

**Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования «Национальный исследовательский
Томский политехнический университет»**

На правах рукописи



Буньков Дмитрий Сергеевич

**АЛГОРИТМЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ
ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ
СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ РЕГУЛИРУЕМОЙ
АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ ПО КРИВЫМ
ЗАТУХАНИЯ ФАЗНЫХ ТОКОВ**

05.09.01 – Электромеханика и электрические аппараты

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук,
доцент Кладиев Сергей Николаевич

Томск – 2022 г.

Содержание

ВВЕДЕНИЕ.....	5
ГЛАВА 1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ИССЛЕДОВАНИЙ В ОБЛАСТИ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ АСИНХРОННОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ.....	12
1.1 Роль и место идентификации параметров схемы замещения асинхронной электрической машины в современном электроприводе с микропроцессорным управлением.....	12
1.2 Оценка параметров схемы замещения асинхронной машины по каталожным данным.....	18
1.3 Оценка параметров схемы замещения асинхронной машины с применением испытательного оборудования.....	20
1.4 Методы предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронной машины с неподвижным ротором средствами преобразователя частоты.....	23
1.5 Выводы по первой главе.....	25
ГЛАВА 2. ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ НАСТРАИВАЕМОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ С НЕПОДВИЖНЫМ ФАЗНЫМ РОТОРОМ.....	26
2.1 Основные допущения при математическом моделировании асинхронной машины.....	26
2.2 Общая методика идентификации параметров настраиваемой модели динамического объекта по кривой затухания тока.....	30
2.2.1 Способы избавления от знака невязки.....	33
2.2.2 Выбор метода минимизации целевой функции.....	33
2.2.3 Описание метода дифференциальной эволюции.....	36
2.3 Модель асинхронной машины с фазным ротором в неподвижной жестко связанной с ротором системе координат u, v	42
2.4 Предварительная идентификация индуктивности фазной обмотки асинхронной машины с неподвижным фазным ротором с разомкнутыми вторичными обмотками по кривой затухания тока ротора.....	49

2.4.1 Составление настраиваемой регрессионной модели с учетом ненулевых начальных условиях	49
2.4.2 Решение задачи минимизации целевой функции методом Ньютона .	53
2.4.3 Решение задачи минимизации целевой функции методом дифференциальной эволюции	63
2.5 Предварительная идентификация параметров схемы замещения асинхронной машины с неподвижным фазным ротором с замкнутыми вторичными обмотками по кривой затухания тока ротора	69
2.5.1 Составление настраиваемой регрессионной модели при ненулевых начальных условиях.....	69
2.5.2 Решение задачи минимизации целевой функции методом Ньютона .	77
2.5.3 Решение задачи минимизации целевой функции методом дифференциальной эволюции	81
2.6. Выводы по второй главе.....	84
ГЛАВА 3. ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ НАСТРАИВАЕМОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ С НЕПОДВИЖНЫМ КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ	85
3.1 Составление настраиваемой регрессионной модели асинхронной машины с неподвижным короткозамкнутым ротором в неподвижной жестко связанной со статором системе координат α , β при ненулевых начальных условиях.....	85
3.2 Предварительная идентификация параметров схемы замещения асинхронной машины с неподвижным короткозамкнутым ротором по кривой затухания тока статора методом дифференциальной эволюции	100
3.3 Выводы по третьей главе	103
ГЛАВА 4. АПРОБАЦИЯ АЛГОРИТМОВ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ С НЕПОДВИЖНЫМ РОТОРОМ	104
4.1 Техническое описание экспериментальной измерительной установки и анализ ее метрологических характеристик	104

4.2 Работа экспериментальной измерительной установки в режиме снятия кривой затухания фазного тока асинхронной машины.....	113
4.3 Апробирование алгоритмов предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронной машины с фазным ротором.....	116
4.3.1 Описание испытательного оборудования	116
4.3.2 Сравнение экспериментальной кривой затухания фазного тока ротора асинхронной машины с фазным ротором с разомкнутыми вторичными обмотками и отклика тока настроенной регрессионной модели	117
4.3.3 Сравнение экспериментальной кривой затухания фазного тока ротора асинхронной машины с фазным ротором с замкнутыми вторичными обмотками и отклика тока настроенной регрессионной модели	120
4.3.4. Анализ регрессионных остатков	123
4.4 Апробирование алгоритмов предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронной машины с короткозамкнутым ротором.....	126
4.4.1 Описание испытательного оборудования	126
4.4.2 Сравнение экспериментальной кривой затухания фазного тока статора асинхронной машины с короткозамкнутым ротором и отклика тока настроенной регрессионной модели	128
4.4.3 Описание нагрузочного стенда.....	130
4.4.4 Инженерная методика настройки векторной системы управления на основе идентифицированных параметров схемы замещения асинхронной машины с короткозамкнутым ротором.....	135
4.4.5. Тестирование векторного электропривода, настроенного на основе оцененных параметров схемы замещения, с использованием нагрузочного стенда.....	142
4.5 Выводы по четвертой главе	144
ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ.....	145
ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ	147
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	148
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	162

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. На сегодняшний день в силу общеизвестных и подтвержденных многими годами успешной эксплуатации положительных качеств асинхронные электрические машины [1, 2] нашли широкое применение в различных сферах промышленности [3]. К основным достоинствам асинхронной машины (АМ) относятся простота конструкции, относительно низкая себестоимость, возможность выдерживать кратковременные токовые перегрузки, отсутствие щёточно-коллекторного узла и дорогостоящих редкоземельных магнитов [4, 5].

Развитие принципов теории управления асинхронными регулирующими электроприводами (ЭП) привело к появлению различных методов управления [6, 7], реализованных в программном обеспечении (ПО) современных микропроцессорных преобразователей частоты (ПЧ) [8]. К таким методам управления относятся скалярное, векторное и прямое управление моментом в различных модификациях и комбинациях [9-11]. Перечисленные методы управления имеют свои области применения и в разной степени требовательны к наличию информации об электромагнитных параметрах математической модели АМ, применяемой в составе электропривода [12]. Задание некорректных настроек системы управления, базирующихся в наибольшей степени именно на параметрах математической модели АМ, может приводить к ухудшению показателей качества регулирования, снижению энергоэффективности [13-18] либо полной неработоспособности асинхронного ЭП [19].

Для математического описания процессов, происходящих в электрической подсистеме регулируемой АМ, наибольшее распространение получила Т-образная схема замещения без учета потерь в магнитопроводе [20, 21]. Для регулируемых АМ необходимо определять оценки следующих параметров Т-образной схемы замещения: активных сопротивлений статорной и роторной обмоток, индуктивностей рассеяния статорной и роторной обмоток, а также индуктивности главного контура намагничивания. На основе прямых измерений электрических величин в фазных обмотках АМ возможно получить оценки следующих параметров

T-образной схемы замещения [22-25]: активного сопротивления статорной обмотки, а также активного сопротивления роторной обмотки для АМ с фазным ротором (ФР) [26-32]. Нахождение остальных оценок электромагнитных параметров T-образной схемы замещения АМ с фазным и короткозамкнутым ротором требует применения методов предварительной [33] и динамической [34] идентификации [35, 36].

Большинство отечественных ПЧ не имеют встроенной универсальной опции по нахождению оценок параметров схемы замещения АМ, что в свою очередь является стандартом для наиболее продвинутых зарубежных производителей, таких как Siemens, Danfoss, ABB, Schneider electric и др [37]. Таким образом, развитие алгоритмов предварительной идентификации особенно актуально при разработке программного обеспечения для ПЧ отечественного производства.

Степень разработанности темы диссертации. Особенность методов предварительной идентификации заключается в определении параметров схемы замещения до ввода АМ в эксплуатацию. Существенный вклад в создание и усовершенствование методов предварительной идентификации внесли многие российские и зарубежные ученые: Каширских В.Г., Ещин Е.К., Копылов И.П., Беспалов В.Я., Анучин А.С., Алямкин Д.И., Панкратов В.В., Нос О.В., Калачев Ю.Н., Шрейнер Р.Т., Зюзев А.М., Ковалев В.З., Глазырин А.С., Боловин Е.В., Виноградов А.Б., Макаров В.Г., Козярук А.Е., Сивокобыленко В.Ф., П. Эйкхофф, В.К. Bose, G. Girrincione, M. Cirincione и другие.

Не снижающаяся по настоящее время интенсивность публикаций по тематике предварительной идентификации параметров АМ как в отечественных, так и в зарубежных изданиях, подтверждает актуальность выбранной тематики.

Объектом исследования является регулируемая асинхронная электрическая машина в составе рабочего комплекса.

Предметом исследования является математическое и алгоритмическое обеспечение микропроцессорных систем управления, которые осуществляют идентификацию, диагностику и управление асинхронными машинами.

Идея работы заключается в нахождении оценок параметров схемы замещения асинхронных машин в составе рабочих комплексов по кривым затухания фазных токов.

Целью диссертационной работы является разработка и апробирование алгоритмов предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронных машин в составе рабочих комплексов на основе настраиваемых регрессионных моделей с применением классических и метаэвристических методов оптимизации.

