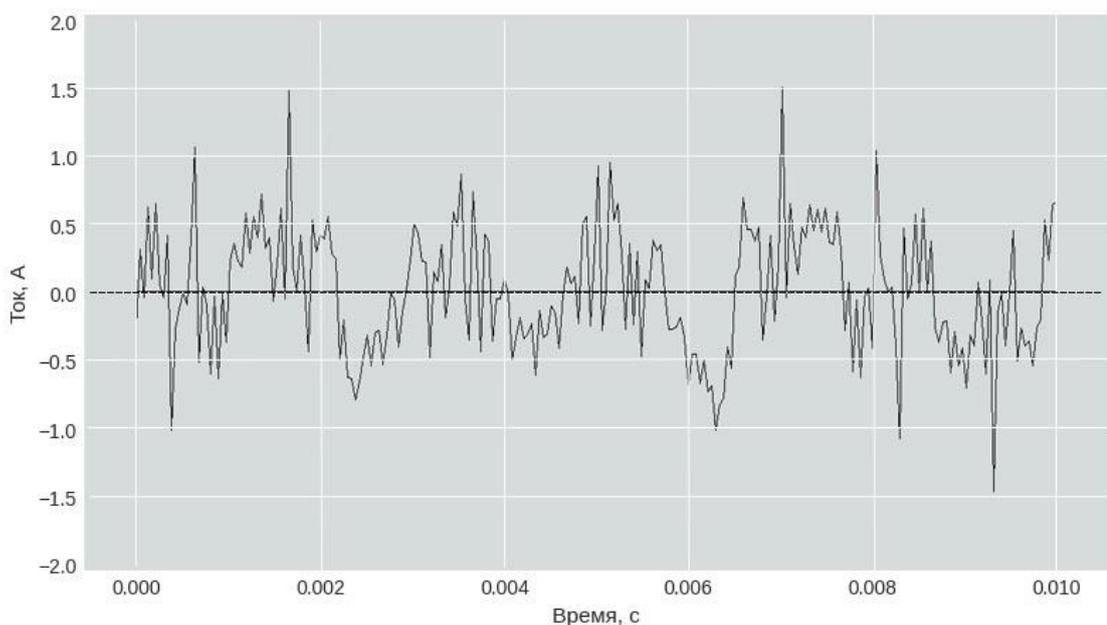


Рисунок 4.10 – Диагностический сигнал, эксцентриситет ротора

На рисунке 4.11 представлен спектр диагностического сигнала СДПМ с эксцентриситетом ротора, полученный в результате выполнения анализа Фурье с окном Хэмминга 24 бита.

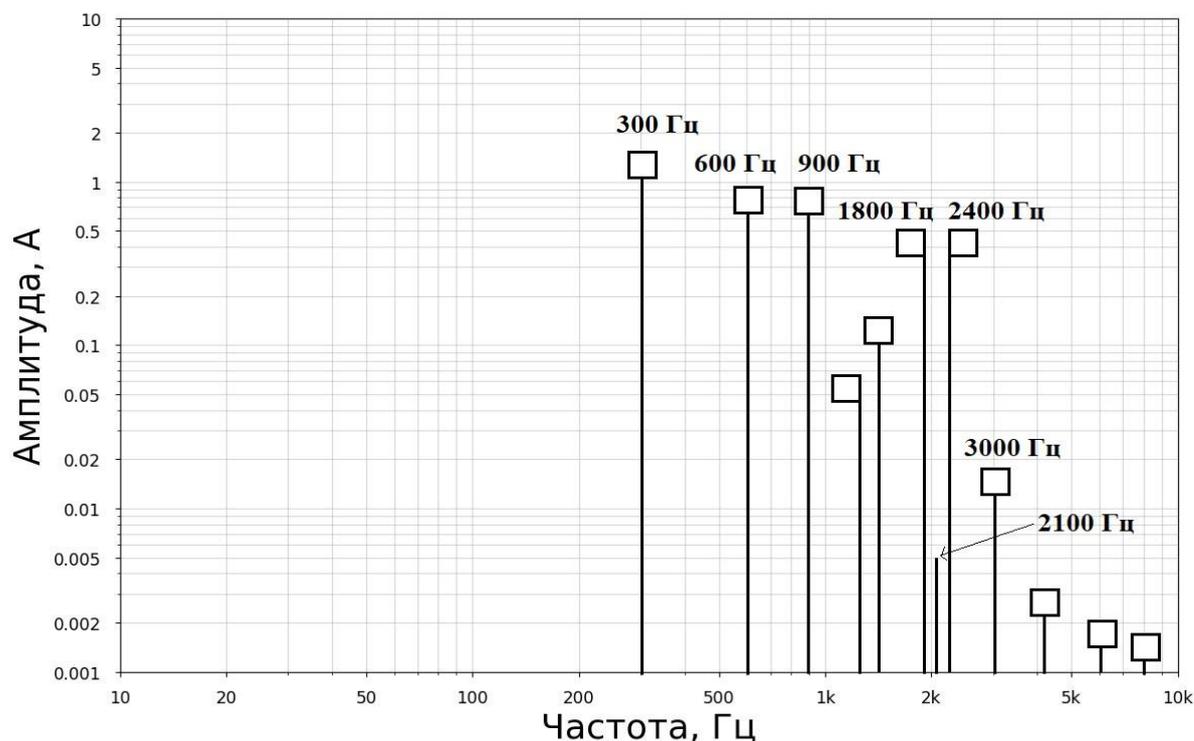


Рисунок 4.11 – Спектр диагностического сигнала, эксцентриситет ротора, стенд

К характерным особенностям данной неисправности следует отнести появление гармоники на частоте вращения ротора - 300 Гц с амплитудой, достигающей 10% от амплитуды основной гармоники, появление гармоник на частотах кратных частоте вращения ротора.

Основная гармоника на частоте 2100 Гц полностью не вычитается, это объясняется фазовым сдвигом генерируемого сигнала, при эксцентриситете ротора, что при вычитании диагностируемого сигнала из исходного не позволяет полностью вычесть основную гармонику. Фазовый сдвиг возникает в результате некоторого изменения направления движения магнитов, относительно ротора.

Также, к характерной особенностью неисправности эксцентриситет ротора является стабильность амплитуды гармоники на частоте вращения ротора в течение относительно короткого промежутка времени, в нашем случае в течение суток. Эксцентриситет ротора относится к стационарным состояниям. Данная особенность

контрастирует с такой неисправностью как короткозамкнутый виток, при котором амплитуда диагностического сигнала будет увеличиваться от измерения к измерению.

Проведённые исследования подтверждают предположения об ожидаемых частотах появления гармоник, что позволяет сделать вывод о валидности разработанного метода диагностики и принять результаты выполнения метода диагностики как диагностические признаки.

Диагностическими признаками неисправности – статический эксцентриситет ротора являются:

1. Наличие в диагностическом сигнале набора гармонических составляющих, определяемых формулами 4.9 и 4.10, а также гармоник на частотах кратных частоте вращения ротора.

2. Отсутствие увеличения амплитуды гармоники диагностического сигнала на частоте вращения ротора от измерения к измерению.

#### **4.3 Применение разработанного метода диагностики при неисправности – межвитковые замыкания обмотки статора**

Межвитковые замыкания в обмотке статора могут привести к выходу СДПМ из строя, однако их обнаружение является достаточно сложной задачей. Так в источниках [49,44,77,91,118,64] и параграфе 2.3 показано, что короткое замыкание одного витка приводит к увеличению потребляемого тока отдельной фазой, однако само по себе увеличение зачастую незначительно, при этом степень увеличения тока снижается пропорционально количеству витков обмотки статора. Важным фактором, влияющим на характеристики СДПМ является появление замкнутого магнитного контура обратного направления в магнитной системе СДПМ в виду наличия короткозамкнутого витка. Этот фактор ведет к постепенному размагничиванию всех магнитов, т.е. к снижению коэрцитивной силы всей системы постоянных магнитов, что непосредственно влияет на амплитуду генерируемого тока в генераторном режиме.

Использование разработанного метода диагностики позволяет выявить данную неисправность без сложного моделирования и привязки к конкретному типу СДПМ. Однако необходимо соблюсти некоторые условия, которые без каких-либо сложностей реализуются на любом контроллере:

1. Сравнить исходный и диагностируемый сигнал необходимо на одной и той же частоте, или на максимально близкий частотах. Это очевидное условие вытекает из пропорциональности амплитуды тока и частоты.

2. Нагрузка в генераторном режима должна быть одинакова, либо разница нагрузок должна быть известна. Это условие реализуется, в режиме динамического торможения. При этом, в разработанном методе диагностики на этапе сведения сигналов тока, выравнивание по амплитуде не производится. Либо, если нагрузка отличается от исходной и эта разница известна, то выполняется пересчет тока и сведение по расчётным значениям. Это необходимо для отслеживания изменения амплитуды диагностического сигнала.

При соблюдении данных условий диагностика межвитковых замыканий сводится к обнаружению диагностического сигнала выше уровня сигнал/шум и его нарастание с течением времени, при условии работы привода.

Для аналитического расчёта примем параметры из параграфа 4.2 и формул 4.11 – 4.14 [45, 83, 112, 142, 152].

Тогда магнитный поток через фазу для исправного СДПМ можно определить как:

$$\psi_A = N \cdot B_0 \cdot \cos(\omega t), \quad \omega = 2\pi f = 4200\pi \text{ рад/с} \quad (4.20)$$

ЭДС одной фазы:

$$E_A = \frac{d\psi_A}{dt} = NB_0\omega \sin(\omega t) \quad (4.21)$$

Ток в активной нагрузке:

$$I_A = \frac{E_A}{R} = \frac{NB_0\omega}{R} \sin(\omega t) \quad (4.22)$$

Аналогично для фаз В и С.

Введем короткозамкнутый виток, для двигателя Turnigy SK3530-1100 один короткозамкнутый виток является 10% витков одного полюса. Короткозамкнутый виток на фазе А вызывает демпфирование магнитного потока по экспоненте:

$$B(t) = B_0 e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad \tau = \frac{L}{R_k} \quad (4.23)$$

где  $R_k$ - сопротивление витка.

Тогда ЭДС фазы А:

$$E_A(t) = N\omega B_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\omega t) \quad (4.24)$$

Ток в активной нагрузке:

$$I_A(t) = \frac{NB_0\omega}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\omega t) \quad (4.25)$$

Короткозамкнутый виток приводит к размагничиванию высококоэрцитивных магнитов и экспоненциальному снижению амплитуды тока в нагрузке в генераторном режиме.

На рисунке 4.12 (а) и 4.12 (в) приведены графики токов без короткозамкнутого витка и короткозамкнутым витком соответственно.

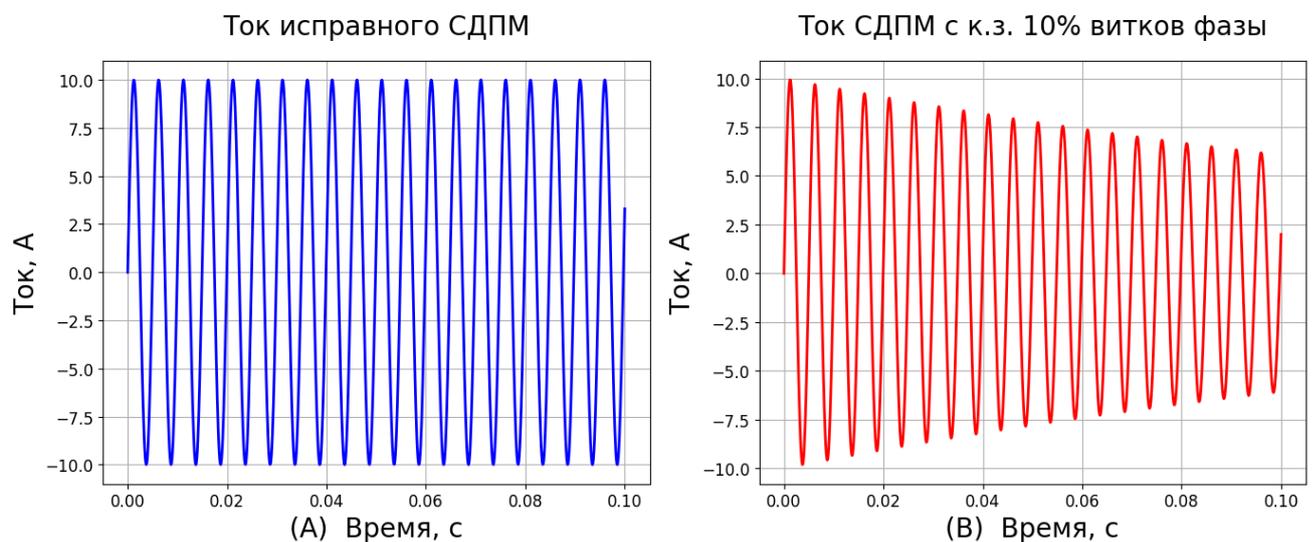


Рисунок 4.12 – Графики токов исправного СДПМ (А) и СДПМ с короткозамкнутым витком (В)

**ВАЖНО:** при аналитическом расчёте постоянная времени размагничивания  $\tau$  равна:  $\tau = 0.1$  для наглядного отображения процесса размагничивания магнитов и соответственно снижения амплитуды генерируемого тока. Реальное значение  $\tau$  зависит от конструкции и характеристик конкретного СДПМ, а также от количества замкнутых витков. В стендовых условиях, при проведении экспериментальных исследований для двигателя Turnigy SK3530-1100 с замкнутыми 10% витков одной фазы постоянная времени примерно равна:  $\tau \approx 100000$ .

Если учесть, что согласно разработанному методу диагностики сигнал тока на рисунке 4.12 (а) снят с исправного СДПМ, а сигнал тока на рисунке 4.12 (в) со

сниженной амплитудой снять с СДПМ через некоторое время работы, то можно произвести их взаимное вычитание для получения диагностического сигнала.

Исходя из уравнений 4.22 и 4.25 можно записать, что разность сигналов тока как:

$$\Delta I(t) = \frac{NB_0\omega}{R} \sin(\omega t) - \frac{NB_0\omega}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\omega t) \quad (4.26)$$

вынося общий множитель, преобразуем:

$$\Delta I(t) = \frac{NB_0\omega}{R} \sin(\omega t) (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (4.27)$$

Разность  $\Delta I(t)$  указывает на значение уменьшения тока из-за размагничивания постоянных магнитов. В момент времени ( $t = t - 0$ )  $\Delta I(t)=0$ , при  $t \gg \tau$  разница токов достигает максимума:

$$\Delta I(t) \rightarrow \frac{NB_0\omega}{R} \sin(\omega t) \quad (4.28)$$

Исходя из приведённых вычислений при возникновении короткозамкнутого витка диагностический токовый сигнал, являющийся разностью сигнала тока до возникновения неисправности и после её появления, будет экспоненциально возрастать с течением времени. Графически, это можно выразить, приведя два графика диагностического сигнала через 2 промежутка времени относительно точки возникновения неисправности. Для наглядности в случае постоянной времени  $\tau = 0.1$  возьмем  $t_1 = 0.08$  сек, а  $t_2 = 0.09$  сек. Приведём графики диагностических сигналов для этих случаев, рисунок 4.13 (а) и (в) соответственно.

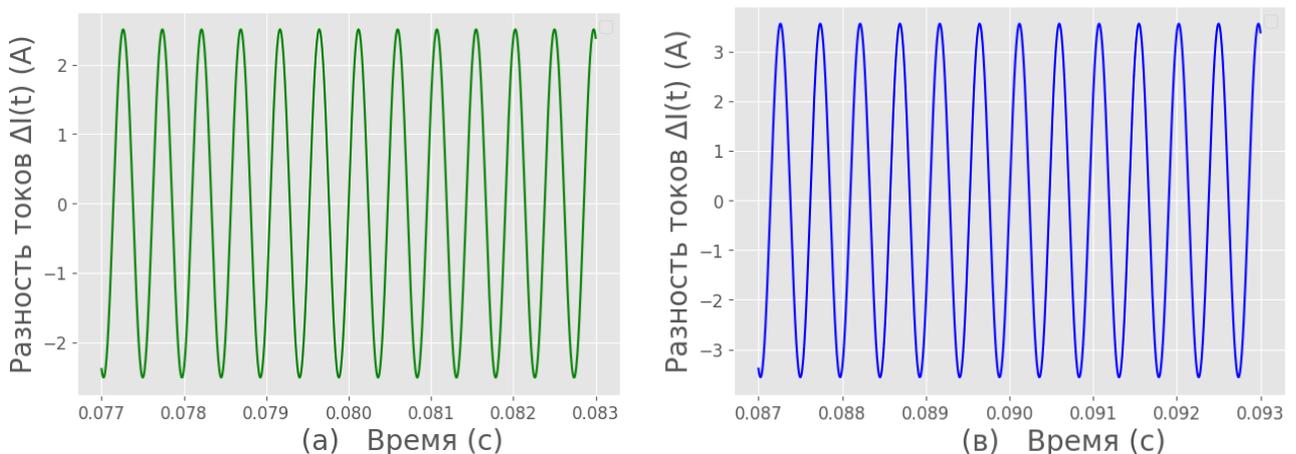


Рисунок 4.13 – Диагностические сигналы тока в момент времени  $t_1 = 0.08$  сек (а) и момент времени  $t_2 = 0.09$  сек (в)

При внешнем сходстве графиков амплитуды разносных сигналов отличаются на 1 А, что наглядно отражает практическую возможность регистрировать размагничивание высококоэрцитивных магнитов при короткозамкнутых витках при помощи разработанного метода диагностики. В данном случае даже нет необходимости в проведении спектрального анализа.

Аналитические расчеты и выкладки также подтверждаются результатами компьютерного моделирования на разработанной модели двигателя Turnigy SK3530-1100. На рисунке 4.14 представлены результаты компьютерного моделирования неисправности – короткозамкнутые витки одной фазы, согласно разработанному методу диагностики. Постоянная времени взята согласно исследованиям реального двигателя, а именно  $\tau = 86400$  секунд = 24 часа. Наглядно, что чем дольше работает СДПМ при короткозамкнутых витках (10% витков для данного случая), тем выше амплитуда диагностического сигнала, т.к. возрастает разность между исходным сигналом тока исправно СДПМ и сигналом СДПМ с короткозамкнутыми витками, что также подтверждается результатами стендовых испытаний. На рисунке 4.15 приведены графики диагностических сигналов сразу после замыкания одного витка обмотки статора СДПМ Turnigy SK3530-1100 (10% витков) рисунок 4.15 (а) и по прошествии 24 часов, рисунок 4.15 (в). Если обратить внимание на диагностический сигнал тока СДПМ после 24 часов работы с короткозамкнутыми витками, приведённый на рисунке 4.15 (а), имеющий амплитуду 0,02 А, а также на диагностический ток после 48 часов работы на рисунке 4.15 (в), то становится очевидно, что увеличение амплитуды диагностического сигнала свидетельствует о наличии снижения амплитуды генерируемого сигнала.

Если при этом соблюдены вышеупомянутые условия, то причиной такого снижения может выступать либо уменьшение эффективного количества витков обмотки в следствие короткого замыкания, либо равномерно снижение коэрцитивной силы всех магнитов двигателя.

Равномерное снижение коэрцитивной силы всех магнитов в принципе возможно по естественным причинам, но такое снижение происходит за достаточно продолжительное время, порядка от месяцев до нескольких лет [102].

В свою очередь если наблюдается резкое равномерное снижение коэрцитивной силы, это является одним из признаков, позволяющим предположить наличие короткозамкнутого витка.

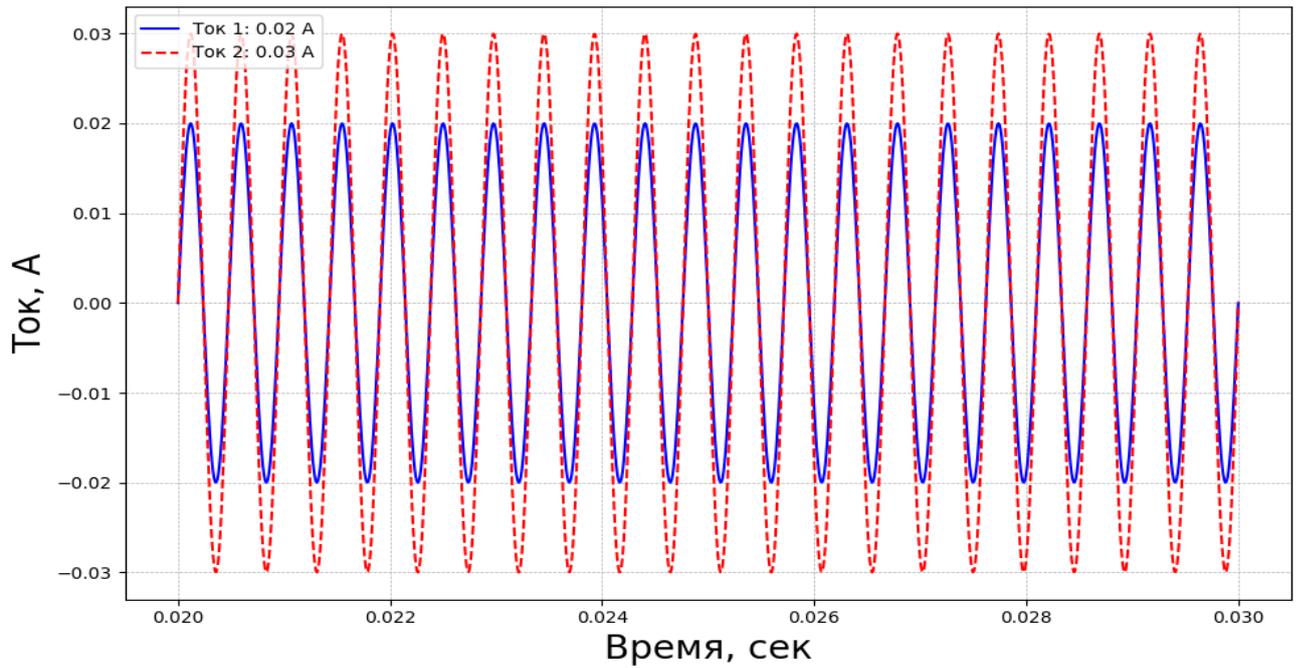


Рисунок 4.14 – Диагностические сигналы тока СДПМ с 10% замкнутых витков в одной фазе, через 24 часа работы (синий сплошной) и через 48 часов работы (красный пунктирный), компьютерное моделирование

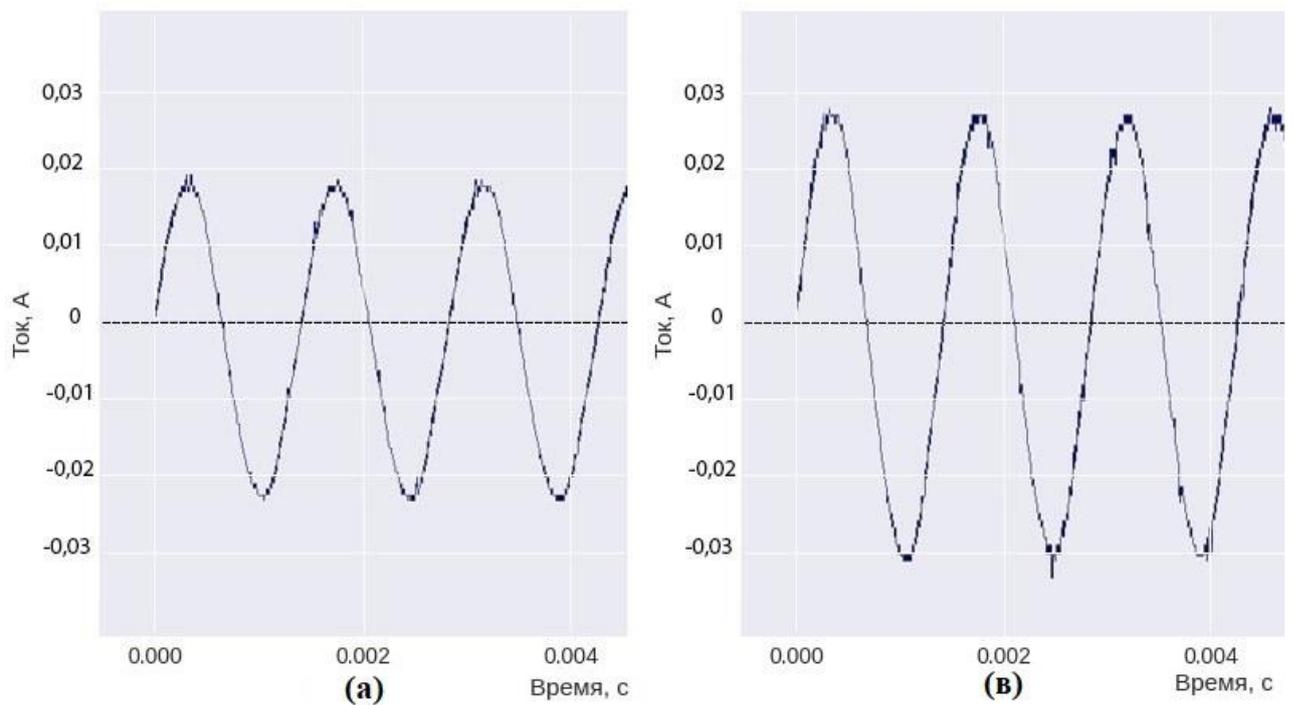


Рисунок 4.15 – Диагностические сигналы тока СДПМ с 10% замкнутых витков в одной фазе, через 24 часа (а), через 48 часов работы (в)

Если отследить процесс во времени, при условии наблюдения дальнейшего плавного снижения коэрцитивной силы магнитов, что будет проявляться в увеличении амплитуды диагностического сигнала при выполнении диагностики при помощи разработанного метода, то становится очевидно, что в обмотке статора присутствует короткозамкнутые витки.

Отмечу, что для данной неисправности нет необходимости в выполнении спектрального анализа, т.к. диагностическим признаком является резкое экспоненциальное увеличение амплитуды диагностического сигнала и его дальнейшее плавное увеличение с течением времени, при этом время исчисляется порядком дней, а не месяцев и годов, как в случае естественных причин размагничивания высококоэрцитивных магнитов.

Проведённые исследования подтверждают предположения об увеличении амплитуды диагностического сигнала и позволяют принять результаты выполнения метода диагностики как диагностические признаки неисправности – межвитковые замыкания.

#### **4.4 Применение разработанного метода диагностики при неисправности - частичное выкрашивание одного магнита**

Неисправность магнитной система обращённого ротора, характеризующаяся выкрашиванием одного или нескольких магнитов достаточно распространена в СДПМ открытого типа с обращённым ротором, как было показано в 1-ой главе, именно поэтому было принято решение исследовать данную неисправность. Данная неисправность характерна для ситуаций попадания посторонних предметов между ротором и статором СДПМ. В результате попадания предметов может произойти удар по одному из магнитов и частичное его крошение. Вариантов крошения магнита существует очень много, тем не менее для всех подобных случаев характерны изменения геометрии магнитного поля ротора. В нашем эксперименте был рассмотрен случай частичного крошения одного магнита, как схематично представлено на рисунке 4.16. Т.к. частота ожидаемых гармоник в результате выкрашивания магнита зависит от конструкции двигателя, рассмотрим случай для Turnigy SK3530-1100 имеющего 12

катушек, по 4 катушки на фазу, соединённых последовательно с изменением полярности, а также содержащего 14 постоянных магнитов.

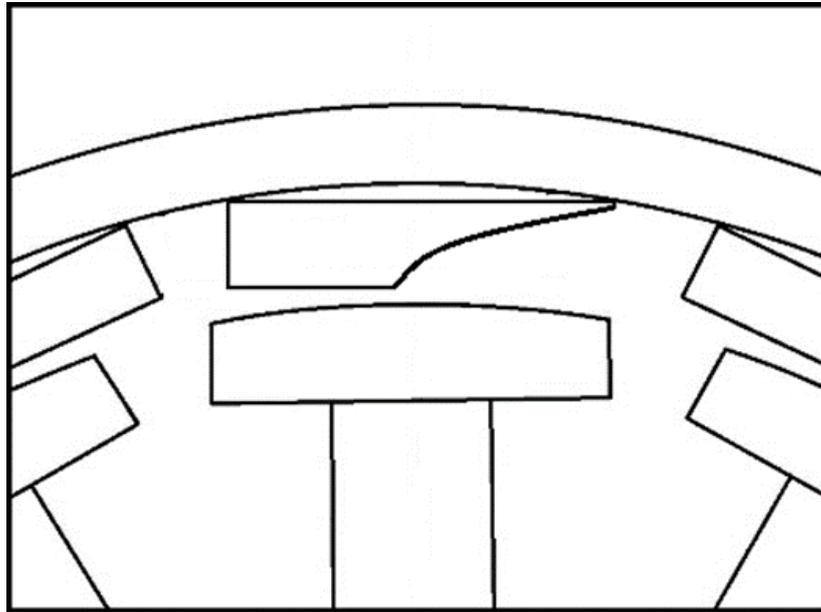


Рисунок 4.16 - Схематичное изображение внесённой неисправности, крошение магнита

По сути, выкрашивание магнита эквивалентно снижению его коэрцитивной силы, также при этом наблюдается смещение областей пучности магнитного потока, рисунок 4.17.