Для достижения цели были поставлены и решены следующие **задачи**:

1. Получить настраиваемые регрессионные модели асинхронной машины с неподвижным фазным и короткозамкнутым ротором при учете ненулевых начальных условий, описывающие процессы затухания фазного тока, для их дальнейшего применения в алгоритмах предварительной идентификации параметров;

2. Разработать алгоритмы предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронной машины с фазным и короткозамкнутым ротором с применением классических и метаэвристических методов оптимизации при условии зашумленности исходных данных;

3. Численно проверить сходимость разработанных алгоритмов предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронных машин с использованием модельных и экспериментальных данных с позиции анализа регрессионных остатков;

4. Произвести апробацию функционирования алгоритма предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронной машины с короткозамкнутым ротором при настройке электропривода с векторной системой управления.

Научная новизна диссертационной работы заключается в следующем:

1. На основе системы дифференциальных уравнений получены настраиваемые регрессионные модели, аналитически описывающие кривые затухания фазного тока ротора асинхронной машины с неподвижным фазным ротором с разомкнутыми и замкнутыми вторичными обмотками при учете ненулевых началь-

ных условий, *позволяющие* вычислять частные производные по оцениваемым параметрам схемы замещения;

2. На основе системы дифференциальных уравнений получена настраиваемая регрессионная модель, аналитически описывающая кривую затухания фазного тока статора асинхронной машины с неподвижным короткозамкнутым ротором при учете ненулевых начальных условий, *позволяющая* вычислять частные производные по оцениваемым параметрам схемы замещения;

3. Разработаны и апробированы алгоритмы предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронной машины с неподвижным фазным ротором с разомкнутыми и замкнутыми вторичными обмотками по кривым затухания фазного тока ротора методом Ньютона, *являющиеся* гарантировано сходящимися, что обеспечивается обоснованным выбором начальных приближений;

4. Разработаны и апробированы алгоритмы предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронной машины с неподвижным фазным и короткозамкнутым ротором по кривым затухания фазного тока методом дифференциальной эволюции, *являющиеся* гарантировано сходящимися не зависимо от способа избавления от знака невязки, что обеспечивается ограничением поискового пространства в заданных пределах, имеющих физический смысл, а также равномерным распределением особей начальной популяции в полученном многомерном поисковом пространстве.

Теоретическая значимость диссертации:

Разработанные настраиваемые регрессионные аналитические математические модели асинхронных машин с неподвижным фазным и короткозамкнутым ротором, описывающие процесс затухания фазного тока, позволяют вычислять частные производные целевой функции по оцениваемым параметрам схемы замещения при учете ненулевых начальных условий.

Практическая значимость диссертации:

1. На базе трехфазного преобразователя частоты реализована электротехническая установка, позволяющая производить и регистрировать характеристики переходного процесса затухания фазных токов в обмотках асинхронных машин, а

также определять на их основе оценки параметров схемы замещения с использованием разработанных алгоритмов предварительной идентификации;

2. Подтверждена применимость оценок параметров схемы замещения, полученных с помощью разработанных алгоритмов предварительной идентификации, при настройке векторного электропривода запорной арматуры, испытания которого производились с использованием нагрузочного стенда.

На защиту выносятся:

1. Аналитические выражения, описывающие кривые затухания фазного тока ротора асинхронной машины с неподвижным фазным ротором с разомкнутыми и замкнутыми вторичными обмотками при учете ненулевых начальных условий;

2. Аналитическое выражение, описывающее кривую затухания фазного тока статора асинхронной машины с неподвижным короткозамкнутым ротором при учете ненулевых начальных условий;

3. Разработанные и апробированные алгоритмы предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронной машины с неподвижным фазным ротором с разомкнутыми и замкнутыми вторичными обмотками по кривым затухания фазного тока ротора методом Ньютона;

4. Разработанные и апробированные алгоритмы предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронной машины с неподвижным фазным и короткозамкнутым ротором по кривым затухания фазного тока методом дифференциальной эволюции.

Степень достоверности научных исследований и результатов диссертационной работы подтверждается корректностью поставленных задач, обоснованностью принятых допущений, апробированием разработанных алгоритмов предварительной идентификации на электротехнической установке, качественным и количественным сопоставлением модельных и экспериментальных данных.

Методы диссертационного исследования. В диссертационной работе при решении поставленных задач нашли применение теоретические и экспериментальные методы исследования. К теоретическим методам относятся: теория электропривода, теория систем автоматического управления, теория электрических

машин, теория дифференциальных уравнений, методы составления и решения систем линейных и нелинейных алгебраических уравнений, прямое и обратное преобразование Лапласа, методы оптимизации, такие как метод Ньютона и метод дифференциальной эволюции. К экспериментальным методам относятся: моделирование, регрессионный анализ.

В проведенных исследованиях использованы следующие программные продукты: *Matlab R2020a*, *Mathcad 14*.

Реализация результатов работы. Представленные в диссертационной работе алгоритмы предварительной идентификации реализованы на языке *C* в программном обеспечении (ПО) микроконтроллера *STM32F407VG* электротехнической установки, применяемой на предприятии АО «ЭлеСи» (г. Томск) для снятия кривых затухания фазных токов и определения на их основе оценок параметров схемы замещения АМ. Получаемые оценки параметров схемы замещения АМ, согласно представленной в диссертационной работе инженерной методике, применяются для настройки векторной системы управления блока управления электроприводом запорной арматуры *ESD-VCX* производства АО «ЭлеСи» (г. Томск), что подтверждено соответствующим актом.

Соответствие диссертации паспорту научной специальности. Рассматриваемая область исследования соответствует паспорту специальности 05.09.01 – «Электромеханика и электрические аппараты» по пункту 5: «Разработка подходов, методов, алгоритмов и программ, обеспечивающих проектирование, надежность, контроль и диагностику функционирования электрических, электромеханических преобразователей и электрических аппаратов в процессе эксплуатации, в составе рабочих комплексов».

Апробация работы. Результаты диссертационной работы докладывались, обсуждались и получили одобрение на II Всероссийской научно-методической конференции «Современные технологии, экономика и образование», г. Томск, 2020 г., с. 23-25; кафедре «Электропривода и автоматизации промышленных установок», НГТУ НЭТИ, г. Новосибирск; кафедре «Электропривода и автоматиза-

ции промышленных установок», УрФУ, г. Екатеринбург; кафедре «Автоматизированного электропривода», МЭИ, г. Москва.

Публикации. Результаты выполненных исследований отражены в 7 печатных работах, которые включают в себя 2 статьи в журналах, рекомендуемых ВАК, 2 публикации, индексируемые в реферативной базе SCOPUS, 1 публикацию в журнале, входящем в перечень РИНЦ, 1 свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ, 1 тезис доклада в материалах конференции.

Личный вклад автора. Все разработки и научные результаты, выносимые на защиту и изложенные в тексте диссертации, получены самим автором или при его непосредственном участии. Экспериментальные исследования и программная реализация выполнялась автором лично. Соискатель имеет три статьи в рецензируемых журналах без соавторов.

ГЛАВА 1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ИССЛЕДОВАНИЙ В ОБЛАСТИ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ АСИНХРОННОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ

1.1 Роль и место идентификации параметров схемы замещения асинхронной электрической машины в современном электроприводе с микропроцессорным управлением

Исторически асинхронные электрические машины применялись в нерегулируемых ЭП, что ограничивало сферу их применения. С развитием силовой, слаботочной и цифровой элементной базы появилась возможность построения регулируемых, энергоэффективных и функциональных микропроцессорных ЭП, решающих задачи в различных областях промышленности. Так на сегодняшний день наибольшее распространение получили следующие типы систем управления ЭП [37]:

- Система «Тиристорный регулятор напряжения (ТРН)-АМ с контуром обратной связи по скорости» [38];
- Система «ПЧ-АМ со скалярным частотным управлением» [39];
- Система «ПЧ-АМ с ориентированным по полю векторным управлением» (*Field oriented control, FOC*) [40-44];
- Система «ПЧ-АМ с прямым управлением моментом» (*Direct torque control, DTC*) [45].

К недостаткам системы «ТРН-АМ с контуром обратной связи по скорости» можно отнести [38]:

- крайне высокие значения пульсаций токов и напряжения статора при регулировании мощности при больших углах открытия тиристорных ключей, кроме того возможен режим прерывистых токов. Работа тиристорного регулятора напряжения негативно влияет как на работу самого электродвигателя, так и на работу потребителей электроэнергии, питаемых от той же электросети. При устранении вышеуказанных недостатков выявляется необходимость подключения допол-

нительных элементов: дросселей, реакторов, сглаживающих фильтрующих цепочек и т.д.;

- ограниченный диапазон по точности регулирования момента, скорости, особенно на малых скоростях в сравнении с классическим ПЧ;

- тиристорный регулятор зависим от просадок по напряжению и отклонения по частоте питающей сети;

- тиристорный преобразователь не может работать от источника постоянного напряжения без использования блоков искусственной коммутации тиристорных ключей, которые значительно усложняют и удорожают схему управления;

- сложность рекуперации энергии на произвольной скорости вращения при работе ЭП на активную нагрузку;

- для реализации режимов динамического торможения постоянным током и организации реверсирования к ТРН необходимо добавлять контакторы и дополнительные тиристорные ключи;

- тиристорный преобразователь корректно работает только с 3-х фазными АМ, при этом невозможно организовать управление синхронными двигателями с постоянными магнитами и их модификациями [46];

- при сопоставимых с ПЧ условиях ТРН при организации плавного пуска для создания аналогичного момента потребует в цепи АМ формирования значительно больших токов, чем при работе от ПЧ в скалярном режиме;

- ТРН не позволяет реализовать векторное управление АМ;

- для ТРН нужна точная система измерения входных напряжений для организации работы системы импульсно-фазового управления (СИФУ), что не требуется при организации систем управления на базе ПЧ;

- при поданном питающем напряжении на входе тиристорного преобразователя, потенциалы будут присутствовать на статорной обмотке двигателя даже при полностью закрытом СИФУ, следовательно, для исключения поражения электрическим током персонала необходим разрывающий трёхфазный контактор в силовой цепи.