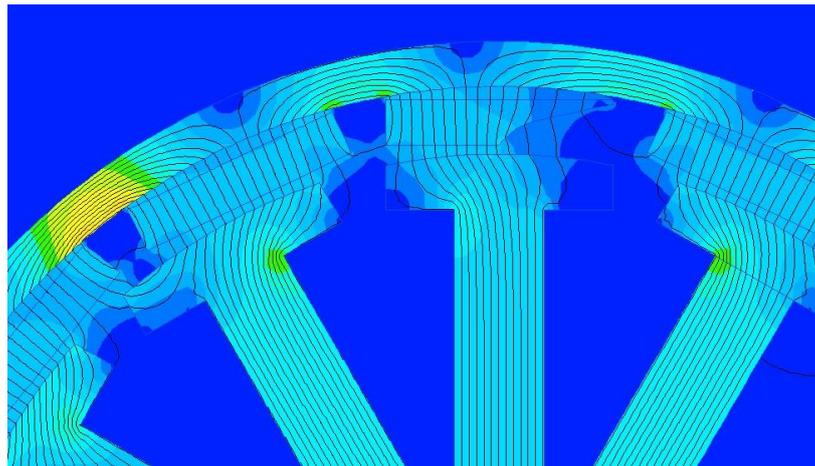


Рисунок 4.17 – Распределение индукции магнитного поля неисправного СДПМ

Эти факторы вызывают появление большего числа гармоник на разных частотах, описание которых должно проводиться в каждом отдельном случае. Если подойти к

рассмотрению в наиболее общем подходе, то данная неисправность вызывает амплитудную модуляцию генерируемого тока и напряжения в генераторном режиме СДПМ.

Аналитически это можно представить следующим образом [45, 83, 112, 142, 152]. Магнитное поле ротора индуцирует ЭДС в обмотках статора, на основании уравнения 4.2 ЭДС фазы А:

$$E_A = -\frac{d\psi_A}{dt} = 7\omega\psi_0 \sin(7\omega_r t) \quad (4.29)$$

Напряжение на активной нагрузке:

$$V_A = E_A = 7\omega\psi_0 \sin(7\omega_r t) \quad (4.30)$$

Ток в генераторном режиме на активной нагрузке:

$$I_A = \frac{V_A}{R} = \frac{7\omega_r\psi_0}{R} \sin(7\omega_r t) \quad (4.31)$$

Т.к. выкрашивание магнита эквивалентно снижению его коэрцитивной силы, то пусть магнит под полюсом  $\theta = 0$  имеет сниженную коэрцитивную силу:

$$B(\theta, \theta_r) = B_0 \cos(7(\theta - \theta_r)) - \Delta B \cdot \delta(\theta - \theta_r) \quad (4.32)$$

где  $\Delta B$  – снижение индукции,  $\delta$  – дельта-функция (локальный дефект).

Потокоцепление фазы А:

$$\psi_A^{def} = \psi_0 \cos(7\omega_r t) - \Delta\psi \cos(7\omega_r t + \phi) \quad (4.33)$$

где  $\Delta\psi$  – амплитуда искажения,  $\phi$  – фазовый сдвиг из-за положения дефекта.

Ток в нагрузке при дефекте магнита:

$$I_A^{def} = \frac{7\omega_r}{R} (\psi_0 \sin(7\omega_r t) - \Delta\psi \sin(7\omega_r t + \phi)) \quad (4.34)$$

Ток нагрузки в генераторном режиме будет содержать ряд гармонических составляющих, характеризующих дефект магнита. Так же, следует отметить, что форма диагностического сигнала при выкрашивании одного магнита имеет характерную картину.

Далее согласно разработанному методу диагностики необходимо нормировать сигналы друг ко другу и провести их взаимное вычитание.

Для нормировки поделим каждый сигнал тока на его максимальное значение:

$$I_A^{norm}(t) = \frac{I_A(t)}{\max|I_A|} = \sin(7\omega_r t) \quad (4.35)$$

$$I_{A def}^{norm}(t) = \frac{I_{A def}(t)}{\max |I_{A def}|} \quad (4.36)$$

После нормирования сигналов тока необходимо выполнить взаимное вычитание:

$$\Delta I(t) = I_{A norm}(t) - I_{A def\_norm}(t) \quad (4.37)$$

Т.к. форма результирующего диагностического сигнала для каждого типа двигателя может иметь некоторые характерные отличия, приведём кусочно-заданную функцию, описывающую форму диагностического сигнала для неисправностей «крошение магнита» и «снижение коэрцитивной силы одного магнита»:

$$I(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq t < 0.833 \\ 0.01 \sin^2 \left( \frac{\pi(t-0.833)}{0.833} \right), & 0.833 \leq t < 1.666 \\ -0.002 \sin^2 \left( \frac{\pi(t-1.666)}{0.833} \right), & 1.666 \leq t < 2.5 \\ 0.01 \sin^2 \left( \frac{\pi(t-2.5)}{0.833} \right), & 2.5 \leq t < 3.333 \\ 0, & 3.333 \leq t < 6.666 \\ -0.01 \sin^2 \left( \frac{\pi(t-6.666)}{0.833} \right), & 6.666 \leq t < 7.5 \\ 0.002 \sin^2 \left( \frac{\pi(t-7.5)}{0.833} \right), & 7.5 \leq t < 8.333 \\ -0.01 \sin^2 \left( \frac{\pi(t-8.333)}{0.833} \right), & 8.333 \leq t < 9.166 \\ 0, & 9.166 \leq t < 10 \end{cases} \quad (4.38)$$

Данная функция выведена аналитически на основании компьютерных моделирований, стендовых испытаний, а также аналитического расчета на математической модели. Графически данная функция представлена на рисунке 4.18.

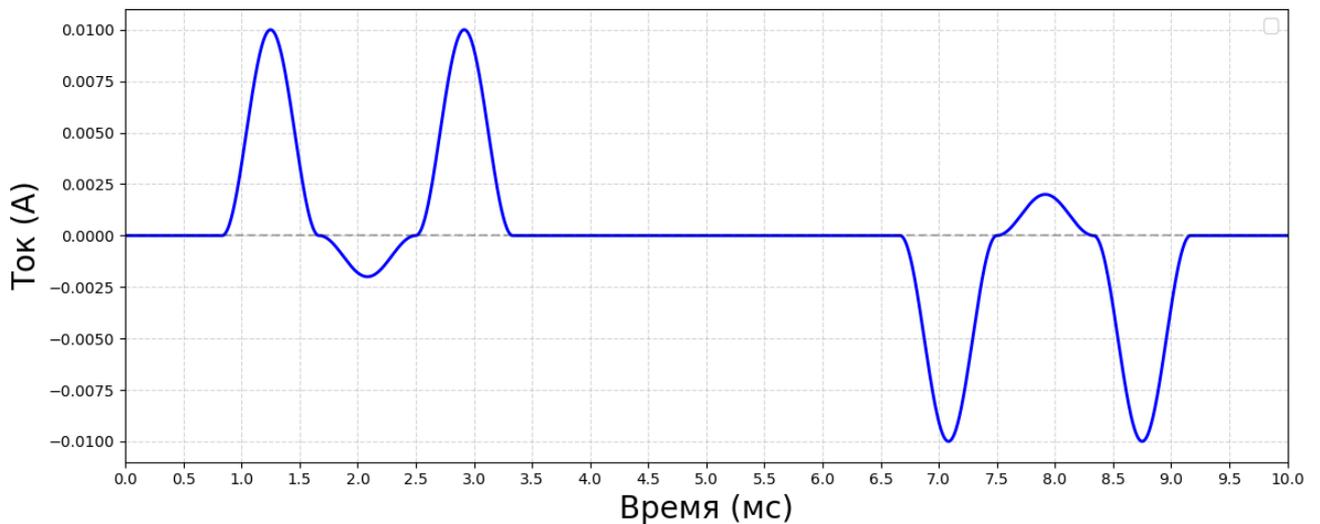


Рисунок 4.18 – Диагностический сигнал тока для неисправности «крошение магнита», математическая модель

Частоты ожидаемых гармоник связаны с конструкцией исследуемого СДПМ и на основании уравнений 3.45, 3.46 и 3.50, а также с учетом количества магнитов и способа намотки, для двигателя Turnigy SK3530-1100 исходя из предыдущих расчётов получаем:

$$\Delta I(t) = \sin(7\omega_r t) - \left( \frac{A \sin(7\omega_r t) - B \sin(7\omega_r t + \phi)}{A+B} \right) \quad (4.39)$$

После нормирования и упрощения:

$$\Delta I(t) \approx \frac{B}{A} \sin(7\omega_r t + \phi) - \sin \sin(7\omega_r t) \quad (4.40)$$

Используя тригонометрическое тождество:

$$\Delta I(t) \approx \frac{2B}{A} \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \cos\left(7\omega_r t + \frac{\phi}{2}\right) \quad (4.41)$$

Тогда основная гармоника в диагностическом сигнале тока совпадает с частотой генерируемого сигнала тока,  $f = 2100$  Гц, амплитудой:

$$C_7 \approx \frac{2B}{A} \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \quad (4.42)$$

Крошение магнита вызывает неравномерность вращения ротора, а также изменение индукции В, это приводит к появлению дополнительных гармоник на частоте

$$f_7 \pm f_r = 2100 \pm 300 \quad (4.43)$$

Амплитудой зависящей от глубины модуляции  $m$ :

$$C_{\text{бок}} \approx \frac{m \cdot C_7}{2} \quad (4.44)$$

Также появляются высшие гармоники на частотах  $k \cdot f_7$ , где  $k = 2, 3, \dots$ , гармоники на частоте  $2f_7 = 4200$  Гц и гармоники на частоте вращения ротора  $f_r = 300$  Гц с боковыми полосами. Это объясняется конструкцией взятого СДПМ, а именно парными зубьями статора, имеющими обмотки противоположной намотки. на рисунке 4.19 представлен спектр диагностического сигнала тока, полученного аналитическим путем.

На графике отражены основные частотные составляющие на ожидаемых частотах для данной неисправностей. Т.к. частота гармоники модулирующего сигнала совпадает с частотой с генерируемой ЭДС, что затруднит диагностику традиционными подходами, например выполнением анализа Фурье непосредственной генерируемой ЭДС. В данном случае проявляются положительные стороны выбранного подхода к диагностике с использованием генераторного режима и разработанного метода диагностики,

позволяющего получить сигнатуры неисправности не только анализу спектра, но по форме диагностического сигнала, что показано на рисунке 4.18.

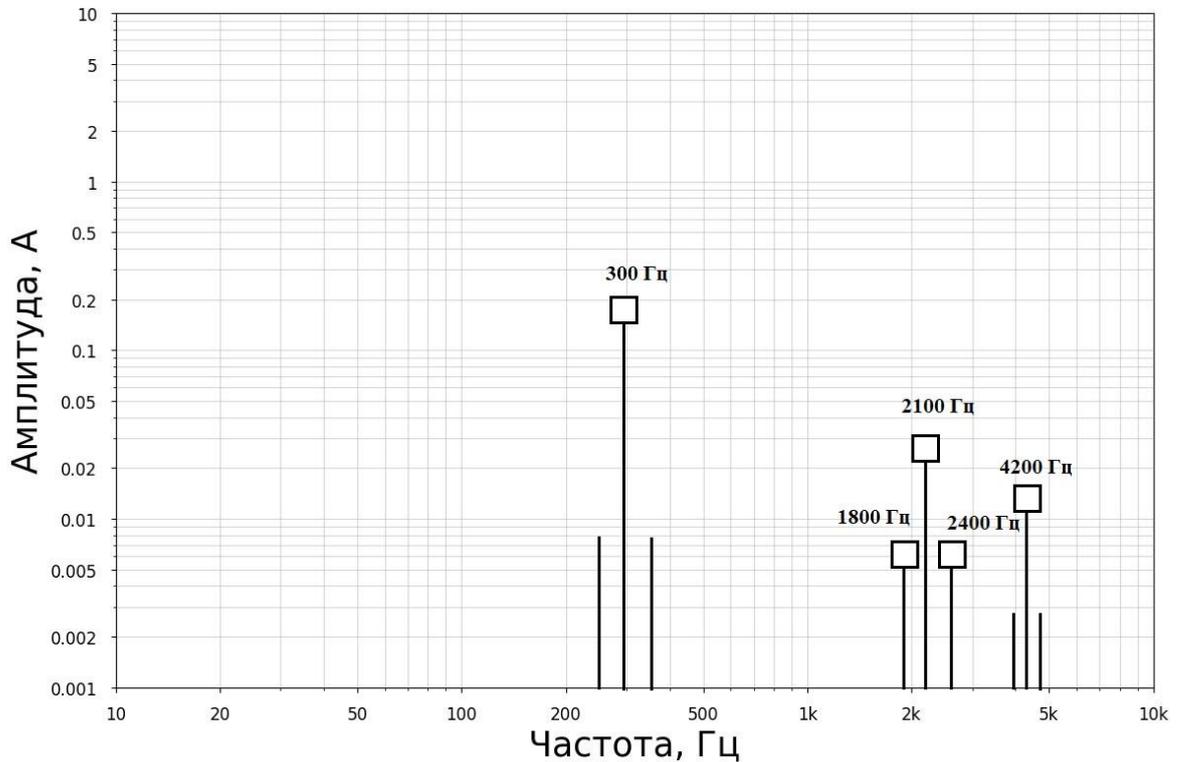


Рисунок 4.19 – Спектральный анализ диагностического сигнала тока  
(аналитический сигнал)

На рисунке 4.20 представлен диагностический сигнал, полученный в результате выполнения разработанного метода диагностики на компьютерной модели СДПМ. Следует обратить внимание на характерную форму данного сигнала тока, которая является дополнительным диагностическим признаком (сигнатурой) данной неисправности.

Следует обратить внимание на характерную форму данного сигнала тока, которая является дополнительным диагностическим признаком (сигнатурой) данной неисправности. Выполним спектральный анализ сигнала, полученного при компьютерном моделировании, результат приведён на рисунке 4.21, проведён анализ Фурье с применением окна Хэмминга, а также спектральный анализ при помощи вейвлет-преобразования.

Спектральный анализ диагностического сигнала тока, полученного на компьютерной модели, подтверждает предположения о частотах возникающих гармоник, что наглядно показывает верность выбранного подхода к диагностике.