Несмотря на описанные недостатки системы ТРН-АМ, возможна компоновка системы, включающая замкнутый контур регулирования скорости на основе наблюдателя скорости, настроенного с применением идентифицированных параметров схемы замещения АМ [47, 48]. В таком случае для производственных механизмов, требующих относительно небольшой диапазон регулирования, плавный пуск с ограничением бросков тока и момента АМ ТРН позволяет получить достаточно конкурентоспособный ЭП [37, 38, 47, 48].

К недостаткам системы ПЧ-АМ со скалярным управлением можно отнести отсутствие возможности поддержания требуемого уровня скорости (момента) в динамических режимах работы ЭП [37].

Система *DTC* является перспективной, однако сфера ее применения ограничена из-за высоких требований к силовым ключам автономного инвертора напряжения (АИН), а также к микроконтроллеру, применяемому в составе ПЧ для формирования управляющих воздействий. Кроме того, отличительной особенностью системы *DTC* является максимально возможная динамика формирования момента на валу АМ, и как следствие, повышенное энергопотребление, что необходимо и приемлемо далеко не для всех ЭП [45].

Так среди перечисленных систем наиболее востребованной и универсальной, по мнению автора, является полеориентированная система векторного управления асинхронным ЭП, применение которой возможно как для двигательных, так и для генераторных установок на основе АМ. Векторная система управления АМ имеет ряд важных характеристик, которые привели к ее массовому внедрению в современных регулируемых электротехнических комплексах [49]:

1. Регулирование и поддержание скорости на заданном уровне, как в статических, так и динамических режимах работы ЭП, при этом обеспечивается широкий диапазон регулирования. Такое качество векторной системы управления является необходимым для ЭП с точным позиционированием. К таким механизмам, к примеру, можно отнести ЭП лифтовой лебедки, где недопустимы значительные отклонения задаваемой и формируемой скорости рабочего органа, особенно при движении на малой скорости [50-52];

2. Качественное регулирование и ограничение момента, в том числе в динамических режимах крайне востребовано при организации моментных и тяговых ЭП, позволяя плавно формировать заданный момент на рабочем органе механизма не зависимо от текущей скорости, что не доступно для других систем управления. Возможность ограничения момента также востребована для ЭП с ограниченным усилием рабочего органа, превышение которого может приводить к выходу оборудования из строя [53, 54];

3. Снижение энергопотребления, которого возможно добиться изменением потока намагничивания с помощью соответствующего контура регулирования. Данное качество векторной системы автоматического управления (САУ) позволяет оптимизировать энергетические характеристики как двигательной установки на основе АМ в зависимости от текущего уровня нагрузки на валу [55, 56], так и генераторной установки на основе АМ в зависимости от характера энергопотребления [18, 57]. Подобный подход целесообразно применять для медленно меняющихся нагрузок, изменение которых происходит в достаточно широком диапазоне [55];

4. Оптимизация динамических характеристик, что также достигается регулированием потокосцепления. Данный подход применим при организации высокоскоростных ЭП, для которых важно динамичное изменение величины и направления формируемого момента, однако может приводить к ухудшению энергетических показателей [55];

5. Организация второй зоны регулирования. Векторное управление позволяет организовать наиболее эффективную работу во второй зоне регулирования за счет ослабления потока намагничивания, обеспечивая постоянство предельной мощности ЭП [58].

Классическая двухконтурная подчиненная полеориентированная система векторного управления АМ [59] базируется на принципах управления, разработанных ранее для электроприводов постоянного тока независимого возбуждения [60-62]. Так для управления моментом двигателя постоянного тока (ДПТ) независимого возбуждения и, как следствие, контроля скоростью, производится регули-

рование напряжения, подводимого к якорной цепи, и формирование тока якоря, согласно модели двигателя [20], прямо пропорционального электромагнитному моменту. Регулирование напряжения, подводимого в обмотке возбуждения ДПТ, позволяет контролировать поток возбуждения, который возможно изменять, к примеру, при необходимости работы во второй зоне регулирования, либо необходимости формирования кратковременного повышенного момента на низких скоростях.

Аналогично двухконтурной системе управления ДПТ, векторная система управления АМ имеет два условно независимых основных контура регулирования [59], а именно контур скорости и контур потокосцепления, а также два подчиненных контура, отвечающих за формирование и регулирование тока в обмотках статора. Широко применяемая в инженерной практике структура векторной системы автоматического управления АМ с датчиком скорости [55] представлена на рисунке 1.

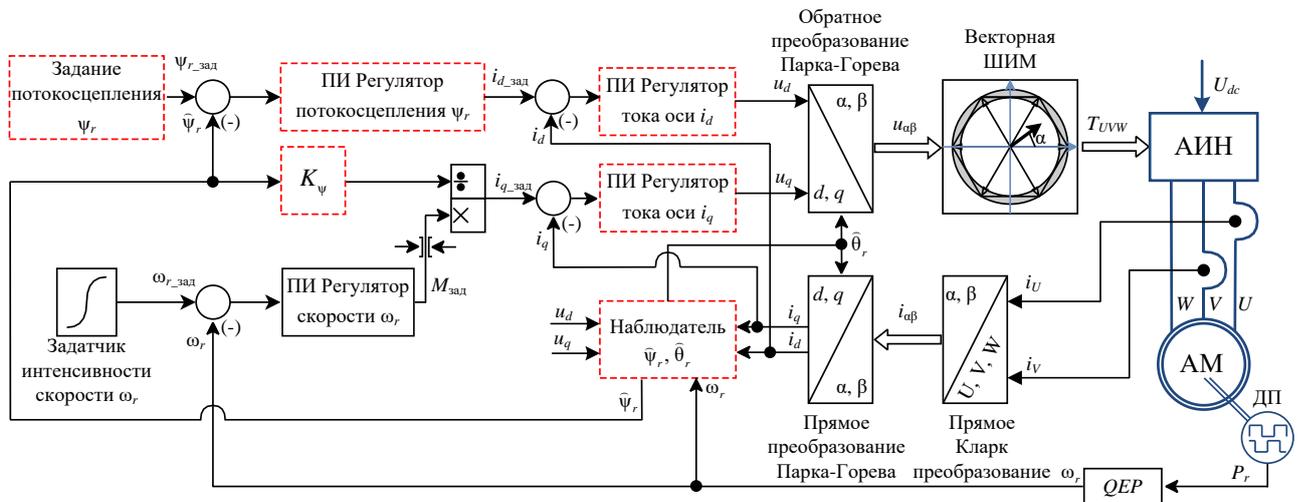


Рисунок 1. Компоненты в составе структуры векторной системы управления с непосредственной ориентацией по полю ротора, настройка которых требует оценок параметров схемы замещения АМ

Согласно структуре векторной САУ (рисунок 1), контур регулирования скорости, с подчиненным ему контуром регулирования тока i_q , отвечает за формирование и, при необходимости, ограничение момента двигателя $M_{зад}$ и управление скоростью вращения вала машины ω_r . Формирование задания контура скорости обеспечивается S-образным задатчиком интенсивности, а сигнал обратной связи

вычисляется на основе импульсов, поступающих от датчика положения (энкодера). Контур потокосцепления, с подчиненным ему контуром тока i_d , отвечает за поддержание заданного уровня потокосцепления ротора $\hat{\psi}_r$. ПИ-регуляторы контуров регулирования обеспечивают поддержание требуемых переменных состояния, а также качество переходных процессов. Ориентация вращающейся ортогональной двухфазной системы координат в осях d, q относительно вектора потокосцепления ротора на угол $\hat{\theta}_r$, обеспечивает прямую пропорциональность тока i_q и формируемого электромагнитного момента $M_{\text{зад}}$. Контроль токов в фазах двигателя обеспечивается как минимум двумя каналами измерения. Переход от реальной, трехфазной неподвижной системы координат в осях U, V, W к вращающейся ортогональной системе координат в осях d, q через промежуточную ортогональную неподвижную двухфазную систему координат в осях α, β обеспечивается Кларк преобразованиями и преобразованиями Парка-Горева. Так как в существующих системах редко применяются датчики Холла, устанавливаемые непосредственно в магнитном контуре асинхронного двигателя, для определения потокосцепления ротора и угла поворота координатной системы $\hat{\theta}_r$, применяется соответствующий наблюдатель, на вход которого поступают напряжения и токи в осях d, q , а также скорость вращения ротора ω_r . Для эффективного использования напряжения звена постоянного тока U_{dc} применяется блок векторной широтно-импульсной модуляции (ШИМ), формирующий сигналы T_{UVW} , поступающие на силовые ключи АИН.

Согласно структуре векторной САУ (рисунок 1) для качественной настройки регуляторов тока и потокосцепления требуются оценки параметров схемы замещения АМ, при этом настраиваемые коэффициенты регулятора скорости в данном случае не зависят от электромагнитных параметров АМ, а зависят от параметров механической подсистемы ЭП. Без формирования корректного задания контура потокосцепления, расчет которого также связан с оценками параметров схемы замещения АМ, невозможно обеспечить желаемый для многих систем номинальный уровень скорости при номинальном уровне нагрузки на валу и номи-

нальной уровне тока в обмотках статора. Обеспечение таких характеристик ЭП в свою очередь свидетельствует о правильном соотношении в распределении ресурсов системы управления между контурами скорости и потокосцепления непосредственно для данной АМ. Функционирование наблюдателя состояния, вычисляющего $\hat{\psi}_r$ и $\hat{\theta}_r$ на основе мгновенных значений i_{dq} , u_{dq} и ω_r , также невозможно без корректных оценок параметров схемы замещения АМ. Для организации ограничения момента на выходе регулятора скорости, пропорционального текущему уровню потокосцепления, требуется применение коэффициента K_ψ , расчет которого также производится согласно оценкам параметров схемы замещения АМ. Таким образом, можно сделать вывод о том, что для асинхронных ЭП с векторным управлением внедрение алгоритмов предварительной идентификации в программное обеспечение ПЧ является крайне востребованным.

1.2 Оценка параметров схемы замещения асинхронной машины по каталожным данным

На практике широко применяются методы предварительного определения параметров схемы замещения, базирующиеся на использовании каталожных (справочных) данных АМ. Известна безитерационная методика [63], позволяющая определить все параметры Т-образной схемы замещения АМ серий 4А и АТД. Апробирование метода производилось для АМ мощностью от 3 кВт до 160 кВт, изготавливаемых в строгом соответствии с ГОСТ. Одним из достоинств методики является учет зависимости активного и индуктивного сопротивления роторной обмотки от скольжения АМ. В качестве другого достоинства методики можно выделить возможность использования в качестве исходных данных экспериментальные, полученные согласно ГОСТ [25]. Погрешности оценок параметров схемы замещения составили не более 15%, что является приемлемым для применения в инженерной практике.

Схожим безитерационным методом является [64], применение которого возможно для определения параметров АМ малой мощности. В качестве преимуществ метода можно выделить учет эффекта насыщения магнитной цепи. Однако

стоит отметить, что подбор значения коэффициента, отвечающего за учет эффекта насыщения магнитной цепи, производится эмпирически и с определенной степенью достоверности.

В предлагаемых алгоритмах [65], также без применения итерационных процедур, предусматривается определение оценок параметров схемы замещения АМ, при этом учитывается нелинейная зависимость тока холостого хода (X_X) от напряжения питания и его частоты. Учет нелинейной зависимости заключается в расчете относительного значения магнитного потока в магнитопроводе статора и определении относительного значения тока X_X по относительной характеристике намагничивания. При этом наилучший эффект достигается при расчете характеристик АМ небольшой мощности (примерно до 5 кВт) и особенно асинхронных микромаших, у которых относительный ток холостого хода имеет повышенные значения.

Еще один предложенный безитерационный метод [66] авторы предлагают применять для АМ большой мощности. Апробирование метода производилось на АМ мощностью 250 кВт серии 4А. Для снижения погрешности при определении параметров предварительно определяется зависимость тока X_X мощных АМ от номинальной мощности.

Существуют также итерационные методы определения параметров АМ по каталожным данным [67], во многом базирующиеся на [63]. Метод основан на подборе коэффициента, характеризующего отношение активного сопротивления фазы статора к приведенному активному сопротивлению фазы ротора.

Другой итерационной методикой определения параметров схемы замещения АМ по справочным данным являются [68]. Автор добивается схождения экспериментальных и восстановленных механических и электромеханических характеристик АМ, при этом для правильного расчета значений в режиме пуска производится учет эффекта вытеснения тока, для чего необходимо значение глубины паза, зачастую неизвестного. В расчетах также применялось приближенное значение коэффициента приведения Т-образной схемы замещения к Г-образной, а также ряд других допущений. В целом предложенная методика [68] расчёта парамет-

ров дает удовлетворительный результат для машин мощностью от 5 до 250 кВт серии 5А. Для машин меньшей мощности требуется уточнение модели и методики расчёта параметров.

Работы [63-69], относящиеся к группе методов определения параметров схемы замещения асинхронной машины по каталожным данным и имеют общие недостатки:

1. Многочисленные принимаемые допущения и задаваемые эмпирические коэффициенты в представленных методах дают возможность с приемлемой точностью определять параметры только серийных общепромышленных АМ. Подобные методы являются непригодными для определения параметров машин нестандартной конструкции, таких как погружные, высоковольтные, а также низкоскоростные АМ;

2. Для уменьшения погрешности оценок может потребоваться сбор априорной информации о работе АМ в номинальных режимах работы, режимах ХХ и короткого замыкания (КЗ), что является затруднительным;

3. Представленные методы не учитывают текущее температурное состояние машины и соответственно ее влияние на определяемые параметры АМ.

1.3 Оценка параметров схемы замещения асинхронной машины с применением испытательного оборудования

Методы независимого тестирования (off-site методы) предполагают индивидуальное тестирование АМ, отсоединенного от приводимого механизма. Для проведения тестирования применяются испытательные стенды и другое специализированное оборудование. В ходе тестирования производится оценка отклика АМ на специально сформированные управляющие воздействия и определение параметров на их основе.

Среди экспериментальных методов определения параметров наиболее часто применяются классические подходы тестирования: режим ХХ, КЗ и номинальной нагрузки [25, 70]. В одной из работ [71] для определения параметров производились опыты ХХ и КЗ по классической методике. В работе предложена схема за-

мещения АМ, учитывающая магнитные потери от потока рассеяния статорной обмотки. Для упрощения расчетов в установившихся и переходных режимах рекомендован учет эффекта вытеснения тока ротора, влияние которого эквивалентно магнитным потерям. Также представлен способ экспериментальной коррекции параметров модифицированной схемы замещения с учетом влияния сопротивления статорной обмотки на напряжение намагничивающего контура при обработке данных опыта ХХ, а также влияния намагничивающего тока при обработке данных опыта КЗ.

Особенностью работы [72] является методика определения основных параметров тягового электродвигателя большой мощности. Определение параметров производилось на основании опытов ХХ и КЗ с применением метода разделения потерь в режиме номинальной нагрузки. Апробирование метода производилось на асинхронном тяговом электродвигателе мощностью 1250 кВт. В результате получены оценки параметров применительно к Т-образной схеме замещения АМ, а также произведена оценка мощности основных потерь в различных режимах работы.

В работе [73] рассматривается метод определения параметров Т-образной схемы замещения АМ с ФР на основе опыта ХХ. В работе произведен учет влияния напряжения намагничивающего контура на ток ХХ и потери в стали. Апробирование метода производилось на крановом асинхронном двигателе с фазным ротором мощностью 3,5 кВт.

Другому подходу к определению параметров посвящена работа [74]. Подход, включающий комбинацию схемного и пространственного моделирования электромагнитных полей позволяет учесть влияние конструктивных особенностей АМ, эффекты само- и взаимоиндукции обмоток, поверхностный и торцевой эффекты в статоре и роторе, нелинейность электрофизических и магнитных свойств активных и конструкционных материалов на электромагнитные процессы и параметры АМ в динамических режимах работы. В работе установлено, что по сравнению с общеизвестными методами [63], предложенный схемно-полевой метод позволяет повысить точность оценивания параметров на 15%. К недостаткам метода можно отнести необходимость наличия информации о конструктивных осо-

бенностях и материалах, применяемых в конкретной АМ. В большинстве случаев эта информация не доступна для обычного пользователя электротехнического оборудования и является коммерческой тайной.

Другой подход экспериментального определения параметров схемы замещения АМ описан в [75]. Метод, разработанный автором, позволяет найти не сами параметры, а характеризующие их коэффициенты, которые могут быть использованы при настройке векторной системы управления. Для определения границы линейной зоны кривой намагничивания предлагается применять опыт ХХ. Нахождение соотношения параметров для настройки системы управления производится с помощью опыта минимума тока, а также произвольно задаваемого токосцепления ротора. Предложенная методика была протестирована на низкоскоростном многополюсном асинхронном двигателе. Применение данного подхода ограничивается условно линейной зоной кривой намагничивания, не достигая зоны насыщения. Данная методика может применяться только для АМ, у которых индуктивность при определении оценок параметров схемы замещения с помощью опыта ХХ мало зависит от тока статора.

Методы независимого тестирования для определения параметров схемы замещения АМ имеют общие недостатки [70-77]:

1. Методы независимого тестирования требуют выведения используемой АМ из эксплуатации и дальнейших испытаний на специализированных нагрузочных стендах с требуемым набором датчиков переменных состояния. Это обстоятельство делает подобную процедуру определения параметров дорогостоящей, а в случае габаритных АМ большой мощности, не всегда реализуемой;

2. Представленные методы не могут учитывать текущее температурное состояние машины, и соответственно влияние температуры на определяемые параметры АМ, непосредственно в составе рабочего органа.