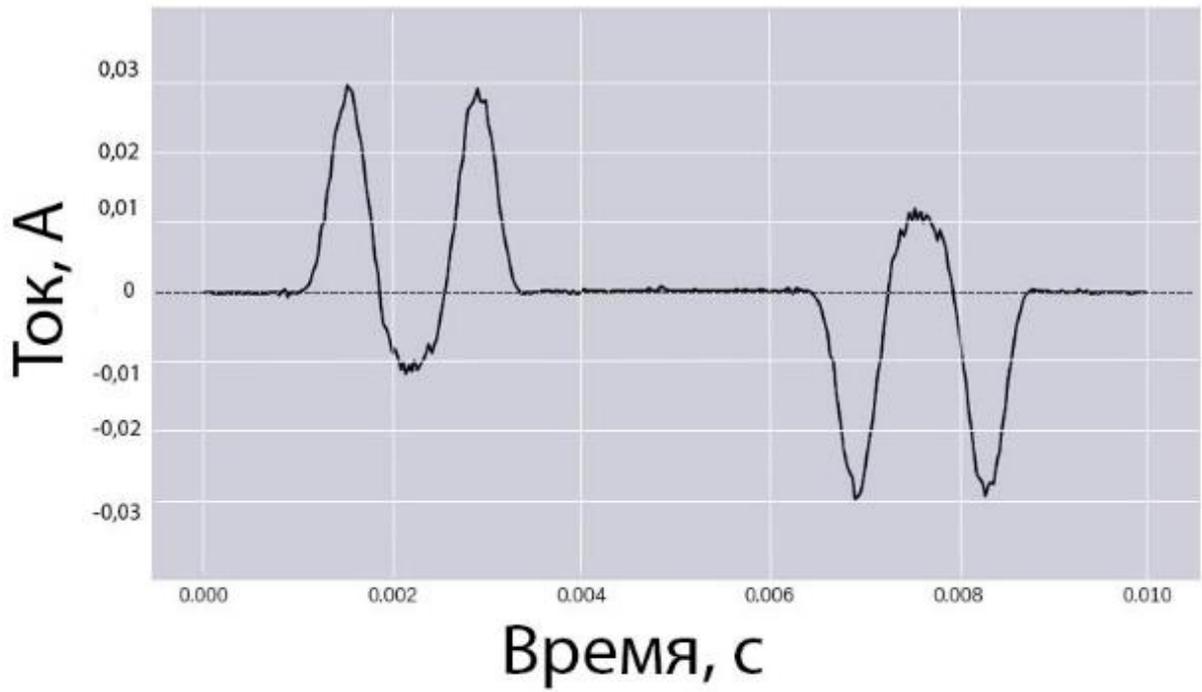


Рисунок 4.20 – Диагностический сигнал, при моделировании неисправности –  
крошение магнита

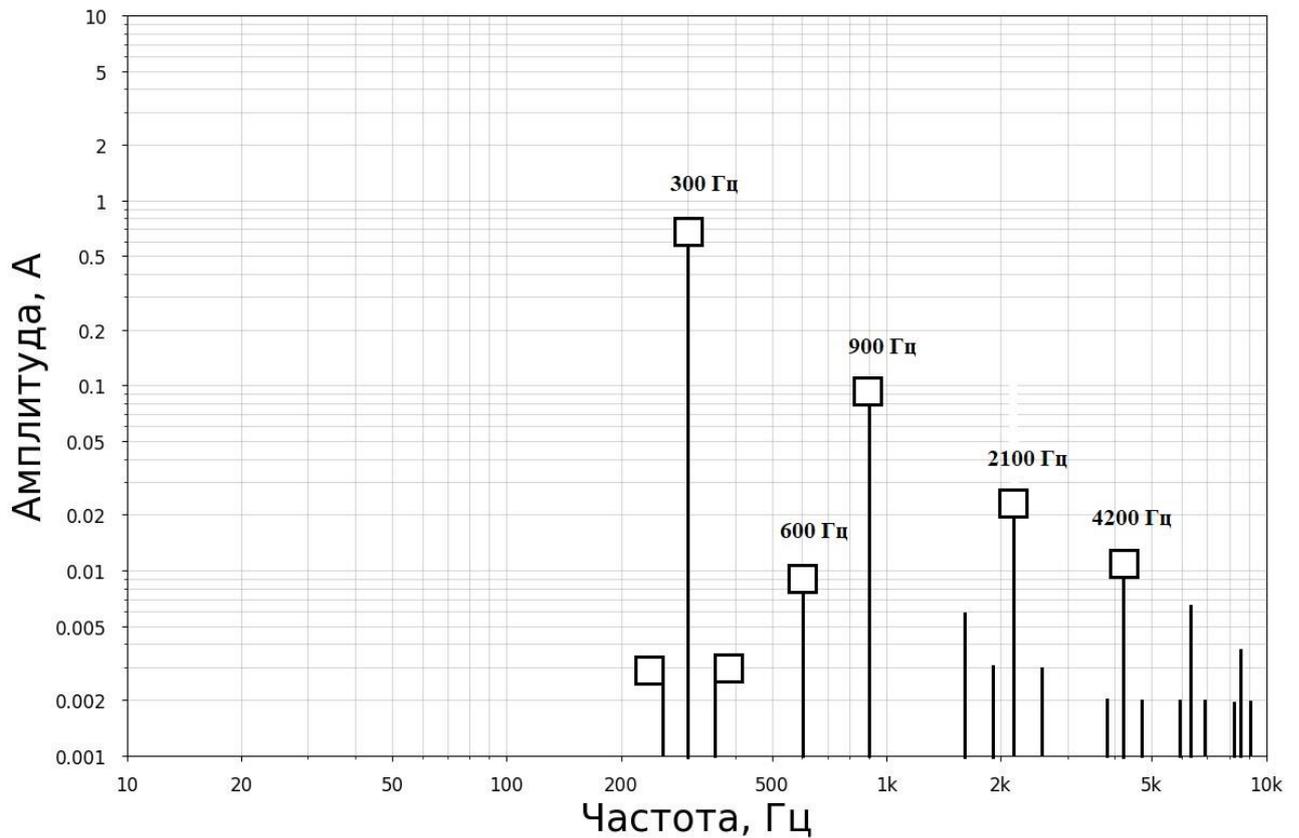


Рисунок 4.21 – Спектральный анализ диагностического сигнала тока  
компьютерной модели

Ввиду наличия эффекта растекания спектра, периодичность появления сигнатуры неисправности в данном анализе не прослеживается, а отражается только в снижении амплитуды гармоник.

С точки зрения диагностики, полученный результат необходимо сравнить с результатом подобных преобразований сигнала с исправного двигателя, однако такой вариант возможен только при снятии сигнала с реального СДПМ, т.к. в компьютерном моделировании полученный диагностический сигнал приближается нулю, даже с учетом флуктуаций построения сетки в программе Elcut, результат вычитания исходного и диагностируемого сигналов исчезающе мал.

Для проверки валидности предложенного метода были проведены практические исследования на реальном СДПМ Turnigy SK3530-1100. Подробная схема стенда приведена в параграфе 3.1. На рисунке 4.22 приведена фотография внесённой неисправности в СДПМ.



Рисунок 4.22 – Фотография СДПМ с неисправностью «крошение магнита»

Токовый сигнал с данного СДПМ был получен в генераторном режиме реализованным векторным контроллером при динамическом торможении ротора. Полученный сигнал был обработан согласно предложенному методу диагностики и в результате получен диагностический сигнал, график которого приведён на рисунке 4.23.

Проводя сравнение с графиком на рисунке 4.20, полученным в результате компьютерного моделирования и аналитическим графиком на рисунке 4.18 для данного типа неисправности очевидно, что данная форма сигнала является характерной для

неисправности «крошение магнита». Также, данное утверждение подтверждается при анализе спектра диагностического сигнала при помощи вейвлет-разложения

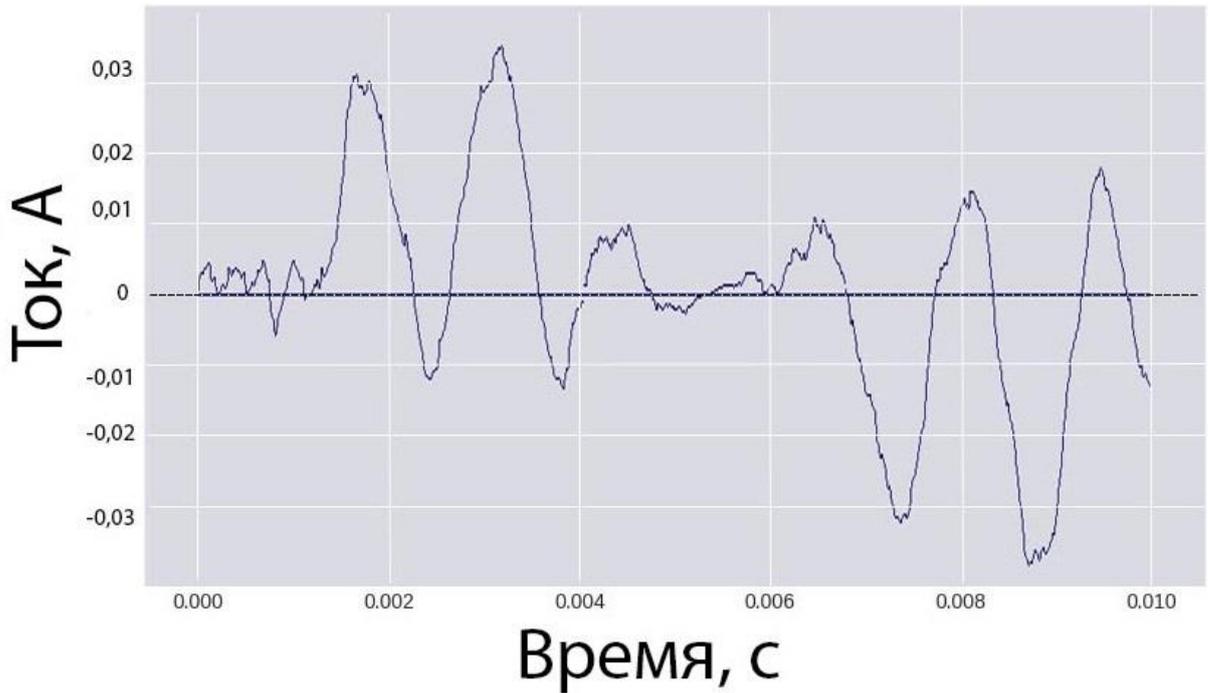


Рисунок 4.23 – Диагностический сигнал СДПМ с неисправностью «крошение магнита», стендовые испытания

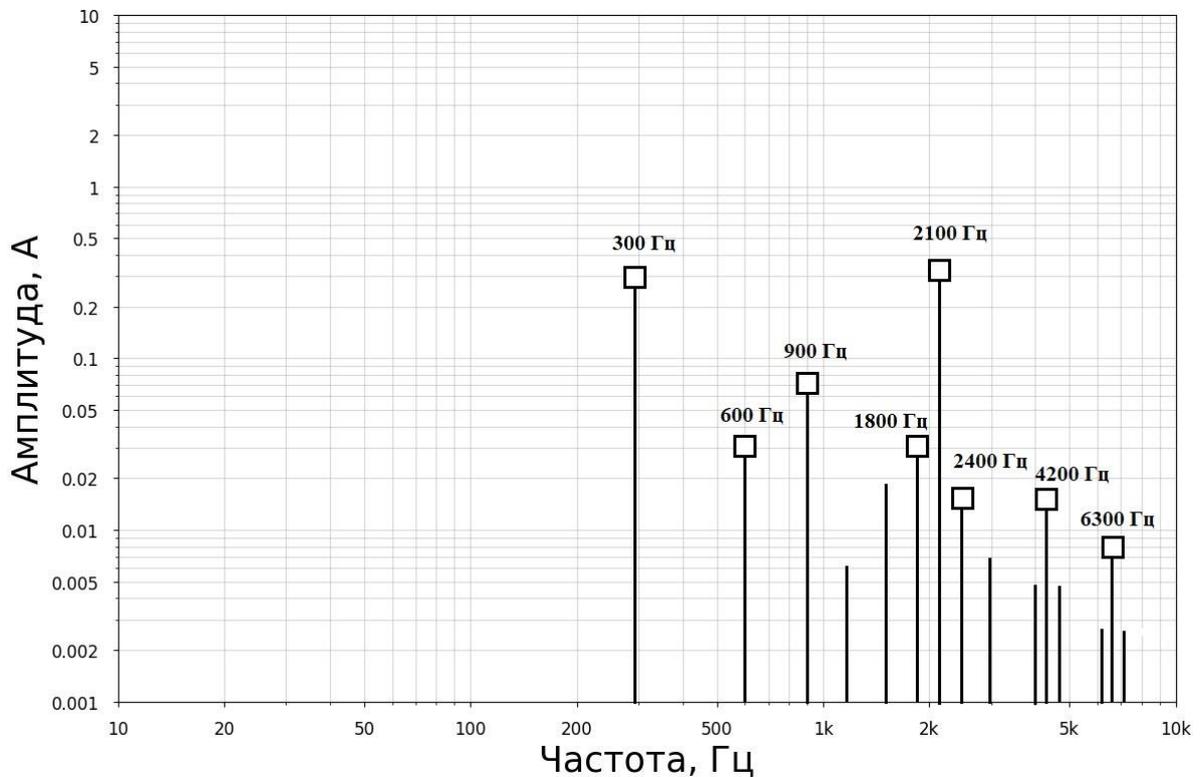


Рисунок 4.24 – Спектр диагностического сигнала СДПМ с неисправностью «крошение магнита», стендовые испытания

На рисунке 4.24 приведен график спектра диагностического сигнала, полученный при анализе Фурье окном Хэмминга с разрядностью 24 бита, при частоте дискретизации 192 кГц и дополненный данными вейвлет-разложения вейвлетом Добеши 2.

На графике спектра видны характерные всплески на частотах, определяемых формулами 4.42 - 4.44 для частоты вращения ротора 18000 об/мин.

К характерным особенностям данной неисправности следует отнести практически одинаковую амплитуду гармоник на частоте генерируемого сигнала и частоте вращения ротора, в нашем случае это 2100 Гц и 300 Гц соответственно.

Отметим, что такая характерная неисправность СДПМ, как снижение коэрцитивной силы одного магнита или поворот (смещение) одного магнита на обращённом роторе, имеет очень схожие характеристики по частотам появления гармоник и форме диагностического сигнала, что позволяет выполнять диагностику с применением тем же выкладок.

Диагностическими признаками неисправностей - «крошение» одного магнита и/или снижение коэрцитивной силы одного магнита являются:

1. Характерная форма графика диагностического сигнала;
2. Наличие гармонических составляющих на ожидаемых частотах.

#### **4.5 Основные результаты и выводы**

1. Результаты, полученные в ходе компьютерного моделирования, подтверждаются результатами стендовых испытаний, на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами, в который были внесены неисправности.