1.4 Методы предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронной машины с неподвижным ротором средствами преобразователя частоты

Методы предварительной идентификации параметров схемы замещения АМ с неподвижным ротором средствами ПЧ базируются на подаче тестовых сигналов напряжения в обмотки АМ и оценке соответствующих откликов тока с использованием различных численных методов.

В работе [78] описывается метод определения параметров Т-образной схемы замещения АМ, базирующийся на восстановлении частоты и амплитуды тока с помощью быстрого Фурье преобразования. На первом этапе производится определение активного сопротивления ротора, для чего на статорные обмотки подается ступенчатое управляющее воздействие. На следующем этапе производится определение индуктивностей рассеяния статора и ротора, для чего на обмотки статора подается высокочастотный сигнал (78 Гц), позволяющий игнорировать процессы, происходящие в цепи намагничивания. На последнем этапе производится экспериментальное определение индуктивности главного контура намагничивания, а также приведенного активного сопротивления ротора с помощью формирования низкочастотного синусоидального сигнала тока (от 0.7 Гц и 1.5 Гц) в статорных обмотках. В работе описаны проблемы выделения спектра зашумленных и искаженных фазных токов, а также методы компенсации негативного влияния мертвого времени на сигнал, модулированный АИН. Недостатком работы является недостаточная теоретическая обоснованность подбора частот синусоидальных тестовых воздействий.

Схожей методике определения параметров АМ посвящена работа [79]. Особенностью данной работы является то, что метод предназначен для определения параметров схемы замещения линейного асинхронного электродвигателя, у которого индуктивности рассеяния статора и ротора значительно различаются, в отличие от вращающихся АМ, для которых индуктивности рассеяния часто принимают равными [78]. Определение параметров производится в три этапа аналогично [78] с применением Фурье преобразования при анализе синусоидальных сигналов.

На первом этапе на обмотки линейной АМ подается постоянное напряжение и производится определение активного сопротивления статорной обмотки по установившемуся значению фазного тока. На втором этапе производится определение суммарной индуктивности рассеяния с помощью подачи высокочастотного синусоидального сигнала (500 Гц), что позволяет не учитывать в расчетах активные сопротивления статора и ротора, а также контур намагничивания. На третьем этапе на статорные обмотки подается низкочастотный синусоидальный сигнал и производится определение индуктивности главного контура намагничивания, а также приведенного активного сопротивления ротора. Предложенный подход имеет хорошую точность при определении индуктивностей рассеяния статора и ротора в сравнении с методами, основанными на опытах ХХ и КЗ, однако демонстрирует большую погрешность при определении индуктивности главного контура намагничивания. Кроме того в предложенной методике применяется коэффициент, определяемый эмпирически для подобных машин, что может вызывать дополнительные погрешности при определении параметров линейных АМ нестандартного исполнения. Также в работе [79] не учитывается негативное влияние АИН на форму токов, формируемых в АМ, как это было исследовано в [78].

К недостаткам данного метода [78-79] можно отнести необходимость приостановки технологического процесса для проведения процедуры предварительной идентификации. При этом у данного метода имеется ряд преимуществ:

1. Отсутствие необходимости выведения ЭП из эксплуатации, демонтажа АМ, а также дополнительного испытательного оборудования и измерительных средств для нахождения оценок параметров АМ;

2. Определение оценок параметров схемы замещения АМ, непосредственно применяемой в составе ЭП с учетом ее текущего температурного состояния, с высокой точностью непосредственно перед началом эксплуатации.

1.5 Выводы по первой главе

Результаты проведенного анализа состояния теоретических исследований и практических работ по тематике предварительной идентификации показали, что:

1. Эффективность и работоспособность современных систем управления частотными ЭП непосредственно определяется их корректной настройкой, базирующейся на электромагнитных параметрах схемы замещения применяемой АМ. Как следствие, имеется потребность в оценке значений электромагнитных параметров схемы замещения АМ непосредственно перед началом эксплуатации ЭП;

2. Используемые методики оценки параметров схемы замещения по каталожным данным не являются универсальными и имеют невысокую точность для АМ нестандартной конструкции. Применение специализированного испытательного оборудования позволяет с высокой точностью оценить параметры схемы замещения, однако данный метод требует выведения АМ из эксплуатации, а также является дорогостоящим и не всегда возможным. Наиболее точным методом оценки параметров схемы замещения АМ можно считать расчет на основании данных завода изготовителя, учитывающего особенности используемых электротехнических материалов, конструкции обмоток и магнитопровода конкретного типоразмера и серии АМ, однако такой подход применим только для непосредственных производителей АМ. Наиболее универсальными и удобными с точки зрения эксплуатации являются методы предварительной идентификации на основе измерительных средств ПЧ, как наиболее широко распространенного и функционального на сегодняшний день устройства управления АМ. Преимуществом такого подхода является возможность определения оценок электромагнитных параметров АМ в составе рабочего комплекса непосредственно перед пуском ЭП без необходимости демонтажа АМ, а также применения дополнительного оборудования.

ГЛАВА 2. ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ НАСТРАИВАЕМОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ С НЕПОДВИЖНЫМ ФАЗНЫМ РОТОРОМ

2.1 Основные допущения при математическом моделировании асинхронной машины

В основе, как различных синтезируемых систем управления, так и методов идентификации лежит математическая модель, описывающая основные процессы преобразования энергии, протекающие в АМ в основных статических и динамических режимах работы. Основной сложностью при составлении модели является то, что АМ представляет собой существенно нелинейный динамический объект, подробное математическое описание которого является затруднительным.

При описании процессов электромагнитного преобразования энергии, протекающих в АМ, часто применяют эквивалентную схему замещения. Так при рассмотрении АМ с ФР применяется эквивалентная схема замещения [80] без учета магнитных потерь (рисунок 2).

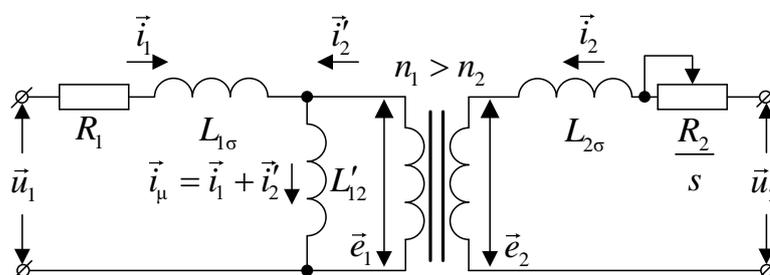


Рисунок 2. Эквивалентная схема замещения АМ с ФР ротором без учета магнитных потерь без приведения обмоток к равнопотенциальным точкам

На эквивалентной схеме замещения АМ с ФР ротором без учета магнитных потерь (рисунок 2) приняты следующие обозначения:

\vec{u}_1 – обобщенный вектор входного напряжения обмотки статора, В;

\vec{u}_2 – обобщенный вектор входного напряжения обмотки ротора, В;

\vec{i}_1 – обобщенный вектор тока статора, А;

\vec{i}_2 – обобщенный вектор тока ротора, А;

\vec{i}_2 – обобщенный вектор тока ротора, приведенного к статорным обмоткам, А;

\vec{i}_μ – обобщенный вектор намагничивающего тока, А;

\vec{e}_1 – электродвижущая сила обмотки статора, В;

\vec{e}_2 – электродвижущая сила обмотки ротора, В;

R_1 – активное сопротивление обмотки статора, Ом;

R_2 – активное сопротивление обмотки ротора, Ом;

$L_{1\sigma}$ – индуктивность рассеяния обмотки статора, Гн;

$L_{2\sigma}$ – индуктивность рассеяния обмотки ротора, Гн;

L'_{12} – приведенная к статорным обмоткам индуктивность главного контура намагничивания, Гн;

n_1 – число витков обмотки статора;

n_2 – число витков обмотки ротора;

s – скольжение.

Эквивалентная схема замещения АМ с ФР ротором (рисунок 2) аналогична схеме замещения двухобмоточного трансформатора за исключением наличия дополнительного источника ЭДС в цепи ротора, определяемого текущим уровнем скольжения s . Конструкция АМ с ФР проектируется таким образом, что число витков статорной обмотки значительно больше числа витков роторной обмотки ($n_1 > n_2$). Для упрощения синтеза системы управления приведение параметров АМ, как правило, производится к тем электрическим цепям (статора или ротора), к которым подключается ПЧ. Согласно схеме замещения (рисунок 2), структура которой в общем виде применима для любого типа АМ, при решении задач предварительной и динамической идентификации требуется оценка пяти электромагнитных параметров:

- активного сопротивления обмотки статора;
- активного сопротивления обмотки ротора;
- индуктивности рассеяния обмотки статора;

- индуктивности рассеяния обмотки ротора;
- индуктивности главного контура намагничивания.

Предельно достижимая точность нахождения оценок параметров схемы замещения АМ ограничивается не только особенностью каждого конкретного численного метода, лежащего в основе процедуры предварительной идентификации. Другим важным обстоятельством является то, что классическая эквивалентная схема замещения является неполной при описании электромагнитных процессов в АМ и при ее составлении принимается ряд существенных допущений:

1. Линейность магнитной системы. Значения индуктивности рассеяния статора и ротора, а также индуктивности главного контура намагничивания, как правило, принимаются постоянными при работе АМ в различных режимах, а характеристика намагничивания принимается линейной. В действительности характеристика намагничивания АМ имеет существенно нелинейный характер, особенно проявляющийся в зоне насыщения магнитной системы [56, 75, 81, 82]. Проблема учета нелинейности кривой намагничивания является наиболее актуальной при необходимости регулирования потокосцепления АМ, к примеру, при организации работы во второй зоне регулирования [83], либо при оптимизации энергетических характеристик ЭП;

2. Отсутствие потерь в стали, вызванных вихревыми токами и явлением гистерезиса. Потери в стали в большей степени характеризуются явлением магнитного гистерезиса, а также протеканием вихревых токов в листах электротехнической стали магнитопровода АМ [56, 82]. Кроме того, потери в стали вызываются, частными петлями гистерезиса, обусловленными работой АИН ПЧ, вызывающего пульсации тока, кратные несущей частоте ШИМ. Тем не менее, АМ проектируются таким образом, что потерями в магнитопроводе, по сравнению с активными потерями в обмотках статора, можно пренебречь [55];

3. Отсутствие эффекта вытеснения тока. Эффект вытеснения тока (скин-эффект) проявляется в стержнях ротора АМ при скольжении не равном нулю и предполагает, что активное сопротивление стержней увеличивается с повышением частоты тока ротора [84]. Кроме того, явление эффекта вытеснения тока

приводит к тому, что фаза вектора плотности тока перераспределяется по сечению стержней в зависимости от частоты. Учет данного эффекта, однако, наиболее важен при определении оценок параметров АМ большой мощности [85];

4. Симметричность статорных и роторных обмоток. Параметры статорных и роторных обмоток по фазам могут несколько различаться, так как технологически невозможно изготавливать их абсолютно одинаковыми. Несимметрия параметров обмоток АМ по фазам приводит к определенной погрешности при построении идентификаторов и наблюдателей [37, 86-91], а ее учет является затруднительным [37, 81]. В силу относительно небольшого вклада несимметричности статорных и роторных обмоток в процессы протекания фазных токов ею можно пренебречь;

5. Пренебрежение неравномерностью воздушного зазора. Воздушный зазор АМ не является равномерным по технологическим причинам [92], что приводит к появлению высших гармоник поля в магнитном зазоре. Данный эффект, однако, не является существенным при нахождении оценок параметров схемы замещения АМ и наиболее сильно проявляется при вращении вала АМ на низких оборотах;

6. Не учитывается изменение магнитной проводимости, обусловленное наличием пазов статора и ротора. Наличие пазов на поверхностях статора и ротора электрических машин вызывает искажение магнитного поля в зазоре и появления зубцовых пространственных гармоник этого поля [20]. Эти гармоники вызывают добавочные потери в стали и в короткозамкнутых обмотках, пульсации момента, изменение индуктивных сопротивлений дифференциального рассеяния и появления шума в машине. Так как преобладающее влияние на моментобразование АМ оказывает основная гармоника магнитного поля в воздушном зазоре, то можно пренебречь влиянием высших гармоник магнитного поля, обусловленных наличием пазов статора и ротора [84];

7. Схема замещения АМ приводится к равнопотенциальным точкам. Конструкция АМ такова, что число витков ее статорной и роторной обмоток не является одинаковым. Для составления единой, замкнутой схемы замещения ма-

шины применяют коэффициент приведения, определяемой соотношением числа витков статорной и роторной обмоток АМ [22];

8. Постоянство температурного режима. В ходе эксплуатации неизбежным является изменение температуры АМ, и как следствие, изменение связанных с температурой параметров. Особенно сильно изменение температуры сказывается на изменении активных сопротивлений статорной и роторной обмоток. Продолжительность переходных процессов в фазных обмотках при предварительной идентификации параметров АМ с неподвижным ротором много меньше, чем тепловые постоянные времени электрической машины. Соответственно изменением теплового состояния машины можно пренебречь [56].

Известны попытки более подробного учета упомянутых явлений, однако по результатам исследований излишне подробный учет данных явлений не оказывает существенного влияния на итоговые результаты математического моделирования машины [56, 93], при этом значительно усложняя математическое описание. Кроме того, при выборе иерархического уровня моделирования [94] более важным является режим работы подлежащий моделированию, нежели тип АМ (высоковольтные, линейные, погружные машины, и.т.п.). Использование достаточно простых линейных математических моделей АМ с общепринятыми допущениями позволяет с приемлемой точностью описывать физические процессы электромеханического преобразования энергии, происходящие в реальной электрической машине во всех основных режимах работы [95, 96].

2.2 Общая методика идентификации параметров настраиваемой модели динамического объекта по кривой затухания тока

Предлагаемая процедура предварительной идентификации параметров динамического объекта по кривой затухания тока [97] средствами цифрового устройства производится в два этапа. В качестве динамического объекта выступает АМ с неподвижным КЗ ротором, для которой производится идентификация параметров схемы замещения на основании фазного тока статорной обмотки. На первом этапе накачки средствами транзисторного коммутатора производится под-

ключение обмоток динамического объекта к источнику питания, что вызывает протекание постоянного тока заданной величины. Этап накачки продолжается до полного и гарантированного завершения переходного процесса по току, время которого определяется свойствами динамического объекта, после чего установившееся значение тока $i(0+)$ запоминается цифровым устройством и используется при дальнейших расчетах в качестве ненулевого начального условия.

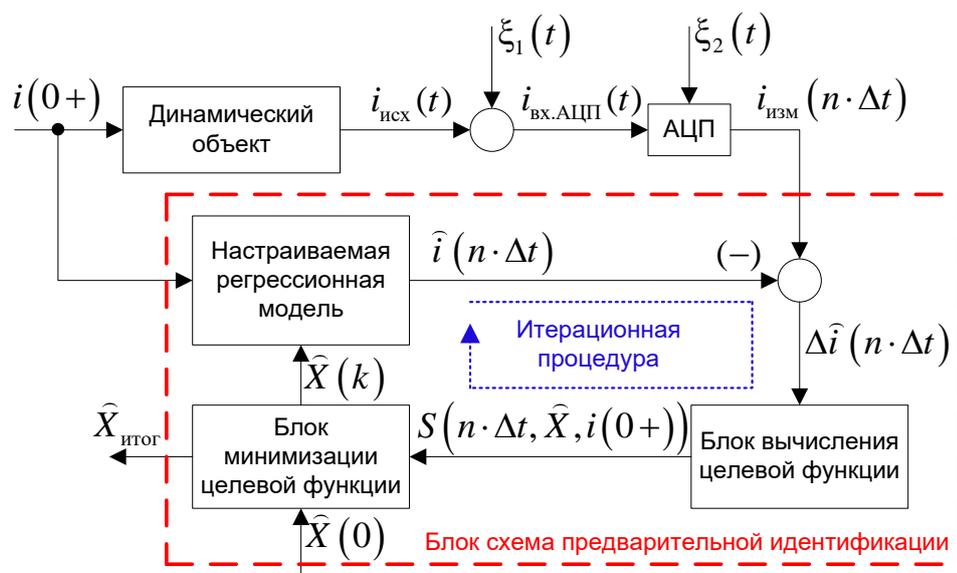


Рисунок 3. Функциональная схема цифрового устройства для идентификации параметров динамического объекта по кривой затухания тока

По окончании первого этапа накачки производится переход ко второму этапу идентификации – формированию кривой затухания тока, что обеспечивается отключением обмоток испытуемого динамического объекта от источника питания и их замыкании между собой. За счет энергии, накопленной в магнитной системе динамического объекта на этапе накачки, происходит плавное затухание свободной составляющей фазного тока $i_{исх}(t)$ от установившегося значения $i(0+)$ до нуля. Мгновенные значения затухающего тока динамического объекта фиксируются с помощью цифрового устройства идентификации (рисунок 3). Исходный сигнал кривой тока $i_{исх}(t)$ может быть доступен для наблюдения только в модельных задачах, в реальных же системах этот сигнал необратимо смешан с помехами измерительной системы $\xi_1(t)$. К помехам $\xi_1(t)$ следует отнести помехи, вызванные несовершенством канала измерения, несовершенством регулировочной характеристики датчика тока (зона нечувствительности, насыщение, гистерезис). При

прохождении через аналогово-цифровой преобразователь (АЦП) сигнал $i_{\text{вх.АЦП}}(t)$ подвергается двум видам преобразования: дискретизации по времени с периодом дискретизации Δt и квантованию по уровню с добавлением аддитивной помехи квантования $\xi_2(t)$, зависящие от разрядности АЦП [33]. Для дальнейших выкладок сделано допущение, что суммарные помехи $\xi(t) = \xi_1(t) + \xi_2(t)$ в измерительной системе имеют форму белого шума с гауссовским распределением. Обработка полученного дискретного сигнала $i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t)$, где n – номер текущего шага дискретизации, производится в программном обеспечении цифрового устройства с помощью блока предварительной идентификации. Сформированная итерационная процедура производит расчет невязки $\Delta \hat{i}(n \cdot \Delta t)$ между током на выходе настраиваемой регрессионной модели $\hat{i}(n \cdot \Delta t)$, для которой ток $i(0+)$ является ненулевым начальным условием, и экспериментально полученным током $i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t)$, определяя значение целевой функции $S(n \cdot \Delta t, \hat{X}, i(0+))$, которое характеризует степень сходимости алгоритма к решению. На основании полученного значения целевой функции производится ее минимизация, достигаемая корректировкой оценок искомых параметров настраиваемой регрессионной модели динамического объекта $\hat{X}(k)$, где k – шаг итерационного процесса идентификации. После окончания итерационной процедуры, которое происходит по достижении требуемого уровня показателя оптимизации, происходит выдача полученных итоговых оценок $\hat{X}_{\text{итог}}$ искомых параметров. Начальные приближения оценок $\hat{X}(0)$ задаются до начала процесса вычисления и в значительной степени определяют скорость сходимости алгоритма к решению.