2. Показано, что разработанный метод диагностики СДПМ, позволяет выявить даже незначительные изменения в структуре двигателя. Использование разработанного метода диагностики, применяемого в генераторном режиме, позволяет провести диагностику двигателя без вывода из эксплуатации, изменения режима работы или останова.

3. Использование математических методов анализа сигналов, таких как: анализ Фурье, вейвлет-анализ, анализ формы, позволяет выявить сигнатуры различных типов неисправностей. Что в дальнейшем при накоплении пула диагностической информации по каждому типу СДПМ возрастёт предсказательная составляющая диагностики, а

также позволит значительно ускорить время проведения диагностики, что положительно скажется на ресурсе СДПМ и безопасности его применения.

4. Гармонический состав и форма диагностического сигнала должны определяться для каждого конкретного типа СДПМ, а также из-за различий в плотности намотки статора и неточности расположения магнитов, для каждого конкретного СДПМ. В точки зрения проецирования результатов компьютерного моделирования на реальный СДПМ, это вызывает проблему в моделировании каждой отдельной неисправности. Однако, разработанный метод позволяет работать в режиме накопления информации о конкретном СДПМ, с учетом всех его особенностей и дефектов, что позволят применить разработанный метод диагностики без привязки к конструкции СДПМ, с учетом уже существующих неточностей в конструкции, ввиду погрешностей изготовления.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе проведено исследование возможности токовой диагностики синхронных двигателей с постоянными магнитами. Проведённый анализ литературы, а также выполненные исследования показывают, что диагностика синхронных двигателей с постоянными магнитами является вполне осуществимой на текущем уровне развития техники. Для выполнения данной диагностики не требуется каких-либо сложнейших математических моделей, достаточно использовать вполне известные методы съема и обработки сигнала.

На основе проведённого анализа и исследований были показаны следующие результаты:

1. Проанализированы типичные неисправности СДПМ, которые возникают при работе данного типа двигателя в различных отраслях техники в особенности это касается современного транспорта. К типичным неисправностям в отличие от асинхронных приводов, помимо эксцентриситета и неисправности подшипников, также относятся различные типы неисправностей магнитной системы с постоянными магнитами. Показано, что данные неисправности могут быть критичными для СДПМ, а также, что любое изменение конфигурации магнитной системы влияет на линейный ток статора.

2. Проанализированы существующие методы диагностики СДПМ, выявлено что большая часть данных методов основана на методах диагностики асинхронных приводов. Следует отметить, что некоторые методы диагностики основанные на методах диагностики асинхронных приводов применимы для диагностики СДПМ. Однако в отличие от асинхронных приводов, СДПМ имеет некоторые отличительные особенности, в частности наличие высококоэрцитивных постоянных магнитов, что накладывает особенности на диагностику данного типа привода, в частности возможность использования генераторного режима.

3. Проанализированы способы управления СДПМ, показана возможность использования генераторного режима, для получения диагностического сигнала. При этом, нет необходимости вносить изменения в системы управления и алгоритмы работы контроллеров. При работе двигателя с изменением частоты поля статора в сторону уменьшения возникает генераторный режим. Также, во всех современных контроллерах

есть режим торможения, который также является генераторным. Таким образом, получение диагностический сигнала в генераторном режиме осуществляется при штатной работе СДПМ, без внесения изменений в конструкцию двигателя.

4. Доказано, что применение интерполяции не оказывает существенного влияния на спектр результирующего сигнала. На основе возможности интерполяции и математического сведения сигналов, разработан метод токовой диагностики СДПМ, с применением способа синхронизации исследуемых сигналов и их сравнительного анализа, с получением диагностического – результирующего сигнала.

5. Проведено практическое исследование разработанного метода диагностики на реальных электроприводах. Показано, что неисправность в магнитной системе СДПМ, однозначно идентифицируется при применении разработанного метода диагностики. Приведены результаты диагностики и диагностические признаки, полученные путем применения разработанного метода диагностики, для неисправностей:

**а) Статический эксцентриситет ротора, диагностические признаки:**

- наличие в диагностическом сигнале гармонической составляющей на частоте вращения ротора, амплитуда которой пропорциональна степени эксцентриситета;
- отсутствие увеличения амплитуды гармоники диагностического сигнала на частоте вращения ротора от измерения к измерению.

**б) Межвитковые замыкания, диагностические признаки:**

- увеличении амплитуды диагностического сигнала от измерения к измерению.

**в) Крошение магнита и/или снижение его коэрцитивной силы, диагностические признаки:**

- характерная форма графика диагностического сигнала;
- наличие гармонических составляющих на ожидаемых частотах.

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Александровский, С. В. Расчет и выбор тормозного реостата в режиме динамического торможения СДПМ при скалярном частотном управлении / С. В. Александровский, Б. И. Фираго // Информационные технологии в технических и естественных науках [Электронный ресурс] : материалы Республиканской научно-практической конференции, 20 мая 2021 г. / редкол.: А. М. Авсиевич [и др.] ; сост. В. А. Мартинович. – Минск : БНТУ, 2021. – С. 121-125.
2. Бельхеева, Р.К. Ряды Фурье в примерах и задачах [Текст] : учебное пособие / Р. К. Бельхеева ; М-во образования и науки РФ, Новосибирский гос. ун-т, Физ. фак. - Новосибирск : Новосибирский гос. ун-т. - 2011. – С. 75,
3. Болтнев, А. А. Эффект Гиббса в разностных схемах / А. А. Болтнев, Н. Н. Калиткин, О. А. Качер // Доклады Академии наук. – 2006. – Т. 411, № 5. – С. 594-598.
4. Бочарова, Т.А. Основы Алгоритмизации [Text] / Т.А.Бочарова, Н.О. Бегункова // Хабаровск: Изд-во Тихоокеан. гос.ун-та. - 2011. — С. 64.
5. Бутузов, В.Ф. Ряды и интегралы фурье обобщённые функции [Текст] / В.Ф. Бутузов, М.В. Бутузова // Физический факультет МГУ Москва. - 2017 — С. 56.
6. Гаврилов, Р.С. Управление синхронными машинами с постоянными магнитами: учебное пособие [Текст] / Р.С. Гаврилов, Ю.Н. Мустафаев // Балт. гос. техн. ун-т. – СПб., 2019. – С. 78.
7. Гольдберг, О.Д. Надежность электрических машин [Текст] / О.Д. Гольдберг, С.П. Хелемская // Издательский центр «Академия». - 2010. – С. 288.
8. ГОСТ 30804.4.7–2013. Совместимость технических средств электромагнитная. Общее руководство по средствам измерения гармоник и интергармоник для систем электроснабжения.– Введ. 01.01.2014. – М.: Стандартинформ. - 2013. – С. 40.
9. Давыдов, А.В. Цифровая обработка сигналов: Тематические лекции / А.В. Давыдов // – Екатеринбург: УГТУ, ИГиГ, ГИН, Фонд электронных документов. - 2005.
10. Завьялов, А.С. Использование сигнатурного анализа в диагностике электродвигателя постоянного тока / А. С. Завьялов, Е. А. Завьялов, А. С. Сарваров, М. Ю. Петушков // Электротехнические системы и комплексы. – 2014. – № 1(22). – С. 59-62.

11. Завьялов, Е.А. Применение методов сигнатурного анализа для диагностирования электродвигателя постоянного тока / Е. А. Завьялов, А. С. Завьялов, М. Ю. Петушков [и др.] // Энергетические и электротехнические системы : международный сборник научных трудов / Под ред. С.И. Лукьянова, Н.В. Швидченко. Том Выпуск 2. – Магнитогорск : Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова. - 2015. – С. 367-374.
12. Исаков, В.Н. Радиотехнические цепи и сигналы часть 2 (курс лекций) [Text] / В.Н. Исаков // М-во образования и науки Российской Федерации, Московский гос. технический ун-т МИРЭА. - 2014. — С. 28.
13. Коровкин, Н. В. О применимости быстрого преобразования Фурье для гармонического анализа несинусоидальных токов и напряжений / Н. В. Коровкин, С. С. Грицутенко // Известия Российской Академии Наук. Энергетика. – 2017. – № 2. – С. 73-86.
14. Крюков, О. В. Встроенные системы мониторинга технического состояния электроприводов для энергетической безопасности транспорта газа / О. В. Крюков, С. Е. Степанов, В. Г. Титов // Энергобезопасность и энергосбережение. – 2012. – № 2. – С. 5-10.
15. Купцов, В. В. Современные методы диагностирования асинхронных двигателей и их развитие: монография [Текст] / В. В. Купцов, М. Ю. Петушков, А. С. Сарваров — Магнитогорск: ГОУ ВПО «МГТУ». – 2010. — С. 247.
16. Леман, Э. Теория точечного оценивания [Text] / Э. Леман, Дж. Касселла // Springer-Verlag. — 1998. — С. 256.
17. Мирзаянов, Р. Р. Исследование магнитного поля синхронного двигателя с постоянными магнитами и асинхронным пуском в зависимости от формы паза / Р. Р. Мирзаянов, Ф. Р. Исмагилов, В. Е. Вавилов // Вестник Уфимского государственного авиационного технического университета. – 2017. – Т. 21, № 2(76). – С. 82-87.
18. Осипов, Д. Модели и методы вейвлет-анализа несинусоидальных нестационарных режимов электрических сетей 0,4–110 кВ.: специальность 05.14.02 «Электростанции и электроэнергетические системы»: Диссертация на соискание доктора технических наук [Текст] / Д. Осипов; — Омский государственный технический университет. - 2019. — С. 305.

19. Петухов, В.С. Диагностика состояния электродвигателей. Метод спектрального анализа потребляемого тока [Электронный ресурс] / В.С. Петухов, В.А. Соколов // Новости электротехники. – 2005. – № 1(31). – Режим доступа: <http://www.news.elteh.ru/arh/2005/31/11.php> (дата обращения: 15.02.23).
20. Петушков, М.Ю. Применение вейвлет-анализа для синхронизации сигнала тока при диагностике синхронных двигателей с постоянными магнитами [Текст] / М.Ю. Петушков, С.С. Холодилов // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2024. №3(20). – С. 17-27.
21. Петушков, М. Ю. Нахождение неисправностей синхронных двигателей с постоянными магнитами по линейному току [Текст] / М. Ю. Петушков, С. С. Холодилов // Интеллектуальная электротехника. – 2020. – № 4(12). – С. 52-60.
22. Петушков, М. Ю. Определение диагностического сигнала для мониторинга синхронных двигателей с постоянными магнитами / М. Ю. Петушков, С. С. Холодилов // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2023. – № 4(19). – С. 95-107.
23. Петушков, М. Ю. Развитие метода проактивного диагностирования асинхронных двигателей / М. Ю. Петушков, Д. О. Пустовой // Электротехнические комплексы и системы : Материалы Международной научно-практической конференции, Уфа, 24 октября 2018 года. – Уфа: ГОУ ВПО "Уфимский государственный авиационный технический университет". - 2018. – С. 54-58.
24. Петушков, М. Ю. Разработка системы диагностирования синхронных двигателей [Текст] / М. Ю. Петушков, С. С. Холодилов // Актуальные проблемы современной науки, техники и образования : тезисы докладов 78-й международной научно-технической конференции. - 2020. – С. 317.
25. Рогачев, В.А. Диагностирование эксцентриситета ротора асинхронных электродвигателей по гармоническому составу тока статора [Текст]: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.01 / Рогачев Вячеслав Анатольевич. – Новочеркасск. - 2008. – С.173.
26. Сарваров, А.С. Современные методы диагностики и разработки асинхронных двигателей [Текст] / А.С. Сарваров, М.Ю. Петушков, В.В. Купцов // Электротехнические системы и комплексы. - 2010. – С. 247.

27. Сафин, Н.Р. Токовая диагностика неисправностей подшипников асинхронных двигателей на основе быстрого преобразования Фурье [Текст] / Н. Р. Сафин // Электротехника. - 2016. - № 12. - С. 14-19.
28. Серебряков, А.В. Прогнозирование технического состояния автономных генераторных комплексов [Текст] / А.В. Серебряков // — Нижний Новгород: Нижегородский государственный технический университет. - 2018 — С. 132-137.
29. Смирнов, С. С. Высшие гармоники в сетях высокого напряжения / С.С. Смирнов // – Новосибирск: Наука, 2010. – С. 327.
30. Смоленцев, Н. К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB [Текст] / Н.К. Смоленцев // – М.: ДМК Пресс, 2014. – С. 628.
31. Солдатов, М. А. Кратные интегралы и ряды Часть 3 Ряды Фурье. Интеграл Фурье [Текст] / М. А. Солдатов, С. С. Круглова, Е. В. Круглов // — Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет. - 2014 — С. 33.
32. Тамм, И. Е. Основы теории электричества [Текст] / И.Е. Тамм // - М.: Наука 1989 — С. 504.
33. Ткаченко, Д. С. Лекции по УМФ [Текст] / Д. С. Ткаченко // Химический факультет (МИФИ), 2007 — С. 76.
34. Яковлев, А. Н. Введение в вейвлет-преобразования [Текст] / А. Н. Яковлев // Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003 — С. 104.
35. A new method based on artificial neural network, wavelet transform and short time Fourier transform for subsynchronous resonance detection / Y. Xia [et al.] // International journal of electric power and energy systems. – 2018. – vol. 103, December. – Pp. 377-383.
36. Alamri, Y.A. Improved Stator Flux Estimation for Direct Torque Control of Induction Motor Drives [Text] / A.S. Tomer, S.P. Dubey // International Journal of Power Electronics and Drive Systems, — 2016. — No 4.
37. Albright, D.R. Interturn short-circuit detection for turbine generator rotor winding [Text] / D. R. Albright // IEEE Transactions on Power and Apparatus Systems, vol. PAS-90. — 1971. — Pp. 478–483.
38. Ali Abdallah, A. Simulation of internal faults in permanent magnet synchronous machines [Text] / A. Ali Abdallah, J. Regnier, J. Faucher, B. Dagues // International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 2. — 2005. — Pp. 1390–1395.

39. Amoskov, V. Numerical simulation of 3-D field of systems using permanent magnets [Text] / V. Amoskov, A. Belov, V. Kashikhin // In: Proc. Fifth Eur. Part. Accel. Conf. (EPAC 96). Sitges, Barcelona, vol. 3. — 1996. — Pp. 2161–2163.
40. Antonino-Daviu, J. Application of the Wavelet Transform to Fault Diagnosis in Electrical Machines: A Review [Text] / J. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, J. Roger-Folch // IEEE Trans. Ind. Appl. — 2012. — Vol. 48, No. 4. — Pp. 1345-1358.
41. Aydin, I. An approach for automated fault diagnosis based on a fuzzy decision tree and boundary analysis of a reconstructed phase space [Text] / I. Aydin, M. Karakose, E. Akin // ISA Transactions. — 2014. — № 53. — Pp. 220-229.
42. Bachir, S. Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines [Text] / S. Bachir, S. Tnani, J. Claude Trigeassou, G. Champenois // IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 53. — 2006. — No 3.
43. Barakat, M. Self adaptive growing neural network classifier for faults detection and diagnosis [Text] / M. Barakat, F. Druaux, D. Lefebvre, M. Khalil, O. Mustapha // Elsevier, Neurocomputing, vol. 74. — 2011. — Pp. 3865–3876.
44. Bellini, A. Advances in diagnostic techniques for induction machines [Text] / A. Bellini, F. Filippetti, C. Tassoni, G.A. Capolino // IEEE Trans. Ind. Electron. — 2008. — № Vol. 55, No. 12. — Pp. 4109–4126.
45. Bellini, A. Fault Diagnosis of PMSM Based on Fast Fourier Transform and Fuzzy Logic [Text] / A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2008. — Vol. 55, № 12. — Pp. 4206-4213.
46. Belov, A. Transient electromagnetic analysis in tokamaks using TYPHOON code [Text] / A. Belov, N. Doinikov, A. Duke // Fusion Engineering and Design, vol. 31. — 1996. — Pp. 167–180.
47. Bishop, C.M. Neural Networks for Pattern Recognition [Text] / C. M. Bishop // 1st ed. Oxford, U.K.: Clarendon Press, 1995. — Pp. 482.
48. Blaschke, F. A new method for the structural decoupling of AC induction machine [Text] / F. Blaschke // IFAC Conference Record, Dusseldorf, Germany, — 1971. — Pp. 1-5.
49. Bonnett, A.H. Increased efficiency versus increased reliability [Text] / A.H. Bonnett, C. Yung // IEEE Ind. — 2008. — № Vol. 14, No. 1. — Pp. 26-36.

50. Bonnett, A. H. Analysis of the impact of pulse-width modulated inverter voltage waveforms on AC induction motors [Text] / A.H. Bonnett // IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32. — 1996. — Pp. 386–392.
51. Bose, B.K. Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications [Book Reviews] / B.K. Bose // Wiley-IEEE Press, — 1997. — Pp. 640.
52. Bouzida, A. Fault diagnosis in industrial induction machines through discrete wavelet transform [Text] / A. Bouzida, O. Touhami, R. Ibtouen // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2011. — № 58. — Pp. 4385–4395.
53. Brancato, E.L. Insulation aging [Text] / E.L. Brancato // IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. EI-13. — 1978. — No 4.
54. Burrus, C.S. Introduction to Wavelets and Wavelet Transform—A Primer [Text] / C. S. Burrus, R. A. Gopinath, H. Guo // NJ: Prentice- Hall, vol. 67. — 1998.
55. Cade, IS. Fault identification in rotor/magnetic bearing systems using discrete time wavelet coefficients [Text] / I.S. Cade, P.S. Keogh, M.N. Sahinkaya // IEEE/ASME Transactions on Mechatronics. — 2005. — № 10(6). — Pp. 648–657.
56. Cheng, Q. Vector Control of an Induction Motor based on a DSP [Text] / Q. Cheng, L. Yuan // Thesis. Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden. — 2011.
57. Cheng, X. A unified design and the current ripple characteristic analysis of digital switching power amplifier in active magnetic levitated bearings [Text] / X. Cheng, B. Wang, Q. Chen // International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics. — 2017. — № 55(3). — Pp. 391–407.
58. Cheng, X. An online fault-diagnosis of electromagnetic actuator based on variation characteristics of load current [Text] / X. Cheng, B. Cheng, M. Lu, R. Zhou, L. Zhang // Sensors. — 2019. — № 61(1). — Pp. 11-20.
59. Cherif, H. Stator Inter Turns Fault Detection Using Discrete Wavelet Transform [Text] / H. Cherif, A. Menacer, B. Bessam, R. Kechida // 2015 IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), — 2015.
60. Chilengue, Z. An artificial immune system approach for fault detection in the stator and rotor circuits of induction machines [Text] / Z. Chilengue, J. Dente, P. Branco // electric power system research journal. — 2011. — № 81. — Pp. 158-169.

61. Cohen, L. Time-Frequency Distributions-a Review [Text] / L. Cohen // Proceedings of the IEEE, vol. 77. — 1989. — Pp. 941–981.
62. Corzine, K.A. An improved for incorporating magnetic saturation in the q-d synchronous machine model [Text] / K.A. Corzine, B.T. Kuhn, S.D. Sudho, H.J. Hegner // IEEE Transactions on Energy Conversion, — 1998. — No 3. — Pp. 270-275.
63. Cruz, S.M.A. DSP implementation of the multiple reference frames theory for the diagnosis of stator faults in a DTC induction motor drive [Text] / S.M.A. Cruz, H.A. Toliyat, A.J.M. Cardoso // IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20. — 2005. — No 2. — Pp. 329–335.
64. Cruz, S.M.A. Multiple reference frames theory: a new method for the diagnosis of stator faults in three-phase induction motors [Text] / S.M.A. Cruz, A.J.M. Cardoso // IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20. — 2005. — Pp. 611–619.
65. Culbert, I.M. Handbook to Assess the Insulation Condition of Large Rotating Machines [Text] / I.M. Culbert, H. Dhirani, G.C. Stone // Power Plant Electrical Reference Series, vol. 16. — 1989.
66. Dash, R.N. Induction motor stator inter-turn fault detection using wavelet transform technique [Text] / R. N. Dash, B. Subudhi, S. Das // 2010 5th International Conference on Industrial and Information Systems, 2010. — Pp. 2164-7011.
67. Daubechies, I. Orthonormal Bases of Compactly Supported Wavelets [Text] / I. Daubechies // Communications on Pure and Applied Mathematics, vol. 41. — 1988. — Pp. 909–996.
68. David, A. Maintaining the synchronism of an AC adjustable speeddrives during short supply interruptions for an optimal and automatic soft restart [Text] / A. David, E. Lajoie-Mazenc, C. Sol // Industrial Electronics, Conference Proceedings, ISIE'93 - Budapest. — 1993. — Pp. 463-470.
69. David, A. Soft restart of an adjustable speed drive after a short disconnection without any mechanical speed sensor [Text] / A. David, E. Lajoie-Mazenc, C. Sol // Electrical Machines and Drives, Sixth International Conference on (Conf. Publ. no. 376). — 1993. — Pp. 570-575.
70. Daviu, J.A. Application and optimization of the discrete wavelet transform for the detection of broken rotor bars in induction machines [Text] / J. A. Daviu, M. Riera-Guasp,

J. Roger-Folch, F. Martínez- Giménez, A. Peris // *Applied and Computational Harmonics Analysis*, 2006. — Pp. 268–279.

71. DELTA vs WYE (STAR) Termination [Электронный ресурс] 2013. Дата обновления: 2013 URL: <https://www.bavaria-direct.co.za/info> (дата обращения: 15.05.2023).

72. Derbas, H. W. A comparison of nodal- and mesh-based magnetic equivalent circuit models [Text] / H.W. Derbas, J.M. Williams, A.C. Koenig, S.D. Pekarek, // *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24. — 2009. — Pp. 388–396.

73. Diao, N. Fault Diagnosis of Rolling Bearing Under Variable Working Conditions Based on CWT and T-ResNet [Text] / N. Diao, Z. Wang, H. Ma, W. Yang // *Journal of Vibration Engineering & Technologies*, 2022. — Pp. 1–11.

74. Doinikov, N. On computation of 3-D magnetostatic fields of electrophysical apparatus magnet systems [Text] / N. Doinikov, E. Lamzin, S. Sytchevsky // *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 28. — 1992. — Pp. 904–911.

75. Douglas, J. Hydro generator failure [Text] / J. Douglas // *IEEE Power Engineering Review*, vol. 8. — 1988. — No 11. — Pp. 4–6.

76. Duda, R.O. Pattern Classification [Text] / R. O. Duda, P. E. Hart, D. G. Stork // 2<sup>nd</sup> ed. New York: Wiley. - 2008.

77. Ebrahimi, B. M. Feature extraction for short circuit fault detection in permanent magnet synchronous motors using stator current monitoring [Text] / B. M. Ebrahimi, J. Faiz // *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25. — 2010. — № 10. — Pp. 2673–2682.

78. Ebrahimi, B. M. Static Eccentricity Fault Diagnosis in Permanent Magnet Synchronous Motor Using Time Stepping Finite Element Method [Text] / B. Ebrahimi, J.Faiz, M.J. Roshtkhari, A. Zargham Nejhad // *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44. — 2008. — Pp. 4297–4300.

79. Ebrahimi, B.M. Feature extraction for short circuit fault detection in permanent magnet synchronous motors using stator current monitoring [Text] / B. M. Ebrahim, J. Faiz // *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25. — 2010. — No 10. — Pp. 2682–2682.

80. Ebrahimi, B.M. Static-, dynamic-, and mixedeccentricity fault diagnoses in permanent-magnet synchronous motors [Text] / B.M. Ebrahimi, J. Faiz, M.J. Roshtkhari // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56. — 2014. — No 11. — Pp. 4727–4739.

81. Faiz, J. Comprehensive eccentricity fault diagnosis in induction motors using finite element method [Text] / J. Faiz, B. M. Ebrahimi, B. Akin, H. A. Toliyat // IEEE Transactions on Magnetics, vol. 44. — 2008. — Pp. 66–74.
82. Faiz, J. Demagnetization fault indexes in permanent magnet synchronous motors—an overview [Text] / J. Faiz, H. Nejadi-Koti // IEEE Transactions on Magnetics, vol. 52. — 2016. — No 4. — Pp. 1–11.
83. Faiz, J. Eccentricity Fault Diagnosis in PMSM Using Frequency Analysis of Vibration Signals [Text] / J. Faiz, M. Ebrahimi, B. Akin // Mechanical Systems and Signal Processing. — 2016. — № 66-67. — Pp. 347-359.
84. Faiz, J. Inductance-based Inter-Turn Fault Detection in Permanent Magnet Synchronous Machine Using Magnetic Equivalent Circuit Model [Text] / J. Faiz, H. Nejadi-Koti, A.H. Exiri // Electric Power Components and Systems, vol. 45. — 2017. — No 9. — Pp. 1016–1030.
85. Fernando, B. Online stator winding fault diagnosis in inverter-fed AC machines using high-frequency signal injection [Text] / B. Fernando // IEEE Transactions on Industry Application, vol. 39. — 2003. — No 4. — Pp. 1109–1117.
86. Filatov, O. Analytical Calculation of Magnetic Flux Using Finite-Element Field Reconstruction [Text] / O. Filatov, V. Kuchinsky, V. Kukhtin, E. Lamzin, S. Sytchevsky // Plasma Devices and Operations, vol. 10. — 2002. — Pp. 285–289.
87. Florian, L. Detection and correction of actuator and sensor faults in active magnetic bearing system [Text] / Florian, L. // 8th International Symposium on Magnetic Bearing. — 2002.
88. Four-quadrant operation synchronous motor mode [Электронный ресурс] 2012. Дата обновления: 2012 URL: [http://www.danahermotion.com/education\\_training/motor/four-quadrant-operation](http://www.danahermotion.com/education_training/motor/four-quadrant-operation) (дата обращения: 07.04.2023).
89. Franko, M. Measurement and Simulation of Permanent Magnet Synchronous Machines [Text] / M. Franko, A. Hrabovcov // XI. International Symposium on Electric Machinery in Prague, ISEM. — 2003.
90. Freddi, A. A diagnostic thau observer for a class of unmanned vehicles [Text] / A. Freddi, S. Longhi, A. Monteriù // Journal of Intelligent & Robotic Systems. — 2012. — № 67. — Pp. 61-73.

91. Gandhi, A. Recent advances in modeling and online detection of stator inter-turn faults in electrical motors [Text] / A. Gandhi, T. Corrigan, L. Parsa // IEEE Trans. Ind. Electron. — 2011. — № Vol. 58, No. 5. — Pp. 1564-1575.
92. Gerada, C. Winding turn-toturn faults in permanent magnet synchronous machine drives [Text] / C. Gerada, K. Bradley, M. Summer // Conf. Rec. IEEE 40th IAS Annu. Meet., vol. 2. — 2005. — Pp. 1029-1036.
93. Gieras, J.F. Permanent magnet motor technology: design and applications [Text] / J.F. Gieras, M. Wing // University of Technology and Life Sciences in Bydgoszcz. — 2013.
94. Goertzel, G. An Algorithm for the Evaluation of Finite Trigonometric Series [Text] / G. Goertzel // American Mathematical Monthly. — 1958. — № 65. — Pp. 34-36.
95. Gojko, J. Skew and linear rise of mmf across slot modeling winding-function approach / J. Gojko, D.D. Momir, O.B. Aleksander // IEEE Trans. Energy Convers, vol. 14. — 1999. - No. 3 - Pp. 315–319.
96. Gu, F. A new method of accurate broken rotor bar diagnosis based on modulation signal bispectrum analysis of motor current signals [Text] / F. Gu, T. Wang, A. Alwodai // Mechanical Systems and Signal Processing. — 2015. — № 50-51. — Pp. 400–413.
97. Hachemi Benbouzid, M. E. A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection [Text] / M. E. Hachemi Benbouzid // IEEE Transactions on Industrial Electronics. - 2000. — Pp. 984-993.
98. Hamid, A.T. Electric machines: modeling, condition monitoring, and fault diagnosis [Text] / A.T. Hamid, S. Nandi, S. Choi, H. Meshgin-Kelk // Boca Raton, Engineering & Technology. — 2017. — Pp. 272.
99. Hangwen, P. Improving the start and restart behavior through state recognition of AC drives [Text] / P. Hangwen, L. Springob, J. Holtz // Power Conversion Conference . — 1997. — Pp. 589-594.
100. Hassanzadeh, M. Analytical Technique for Analysis and Detection of Eccentricity Fault in Surface-Mounted Permanent Magnet Generators Using No-Load Voltage Signature [Text] / M. Hassanzadeh, J. Faiz, A. Kiyoumars // Electric Power Components and Systems, vol. 46. — 2018. — No 6. — Pp. 1–17.
101. Haylock, J. A. Operation of fault tolerant machines with winding failures [Text] / J. Haylock, B.C. Mecrow, A.G. Jack, D.G. Atkinson // IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14. — 1999. — Pp. 1490–1495.