В численных примерах идентификации, описанных в данной работе, принят $\Delta t = 100$ мкс, что соответствует частоте дискретизации 10 кГц. Чрезмерное снижение частоты дискретизации недопустимо, так как это вступает в противоречие с требованиями теоремы В.А. Котельникова [98, 99]. Чрезмерное повышение частоты дискретизации усложняет процесс фильтрации шумовой составляющей измеренного сигнала, а также увеличивает вычислительную мощность, требуемую для

реализации процедуры идентификации на цифровом сигнальном процессоре. Выбор частоты дискретизации 10 кГц для решения данной задачи обусловлен компромиссом между этими двумя крайностями.

2.2.1 Способы избавления от знака невязки

Организовать обработку невязки (рисунок 3) $\Delta \hat{i}(n \cdot \Delta t)$ и произвести соответствующий расчет значения целевой функции можно с двух фундаментальных позиций: методом наименьших квадратов (МНК), либо методом наименьших модулей (МНМ). Как правило, в большинстве случаев выбирают организацию процесса обработки невязки с позиции МНК [100], так как подобный подход позволяет применять известные классические методы минимизации целевой функции (метод покоординатного спуска, метод Ньютона, метод Левенберга-Марквардта). В некоторых случаях для идентификации параметров нелинейных динамических объектов, таких как асинхронные машины, может оказаться выгоднее применять МНМ [101], так при изменении способа избавления от знака невязки изменяется и форма целевой функции. Использование МНМ для избавления от знака невязки при решении задачи идентификации параметров динамического объекта доступно при применении метаэвристических методов минимизации целевой функции (генетический алгоритм, пчелиный рой, метод кузнечика, метод дифференциальной эволюции), для которых не требуется вычисление производных целевой функции. Таким образом, при применении метаэвристических методов оптимизации использование МНК, либо МНМ является равноценным, а выбор способа избавления от знака невязки определяется формой целевой функции, при которой тот или иной метод быстрее сходится к решению.

2.2.2 Выбор метода минимизации целевой функции

Согласно функциональной схеме (рисунок 3) для построения итерационной процедуры по идентификации параметров настраиваемой модели динамического объекта требуется решить задачу минимизации целевой функции. Произведем постановку задачи по оптимизации параметров настраиваемой модели динамическо-

го объекта. Задача оптимизации параметров $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_n]^T$ настраиваемой модели динамического объекта сводится к поиску минимума некоторой целевой функции $S(\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_n)$ в n -мерном евклидовом пространстве \mathbb{R}^n . Значение целевой функции $S(\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_n)$ характеризует степень достижения цели, во имя которой поставлена и решается задача оптимизации. Решение задачи оптимизации ведется среди множества допустимых решений целевой функции $\mathbf{X} \subseteq \mathbb{R}^n$, среди элементов которого осуществляется поиск. Требуется найти такой вектор \mathbf{x}^* из множества допустимых решений $\mathbf{X} \subseteq \mathbb{R}^n$, которому соответствует минимальное значение целевой функции на этом множестве

$$f(\mathbf{x}^*) = \min_{\mathbf{x} \in \mathbf{X}} f(\mathbf{x}).$$

Существует множество методов решения задачи минимизации целевой функции $S(\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_n)$ (рисунок 3). К классическим методам решения систем нелинейных алгебраических уравнений, которые возможно применять при решении задач минимизации целевой функции, относятся [102, 103]:

- метод простых итераций;
- метод Зейделя;
- метод Ньютона [104];
- метода Бройдена (метод секущих).

К классическим методам решения задач оптимизации, которые возможно применять при решении задач минимизации целевой функции, относятся [105]:

- метод градиентного спуска с постоянным шагом;
- метод наискорейшего градиентного спуска;
- метод покоординатного спуска;
- метод Флетчера-Ривса;
- метод Дэвидона-Флетчера-Пауэлла;
- метод Ньютона-Рафсона;
- метод Левенберга-Марквардта [106].

Для минимизации целевой функции при построении процедуры предварительной идентификации параметров модели АМ из классических был выбран метод Ньютона. Метод Ньютона имеет наивысшую скорость сходимости среди классических методов, а для построения итерационной процедуры на его основе требуются относительно небольшие вычислительные ресурсы. Подробное описание метода Ньютона будет представлено при дальнейшем построении итерационных процедур идентификации параметров АМ.

Существуют также метаэвристические методы минимизации целевой функции, такие как [107]:

- генетический алгоритм;
- метод дифференциальной эволюции;
- метод динамических сеток;
- метод, имитирующий распространение сорняков;
- метод муравьиных колоний;
- метод пчелиных колоний;
- метод кузнечика.

Особенностью данной группы методов является представление некоторого количества случайно выбранных решений, популяции, и проведение над ней определенных действий, таких как мутация и скрещивание, направленных на нахождение экстремума функции. К положительным качествам данной группы методов можно отнести возможность минимизации недифференцируемых целевых функций, а также возможность избавления от знака невязки не только возведением в квадрат [100], но и взятием модуля невязки [101]. К отрицательным качествам данной группы методов можно отнести значительные вычислительную мощность, требуемые для расчета алгоритма, что затрудняет интеграцию метода в программное обеспечение ПЧ. Наиболее оптимизированным с точки зрения вычислительных ресурсов является метод дифференциальной эволюции [108, 109], который и был применен в качестве альтернативы метода Ньютона при построении процедуры предварительной идентификации параметров АМ. Подробное описание метода дифференциальной эволюции приведено далее.

2.2.3 Описание метода дифференциальной эволюции

Метод дифференциальной эволюции (*differential evolution, DE*) [108, 109] - метод эволюционного моделирования, являющийся одной из модификаций генетического алгоритма (*genetic algorithm, GA*) [110, 111]. Данный подход был предложен в 1995 г. в работе R. Storn и K. Price [108]. Метод дифференциальной эволюции предназначен для нахождения глобального экстремума недифференцируемых, нелинейных, мультимодальных функций от многих переменных и имеющих, возможно, большое число локальных экстремумов [107, 112]. По классификации оптимизационных методов он относится к классу стохастических методов, так как использует в процессе поиска решения генератор случайных чисел. Кроме того, он использует и некоторые идеи *GA*, но, в отличие от них, не требует работы с переменными в бинарном коде. Метод дифференциальной эволюции – прямой метод оптимизации, то есть в ходе его работы требуется только вычисление значения целевой функций (критерия оптимизации), но не её производных. *DE* используется для многомерных функций с действительными значениями, но не использует градиент оптимизируемой задачи, что означает, что *DE* не требует, чтобы задача оптимизации была дифференцируемой, как того требуют классические методы оптимизации, такие как метод градиентного спуска и квазиньютоновские методы [105]. Следовательно, *DE* также может использоваться для задач оптимизации, которые не являются непрерывными, содержат шум или изменяются со временем. Метод *DE* относительно прост в реализации и применении, а также легко распараллеливается при использовании многоядерной аппаратной вычислительной платформы.

Основным отличием *DE* от *GA* является следующее: в *DE* в качестве источника возмущений используется не внешний генератор случайных чисел, а «внутренний», реализованный как разность между случайно выбранными векторами текущей популяции. В соответствии с этим, каждая особь в популяции подвергается мутации и рекомбинации, после чего полученные потомки сравниваются с родительскими особями с использованием функции приспособленности и лучшие переходят в следующее поколение, т.е. фактически происходит процесс селекции.

Данная особенность обеспечивает быстрое движение по поверхности целевой функции вдоль узких вытянутых «оврагов». Для градиентных же методов в аналогичных условиях характерна колебательная динамика «от стенки к стенке» и проблема овражных ситуаций [113].

Блок-схема, иллюстрирующая работу метода дифференциальной эволюции, представлена на рисунке 4 [114].