102. Hirosawa<sup>1</sup>, S. Perspectives for high-performance permanent magnets: applications, coercivity, and new materials [Text] / S. Hirosawa<sup>1</sup>, M. Nishino<sup>1</sup>, S. Miyashita<sup>1</sup> // *Advances in Natural Sciences Nanoscience and Nanotechnology*, vol. 8. — 2017. — No 1.
103. Ho, K.C. Modulation identification of digital signals by the wavelet transform [Text] / K.C. Ho, W. Prokopiw, Y.T. Chan // *IEE Proceedings - Radar Sonar and Navigation*, 2000. — No 4. — Pp. 169–176.
104. Horie, T. Experimental Study on a Restarting Procedure at Coasting Condition for a Rotational Angle Sensorless PMSM [Text] / T. Horie, K. Kondo // *IEEE Journal of Industry Applications*, vol. 3. — 2014. — Pp. 131-137.
105. Hrabovcov, A. Measurements and Modeling of Electrical Machines [Text] / A. Hrabovcov, V. Rafajdus, P. Franko // EDIS publisher of University of Zilina. — 2004.
106. Hwang, K.Y. Shape optimization of rotor pole in spoke type permanent magnet motor for reducing partial demagnetization effect and cogging torque [Text] / K.Y. Hwang, S.B. Rhee, J.S. Lee, B.I. Kwon // *Proceedings of Int. Conf. on Electrical Machines and Systems*. — 2007. — Pp. 955–960.
107. Ilamparithi, T. C. Detection of eccentricity faults in three-phase reluctance synchronous motor [Text] / T.C. Ilamparithi, S. Nandi // *IEEE Transactions on Industry Applications*. — 2012. — № 48(4). — Pp. 1307–1317.
108. Ilonen, J. Diagnosis tool for motor condition monitoring [Text] / J. Ilonen, J.-K. Kamarainen, T. Lindh, J. Ahola, H. Kälviäinen, J. Partanen // *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41. — 2005. — Pp. 963–971.
109. Iura, H. An Estimation Method of Rotational Direction and Speed for Free-Running AC Machines Without Speed and Voltage Sensor [Text] / H. Iura, K. Ide, T. Hanamoto, Zhe Chen // *Industry Applications, IEEE Transactions On*, vol. 47. — 2011. — Pp. 153-160.
110. Jayaswal, P. Application of vibration signature analysis techniques for rolling element bearing fault identification [Text] / P. Jayaswal // *Application of vibration signature analysis techniques for rolling element bearing fault identification*, 2010. — Pp. 21–36.
111. Jeong, S. An estimation method of rotation speed for minimizing speed variation on restarting of induction motor [Text] / Se-Jong Jeong, Young-Min Park, Gi-Jun Han // *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), IEEE 8th International Conference On*. — 2011.— Pp. 697-704.

112. Karakose, M. A New Approach for Real-Time Fault Diagnosis in PMSM Using Wavelet Transform and CNN [Text] / M. Karakose, E. Akin, I. Aydin // IEEE Transactions on Industrial Informatics. — 2017. — Vol. 13, № 2. — Pp. 645-654.
113. Karami, M. Motor Current Signature Analysis-based Non-invasive Recognition of Mixed Eccentricity Fault in Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor [Text] / M. Karami, N. Mariun, Z. Kadir, M. Norhisam // Electric Power Components and Systems, vol. 49. — 2021. — No 1-2. — Pp. 133–145.
114. Keyhani, A. Inspire simulation of induction machines with saturable inductances [Text] / A. Keyhani, H. Tsai // IEEE Transactions on Energy Conversion. — 1989. — No 1. — Pp. 118-125.
115. Khoobroo, A. A novel method for permanent magnet demagnetization fault detection and treatment in permanent magnet synchronous machines [Text] / A. Khoobroo, B. Fahimi // Applied Power Electronics Conference and Exposition, — 2010. — Pp. 2231–2237.
116. Kim, H.K. Characteristic analysis of IPM type BLDC motor considering the demagnetization of PM by stator turn fault [Text] / H.K. Kim, B.W. Kim, J. Hur, G.H. Kang // in Proc. ECCE, Atlanta, GA, — 2010. — Pp. 3063-3070.
117. Kim, S. PWM Switching Frequency Signal Injection Sensorless Method in IPMSM [Text] / S. Kim, J. Ha, S. Sul // Industry Applications, IEEE Transactions On, vol. 48. — 2012. — Pp. 1576-1587.
118. Kim, S. The shape design of permanent magnet for permanent magnet synchronous motor considering partial demagnetization [Text] / S. Kim, S.B. Lim, D.H. Koo, J. Lee // IEEE Trans. Magn., vol. 42. — 2006. — Pp. 3485-3487.
119. Kliman, G.B. Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors [Text] / G.B. Kliman, R.A. Koegl, J. Stein, R.D. Endicott, M.W. Madden // IEEE Transactions on Energy Conversions. - 1988. - Pp. 873-879.
120. Konar, P. Fault Diagnosis of Induction Motor Using CWT and Rough-Set Theory [Text] / P. Konar, M. Saha, J. Sil, P. Chattopadhyay // In Proceedings of the 2013 IEEE Symposium on Computational Intelligence in Control and Automation (CICA), 2013. — Pp. 17–23.
121. Krause, P.C. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems [Text] / P.C. Krause, O. Wasynczuk, S.D. Sudhoff // IEEE PRESS, Wiley Interscience. — 2013. — Pp. 1-21.

122. Kumar, T.P. Vector Control Drive of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Resolver Sensor [Text] / T.P. Kumar, P. Samyuktha // International Journal of Computer Science Engineering (IJCSE). — 2013. — No 4.
123. Kuptsov, V.V. A new approach to analysis of induction motors with rotor faults during startup based on the finite element method [Text] / V.V. Kuptsov, A.S.Sarvarov, M.Yu.Petushkov // Progress in Electromagnetics Research. - 2012. - № 45. - Pp. 269-290.
124. Le Roux, W. Detecting rotor faults in low power permanent magnet synchronous machines [Text] / W. le Roux, R.G. Harley, T.G. Habetler // IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22. — 2007. — No 1. — Pp. 322–328.
125. Lee, K. Universal Restart Strategy for High-Inertia Scalar-Controlled PMSM Drives [Text] / K. Lee, S. Ahmed, S.M. Lukic // IEEE Transactions on Industry Applications. — 2016. — No 52.
126. Lee, S. An online technique for monitoring the insulation condition of ac machine stator windings [Text] / S. Lee, G.B. Kliman // IEEE Transactions on Energy Conversions, vol. 20. — 2005. — No 4. — Pp. 737–745.
127. Lee, Y.S. Transient analysis of irreversible demagnetization of permanent magnet brushless DC motor with stator turn fault under the operating state [Text] / Y.S. Lee, K.T. Kim, J. Hur // 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Denver, CO. — 2013. — Pp. 4396–4402.
128. Leon-Garcia, A. Probability, Statistics, and Random Processes for Electrical Engineering [Text] / A. Leon-Garcia // Pearson. — 2008. — 852 p.
129. Levi, E. State-space d-q axis models of saturated salient pole synchronous machines [Text] / F. Blaschke // IEE Proceedings - Electric Power Applications. — 1998. — No 3. — Pp. 206-216.
130. Lilly, J.M. Higher-Order Properties of Analytic Wavelets [Text] / J.M. Lilly, S.C. Olhede // IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 57. — 2009. — Pp. 146–160.
131. Lin, T.C. Novel Sensorless Control Strategy With Injection of High-Frequency Pulsating Carrier Signal Into Stationary Reference Frame [Text] / T.C. Lin, Z.Q. Zhu // Industry Applications, IEEE Transactions On, vol. 50. — 2014. — Pp. 2574-2583.
132. Lin, T.C. Sensorless operation capability of surface-mounted permanent magnet machine based on high-frequency signal injection methods [Text] / T.C. Lin, Z.Q. Zhu // Industry Applications, IEEE Transactions On, vol. 51. — 2015. — Pp. 2161-2171.

133. Liu, J. An extended wavelet spectrum for bearing fault diagnostics [Text] / J. Liu, W. Wang, F. Golnaraghi // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 57. — 2008. — Pp. 2801–2812.
134. Lou, X. A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machine [Text] / X. Lou, Y. Liao, H.A. Toliyat, A.El. Antably, T.A. Lipo // Proceeding of IEEE-IAS Annual Meeting Conference, vol. 1. — 1993. — Pp. 203–210.
135. Mallat, S. A Wavelet Tour of Signal Processing: The Sparse Way [Text] / S. Mallat. — 3rd ed. — Academic Press, 2008. — 832 p.
136. Mehala, N. Motor current signature analysis and its applications in induction motor fault diagnosis [Text] / N. Mehala, R. Dahiya // International journal of systems applications, engineering & development. - 2008.
137. Meshkin-Kelk, H. Simultaneous 3D Modeling of squirrel-cage Induction Motor for Common Fault of Rotor [Text] / H. Meshgin-Kelk // Amir Kabir University of Technology. — 2000.
138. Misiti, M. Wavelet Toolbox User's Guide [Text] / M. Misiti, Y. Misiti, G. Oppenheim, J.-M. Poggi. — MathWorks, 2021. — 800 p.
139. Muñoz, D.V. Design, Simulation and Implementation of a PMSM Drive System [Text] / D.V. Muñoz // Sc. Thesis, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden. — 2011.
140. Murakami, S. Encoderless Servo Drive With Adequately Designed IPMSM for Pulse-Voltage-Injection-Based Position Detection [Text] / S. Murakami, T. Shiota, M. Ohto, K. Ide, M. Hisatsune // Industry Applications, IEEE Transactions On, vol. 48. — 2012. — № . — Pp. 1922-1930.
141. Nagel, L. Fault diagnosis of active magnetic bearings based on Gaussian GLRT detector [Текст] / L. Nagel, R. Galeazzi, A.J. Voigt // Technical University of Denmark. — 2016. — № . — Pp. 540-547.
142. Nandi, S. Advanced Signal Processing for Bearing and Stator Fault Detection in PMSM [Text] / S. Nandi, H. Toliyat, X. Li // IEEE Transactions on Energy Conversion. — 2005. — Vol. 20, № 1. — Pp. 210-218.
143. Nandi, S. Condition monitoring and fault diagnosis of electrical machines [Text] / S. Nandi, H. A. Toliyat, X. Li. // IEEE Transactions on Energy Conversion. — 2005. — Pp. 719-729.

144. Neti, P. Stator inter-turn fault analysis of reluctance synchronous motor [Text] / P. Neti, S. Nandi // Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, — 2005. — Pp. 1283–1286.
145. Nguyen, N.P. Sliding mode thau observer for actuator fault diagnosis of quadcopter UAVs [Text] / N.P. Nguyen, S.K. Hong // Applied Sciences. — 2018. — № 8. — Pp. 1893.
146. Noel, N.K. Intelligent Kalman filtering for fault detection on an active magnetic bearing system [Text] / N.K. Noel, K. Tammi, G.D. Buckner // IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems. — 2008. — № 25(12). — Pp. 2757–2764.
147. Odhno, S.A. Self-Commissioning of Interior Permanent- Magnet Synchronous Motor Drives With High-Frequency Current Injection [Text] / S.A. Odhno, P. Giangrande, R.I. Bojoi, C. Gerada // Industry Applications, IEEE Transactions On, vol. 50. — 2014. — Pp. 3295-3303.
148. Olarescu, V. Scalar control systems with permanent magnet synchronous motors with sinusoidal current control. calculation of speed controller parameters [Text] / V. Olarescu, S. Musuroi, C. Sorandaru, Frigura Iliasa Flaviu Mihai // Revue Roumaine des Sciences Techniques, Série Électrotechnique et Énergétique, — 2012. — No 57. — Pp. 70-79.
149. Oppenheim, A. V. Discrete-Time Signal Processing [Text] / A. V. Oppenheim, R. W. Schafer // 3rd ed. Englewood Cliffs: Prentice Hall. - 2014.
150. Ostovic, V. Dynamics of Saturated Electric Machines [Text] / V. Ostovic // Springer New York, — 2008. — Pp. 445.
151. Panadero, R.P. Improved resolution of the MCSA method via Hilbert transform, enabling the diagnosis of rotor asymmetries at very low slip [Text] / R.P. Panadero, M.P. Sanchez, M.R. Guasp // IEEE Trans Energy Convers. — 2009. — № 24. — Pp. 52-59.
152. Park, Y. Magnetic Field Analysis for PMSM Demagnetization Fault Using FEM and Harmonic Order Tracking [Text] / Y. Park, J. Kim, S. Lee // Journal of Electrical Engineering & Technology. — 2019. — Vol. 14, № 3. — Pp. 1123-1132.
153. Parmar, Y. Scalar control of Permanent Magnet Synchronous motor [Text] / Y. Parmar, P. Patel, N. Pancholi, C. Thakor, U. Mali // Dept. of Electrical Engineering, C.G. Patel Institute of Technology. — 2011.

154. Petushkov, M. Yu. Analysis of defects in the rotor asynchronous motor during start [Text] / M. Yu. Petushkov // International Journal of Applied and Fundamental Research. - 2013. - № 1. - Pp. 1.
155. Petushkov, M. Yu. Application of wavelet analysis for synchronization of current signals in the diagnosis of Permanent Magnet Synchronous Motors [Text] / M. Yu. Petushkov, S. S. Kholodilov // Conference Proceedings: 2022 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon). – 2022.
156. Petushkov, M. Yu. Signature Analysis of the Line Current of Permanent Magnet Synchronous Motor / M. Yu. Petushkov, S. S. Kholodilov, A. V. Valyaev // International conference on industrial engineering, applications and manufacturing, ICIEAM 2021, Sochi, Russia: Institute of Electrical and Electronics Engineers. - 2021. – Pp. 283-287.
157. Pietrzak, P. Fault Diagnosis of PMSM Stator Winding Based on Continuous Wavelet Transform Analysis of Stator Phase Current Signal and Selected Artificial Intelligence Techniques [Text] / P. Pietrzak, M. Wolkiewicz // Electronics, vol. 12. — 2023.
158. Pietrzak, P. On-Line Detection and Classification of PMSM Stator Winding Faults Based on Stator Current Symmetrical Components Analysis and the KNN Algorithm [Text] / P. Pietrzak, M. Wolkiewicz // Electronics, vol. 10. — 2021.
159. Plangklang, B. Study of Generator Mode on Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) for Application on Elevator Energy Regenerative Unit (EERU) [Text] / B. Plangklang, S. Kantawong, A Noppakant // Energy Procedia, vol. 34. — 2013. — Pp. 382–389.
160. Prokop, J. Nowe równania modeli obwodowych maszyn elektrycznych z magnesami trwałymi [Text] / J. Prokop // Przegląd Elektrotechniczny, — 2010. — No 2. — Pp. 1-8.
161. Reichmeider, P.P. Internal faults in synchronous machines, Part I: The machine model [Text] / P.P. Reichmeider, C.A. Gross, D. Querrey, D. Novosel, S. Salon // IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 15. — 2000. — No 4. — Pp. 376–379.
162. Riera-Guasp, M. The use of the wavelet approximation signal as a tool for the diagnosis and quantification of rotor bar failures [Text] / M. Riera-Guasp, J. Antonino-Daviu, J. Roger-Folch, M. P. Molina // IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 44. — 2008. — No 3. — Pp. 716–726.

163. Rosu, M. Hysteresis model for finite-element analysis of permanent-magnet demagnetization in a large synchronous motor under a fault condition [Text] / M. Rosu, J. Saitz, A. Arkkio // IEEE Transactions on Magnetics, vol. 41. — 2005. — No 6. — Pp. 2118–2123.
164. Rotating Machinery Insulation Test Guide [Text] // Doble Engineering Company. — 1985.
165. Ruiz, J.R.R. Detection of demagnetization faults in permanent-magnet synchronous motors under nonstationary conditions [Text] / J.R.R. Ruiz, J.A. Rosero, A.G. Espinosa, L. Romeral // IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45. — 2009. — No 7. — Pp. 2961–2969.
166. Saidi, L. Diagnosis of brokenbars fault in induction machines using higher order spectral analysis [Text] / L. Saidi, F. Fnaiech, H. Henao // ISA Transactions. — 2013. — No 50. — Pp. 140-148.
167. Samarsky, A.A. The Theory of Difference Schemes [Text] / A. A. Samarsky // Moscow: Nauka Publ., vol. 1. — 2001. — Pp. 786.
168. Sathiakumar, S. Microprocessor based field oriented control of a CSI fed induction motor drive [Text] / F. Blaschke // IEEE Transactions on Industry Applications, — 1983. — No 33. — Pp. 39-43.
169. Schiltz, R. Forcing frequency identification of rolling element bearings [Text] / R. Schiltz // Journal of Sound and Vibration. — 1990. — Pp. 16-19.
170. Schoen, R. Motor bearing damage detection using stator current monitoring [Text] / R. Schoen, T. Habetler, F. Kamran, R. Bartfield // IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31. — 1995. — No 6. — Pp. 1274–1279.
171. Schoen, R.R. An unsupervised on-line system for induction motor fault detection using stator current monitoring [Text] / R.R. Schoen, B.K. Lin, F.G. Habetter, H.J. Shlog, S. Farag // IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31. — 2005. — No 6. — Pp. 1280–1286.
172. Segerlind, L. Applied Finite Element Analysis [Text] / L. Segerlind // John Wiley and Sons, Inc., New York, 2016. — Pp. 456.
173. Shah, D. Stator inter-turn fault detection of doubly-fed induction generators using rotor current and search coil voltage signature analysis [Text] / D. Shah, S. Nandi, P. Neti // IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45. — 2009. — No 5. — Pp. 1831–1842.

174. Shahnazari, H. Actuator and sensor fault detection and isolation for nonlinear systems subject to uncertainty [Text] / H. Shahnazari, P. Mhaskar // *International Journal of Robust and Nonlinear Control*. — 2017. — № 28(6). — Pp. 1996-2013.
175. Shao, S. DCNN-Based Multi-Signal Induction Motor Fault Diagnosis [Text] / S. Shao, R. Yan, Y. Lu, P. Wang, R.X. Gao // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 69. — 2020. — Pp. 2658–2669.
176. Shchur, I. Modelowanie symulacyjno-komputerowe silnika synchronicznego z magnesami trwałymi na podstawie wyników badań polowych [Text] / I. Shchur, A. Rusek, O. Makarchuk // *Maszyny elektryczne. Zeszyty problemowe*. — 2012. — No 3. — Pp. 189-195.
177. Shchur, I. The Simulation Model of a Synchronous Machine with Permanent Magnets That Takes into Account Magnetic Saturation [Text] / I. Shchur, A. Rusek, O. Makarchuk, M. Lis // *National University “Lviv Polytechnic”*. — 2015. — Pp. 181-184.
178. Siddique, A. A review of stator fault monitoring techniques of induction motors [Text] / A. Siddique, G. S. Yadava, B. Singh // *IEEE Transactions on Energy Conversion*. — 2005. — Pp. 106-114.
179. Sieklucki, G. Drive automation [Text] / G. Sieklucki // *AGH Publishing House*, — 2023.
180. Sivertsen, L. Condition Monitoring of Subsea Electrical Equipment Using Motor Current Signature Analysis [Text] / L. Sivertsen, T.E. Kjenner, S. Stjernberg // *EPE Journal*, vol. 22. — 2012. — No 1. — Pp. 28–36.
181. Son, Y.C. Permanent magnet AC motor systems and control algorithm restart methods [Text] / Y. C.Son, S.J. Jang, R. D. Nasrabadi // *GM Global Technology Operations LLC*. — 2011.
182. Stack, J.R. An amplitude modulation detector for fault diagnosis in rolling element bearings [Text] / J.R. Stack, R.G. Harley, T.G. Habetler // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51. — 2005. — No 5. — Pp. 1097–1102.
183. Stark, H., Woods J.W. Probability and Random Processes with Applications to Signal Processing [Text] / H. Stark, J.W. Woods // *Pearson*. — 2002. — 852 p.
184. Stone, G. Inverter-fed drives: Which motor stators are at risk [Text] / G. Stone, S. Campbell, S. Tetreault // *IEEE Industry Application Magazine*, vol. 6. — 2000. — No 6. — Pp. 17–22.

185. Stone, G. Stator winding monitoring [Text] / G. Stone, J. Kapler // IEEE Industry Applications Magazine. - 1998.
186. Stone, G.C. Advancements during the past quarter century in on-line monitoring of motor and generator winding insulation [Text] / G.C. Stone // IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 9. — 2002. — No 5. — Pp. 746–751.
187. Strang, G. An analysis of the finite element method [Text] / G. Strang, G. Fix // Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 2019. — Pp. 328.
188. Streifel, R.J. Detection of shorted turns in the field winding of turbine generator rotors using novelty detector development and field test [Text] / R.J. Streifel, R.J. Marks, M.A. El-Sharkawi, I. Kerszenbaum // IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 11. — 1996. — No 2. — Pp. 312–317.
189. Stulrajter, M. Permanent magnets synchronous motor control theory [Text] / M. Stulrajter, V. Hrabovcová, M. Franco // Journal of Electrical Engineering. — 2007. — No 58. — Pp. 79-84.
190. Suzuki, K. Stability improvement of V/F controlled large capacity voltage-source inverter fed induction motor [Text] / K. Suzuki, S. Saito, T. Kudor, A. Tanaka, Y. Andoh // in Industry Applications Conference, 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the IEEE. — 2006. — Pp. 90-95.
191. Taniguchi, S. Starting Procedure of Rotational Sensorless PMSM in the Rotating Condition [Text] / S. Taniguchi, S. Mochiduki, T. Yamakawa, S. Wakao, K. Kondo and T. Yoneyama // Industry Applications, IEEE Transactions On, vol. 45. — 2009.— Pp. 194-202.
192. Teolis, A. Computational Signal Processing with Wavelets [Text] / A. Teolis // Birkhäuser Boston: Boston, MA, USA, 1998.
193. Toliyat, H.A. Simulation and detection of dynamic airgap eccentricity in salient-pole synchronous machines [Text] / H.A. Toliyat, N.A. Al-Nuaim // IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35. — 1999. — No 1. — Pp. 86–93.
194. Toliyat, H. A. A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machine [Text] / H.A. Toliyat, M.S. Arefen, A.G. Parlos // IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32. — 1996. — Pp. 910–917.
195. Toliyat, H. A. Transient analysis of cage induction machine under stator rotor bar and end ring fault [Text] / H.A. Toliyat, T.A. Lipo // IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 10. — 1995. — Pp. 247–241.

196. Tomer, A.S. Response Based Comparative Analysis of Two Inverter Fed Six Phase PMSM Drive by Using PI and Fuzzy Logic Controller [Text] / A.S. Tomer, S.P. Dubey // *International Journal of Electrical and Computer Engineering*. - 2016 — No 6. — Pp. 2643.
197. Toshifumu, Y. Starting Procedure of Rotation Sensorless PMSM at Coasting Condition for Railway Vehicle Traction [Text] / Y. Toshifumu, W. Shinji, Keiichiro K., Takashi Y., Shun T. and Shinsuke M // *Electrical Engineering in Japan*, vol. 169. — 2009.
198. Tsai, N.C. Fault diagnosis for magnetic bearing systems [Text] / N.C. Tsai, Y.H. King, R.M. Lee // *Mechanical Systems and Signal Processing*. — 2009. — № 23(4). — Pp. 1339–1351.
199. Urresty, J. Analysis of demagnetization faults in surface-mounted permanent magnet synchronous with inter-turns and phase-to-ground shortcircuits [Text] / J. Urresty, J. Riba, L. Romeral, H. Saavedra // *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference*. — 2012. — Pp. 2384-2389.
200. Vaidynathan, P. The role of lossless systems in modern digital signal processing [Text] / P. Vaidynathan, Z. Doganata // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 32. — 1989. — Pp. 181–197.
201. Vas, P. Sensorless Vector and Direct Torque Control [Text] / P. Vas // Oxford University Press, — 1998. — Pp. 729.
202. Vaseghi, B. Modeling of non-salient pm synchronous machines under stator winding inter-turn fault condition: Dynamic model–FEM model [Text] / B. Vaseghi, B. Nahid-Mobarakeh, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar // *Vehicle Power and Propulsion Conference*. - 2007. — Pp. 635–640.
203. Wallmark, O. Control algorithms for a fault-tolerant PMSM drive [Text] / O. Wallmark, L. Harnefors, O. Carlson // *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 54. — 2007. — Pp. 1973–1980.
204. Xiaoping, T. A new model of synchronous machine internal faults based on winding distribution [Text] / T. Xiaoping, L.A. Dessaint, M.E. Kahel, and A.O. Barry // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53. — 2006. — No 6. — Pp. 1818–1828.
205. Yang, S. Comparison of resistance-based and inductance-based self-sensing controls for surface permanent-magnet machines using high-frequency signal injection [Text] / S. Yang; R.D. Lorenz // *Industry Applications, IEEE Transactions On*, vol. 48. — 2012. — Pp. 977-986.

206. Yazici, B. An adaptive statistical time-frequency method for detection of broken bars and bearing faults in motors using stator current [Text] / B. Yazici, G.B. Kliman // IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35. — 1999. — No 2. — Pp. 442–452.
207. Yoo, H. Sensorless Operation of a PWM Rectifier for a Distributed Generation [Text] / H. Yoo, J. Kim, S. Sul // IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22. — 2007. — № 3. — Pp. 1014-1018.
208. Zaman, S.M.K. Broken Rotor Bar Fault Diagnosis for Induction Motors Using Power Spectral Density and Complex Continuous Wavelet Transform Methods [Text] / S.M.K. Zaman, H.U.M. Marma, X. Liang // In Proceedings of the 2019 IEEE Canadian Conference of Electrical and Computer Engineering (CCECE). - 2019. — Pp. 1–4.
209. Zhang, J. Diagnosis of Mechanical Unbalance Fault in Permanent Magnet Synchronous Machine Drives [Text] / J. Zhang, J. Hang, M. Cheng // Electric Power Components and Systems. — 2016. — Pp. 1408-1417.
210. Zhang, Li B. A weighted multiscale morphological gradient filter for rolling element bearing fault detection [Text] / Li B, Zhang P-l, Wang Z-J // ISA Transactions. — 2011. — № 50. — Pp. 599-608.
211. Zhao, G. Demagnetization analysis of permanent magnet synchronous machines under short circuit fault [Text] / G. Zhao, L. Tian, Q. Shen, R. Tang // in Proc. APPEEC. — 2010. — Pp. 1-4.
212. Zhao, K. Sliding mode observer-based current sensor fault reconstruction and unknown load disturbance estimation for PMSM driven system [Text] / K. Zhao, P. Li // Sensors. — 2017. — № 17. — Pp. 2833.
213. Zhao, Z. Fourier Analysis and Its Application [Text] / Z. Zhao // Highlights in Science Engineering and Technology. — 2003. — № 38:. — C. 768-774.
214. Zhongming, Y.E. A review on induction motor online fault diagnosis [Text] / Y.E. Zhongming, W.U. Bin // IEEE IPEDC 2000. — 2000. — Pp. 1353–1358.
215. Zhou, W. Bearing fault detection via stator current noise cancellation and statistical control [Text] / W. Zhou, T.G. Habetler, R.G. Harley // IEEE Transactions on Industrial Application, vol. 55. — 2008. — No 12. — Pp. 4260–4469.

216. Zhou, Lu B. Incipient bearing fault detection via motor current noise cancellation using wiener filter [Text] / Lu B Zhou, T.G. Habetler // IEEE Transactions on Industry Applications. — 2009. — № 45. — Pp. 1309–1316.

217. Zouzou, S.E. Analysis of Induction Motor with broken rotor bars Using Finite Element Method [Text] / S. E. Zouzou, S. Khelif, N. Halem, M. Sahraoui // 2011 2nd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems, EPECS 2011. - 2011.

## ПРИЛОЖЕНИЕ А

### Акт о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы



Акционерное общество  
«МЕЖДУНАРОДНЫЙ АЭРОПОРТ МАГНИТОГОРСК»  
Аэропорт, г. Магнитогорск, Челябинская область, Россия, 455033  
<http://www.airmgn.ru>  
ОКПО 19037000, ОГРН 1177456066160, ИНН / КПП 7456037289 / 745601001

#### АКТ

Об использовании результатов диссертационной работы  
Холодилова Сергея Сергеевича

на соискание учёной степени кандидата технических наук по специальности  
2.4.2 – «Электротехнические комплексы и системы»

Результаты теоретических и экспериментальных исследований, и разработанный метод диагностики, приведённые в диссертационном исследовании С.С. Холодилова «Диагностика электромагнитной системы синхронных двигателей с постоянными магнитами» были применены в рамках модернизации системы водоснабжения АО «Международный Аэропорт Магнитогорск». Результаты исследований апробированы на следующем оборудовании:

- два погружных скважных насоса типа ЭЦП 8-25-180 (тип СДПМ) мощностью 18,5 кВт;
- три двигателя циркуляционных насосов главного контура секции теплоснабжения 1FU8113-2TA2 (тип СДПМ) мощностью 14 кВт.

Данные с двигателей снимаются с токового шунта в режимах изменения частоты вращения с помощью регистратора данных ISDS205A, разрядность 16 бит, частота дискретизации 192 кГц. Полученные сигналы обрабатываются согласно алгоритму, предложенному Холодиловым С.С. и сохраняются в качестве пула диагностических признаков.

Ожидаемый экономический эффект согласно акту аварийных работ по замене двигателя погружного насоса на 2023 год, 1,5 млн рублей, без учета вероятности поставки аналогичного оборудования.



/ Н.С. Двоглазова, начальник службы теплотехнического и санитарно-технического обеспечения АО «Международный Аэропорт Магнитогорск»

29» ноября 2023 г.