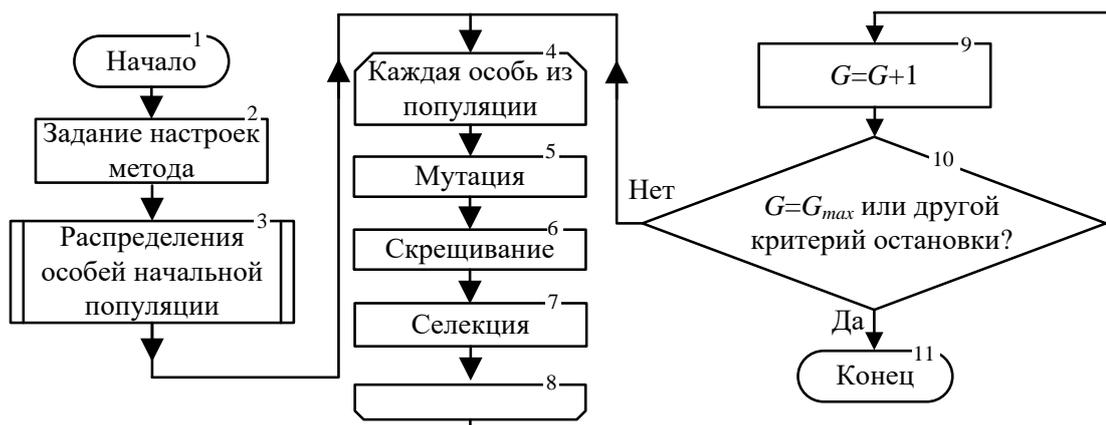


Рисунок 4. Блок-схема алгоритма дифференциальной эволюции

Согласно блок-схеме алгоритма (рисунок 4), метод дифференциальной эволюции рассчитывается в несколько этапов. На первом этапе производится задание базовых настроек метода и генерация начальной популяции особей (этапы 2, 3). Для формирования популяции требуется задать размерность поискового пространства (*Dimension of parameter vector, D*), соответствующего числу параметров, оцениваемых алгоритмом. Согласно рекомендации разработчиков алгоритма [108, 109], размер популяции (*population size, NP*), каждая из особей которой является потенциальным решением с собственным набором оцениваемых параметров, определяется исходя из размерности искомой области как

$$NP = D \cdot 10 \quad (1)$$

В своей базовой реализации для *DE* начальная популяция особей формируется как совокупность случайных точек, выбранных из некоторого генерального распределения. В данной работе предложена модификация метода дифференциальной эволюции, заключающаяся в ограничении области допустимых значений для каждой из координат пространства решений и равномерном распределении особей в полученном поисковом пространстве. Такой подход позволяет ограни-

чить поиск решения областью, имеющей физический смысл для решаемой задачи, а также добиться более высокой скорости сходимости алгоритма, так как некоторые особи с высокой вероятностью окажутся в окрестности искомого экстремума целевой функции, ландшафт которой заведомо не известен. Для определения размерности начальной и последующих популяций метода предложена зависимость

$$NP = K^D, \quad (2)$$

где K – коэффициент популяции, подбираемый таким образом, чтобы NP для решаемой задачи получался близким к рекомендованному (1) исходя из размерности D . Стоит отметить, что большое количество особей может требовать значительных вычислительных ресурсов при решении задач с большим объемом входных данных и для облегчения вычислительной нагрузки возможно снижение популяции под конкретную решаемую задачу. Пример равномерного распределения начальной популяции особей согласно (2) в трехмерном пространстве решений при ограничении каждой из координат в диапазоне $0 \div 1$ представлен на рисунке 5.

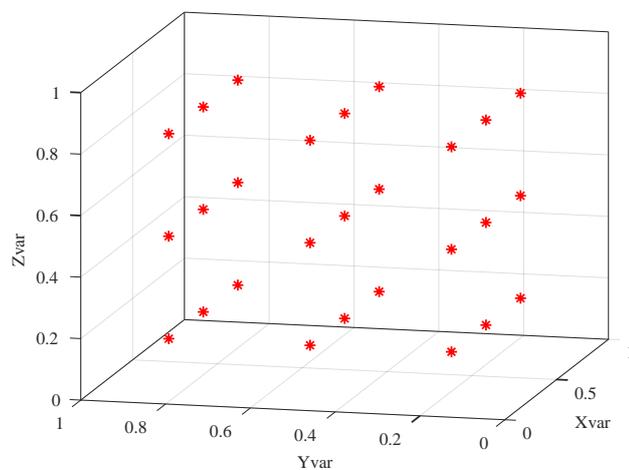


Рисунок 5. Начальная популяция особей с равномерным распределением в трехмерном пространстве решений

Согласно иллюстрации (рисунок 5) каждая из особей равноудалена друг от друга в поисковом пространстве, создавая равномерное распределение. Для успешного решения задачи по нахождению экстремума целевой функции, а также получения высокой скорости сходимости алгоритма, однако, необходимо достаточно точно задать ограничения для каждой из координат. Так при проецировании особей на целевую функцию значения распределяются неравномерно, так как целевая функция имеет свой определенный, заранее неизвестный ландшафт [115].

После задания числа особей в популяции и формирования начального распределения особей проводится пошаговое преобразование текущей популяции (рисунок 4, этапы 4-8), согласно установленным правилам, направленное на нахождение экстремума целевой функции и определение оценок идентифицируемых параметров. В своей базовой реализации алгоритм на основе метода дифференциальной эволюции управляется двумя параметрами – силой мутации (*mutation factor, F*) и вероятностью рекомбинации, скрещивания (*crossover probability, CR*) [116, 117]. Конкретная реализация действий мутации (рисунок 4, этап 5) и скрещивания (рисунок 4, этап 6) зависит от так называемой схемы *DE*, параметры которой записываются в виде следующей последовательности: *DE/α/β/γ*. Здесь α указывает на изменяемый родительский индивид; β - число различных индивидов, участвующих в изменении α ; γ определяет тип используемой операции скрещивания, кроссинговера (*exp* - экспоненциальный, *bin* - бинарный). В случае экспоненциального кроссинговера значения изменяемых генов потомка берутся только у первого индивида-родителя. При бинарном кроссинговере каждое значение гена потомка формируется из двух соответствующих генов индивидов-родителей. В качестве родительского может выступать как лучший индивид текущей популяции ($\alpha = \text{best}$), так и случайно выбранный индивид ($\alpha = \text{rand}$). В данной работе рассматривается схема *DE/rand/1/exp*.

На очередном шаге расчета алгоритма (рисунок 4) производится поочередное скрещивание особи $\vec{x}_i(G)$, где $i \in 1 \div NP$ из исходной популяции G со случайно выбранной особью $\vec{c}_p(G)$, отличной от $\vec{x}_i(G)$, где $p \neq i$ (рисунок 4, этап 6). Операции скрещивания предшествует операция мутации случайно выбранной особи $\vec{c}_p(G)$. Действие мутации (рисунок 4, этап 5) выбранной особи $\vec{c}_p(G)$ согласно описанной схеме *DE* производится согласно выражению

$$\vec{c}'_p(G) = \vec{c}_p(G) + F \cdot (\vec{c}_q(G) - \vec{c}_r(G)),$$

где $p, q, r \in 1 \div NP$ при условии, что $p \neq q \neq r$.

Таким образом, в качестве шума, искажающего «генофонд» особи $\vec{c}_p(G)$, используется не внешний источник энтропии, а внутренний - разность между случайно выбранными представителями исходной популяции G . Значение силы мутации F согласно рекомендации разработчиков [108, 109] задается в диапазоне $0,5 \div 1$. Сила мутации F в значительной степени влияет на скорость конвергенции, а ее увеличение позволяет расширить «радиус поиска» для преодоления преждевременной сходимости к локальному, нежелательному экстремуму на многоэкстремальном ландшафте целевой функции.

На следующем этапе работы алгоритма (рисунок 4) производится формирование пробного индивида $\vec{x}'_i(G+1)$ с помощью скрещивания выбранной особи $\vec{x}_i(G)$ и мутантной особи $\vec{c}'_p(G)$ поочередно по каждому из генетических признаков j согласно выражению

$$x'_{i(j)}(G+1) = \begin{cases} c'_{p(j)}(G+1), & \text{if } (\text{rand}(0,1) < CR) \text{ or } (j = k) \\ \text{else } x_{i(j)}(G) \end{cases},$$

где $j \in 1 \div D$,

k – случайное целое в диапазоне $[1, 2, \dots, D]$ обеспечивающее условие $\vec{c}'_p(G) \neq \vec{x}_i(G)$.

Таким образом, соответствующий признак j от родителя $\vec{x}_i(G)$ наследуется с вероятностью $(1 - CR)$. Фактически j раз разыгрывается бинарная случайная величина с математическим ожиданием CR , и для единичных ее значений производится наследование (перенос) искаженного генетического признака от родителя $\vec{c}'_p(G)$, а для нулевых значений - наследование генетического признака от родителя $\vec{x}_i(G)$. В результате формируется потенциальный вектор-потомок $\vec{x}'_i(G+1)$. Значения вероятности рекомбинации CR , рекомендованные разработчиками алгоритма [108, 109] лежат в диапазоне $0.0 \div 1.0$. Увеличение данного параметра позволяет повысить интенсивность мутаций в следующей популяции $G+1$, при этом не-

обходимо контролировать скорость стабилизации популяции и возможное вырождение особей.

На заключительном шаге функционирования алгоритма осуществляется селекция (рисунок 4, этап 7) новой особи согласно выражению

$$\vec{x}_i(G+1) = \begin{cases} \vec{x}'_i(G+1), & \text{if } f(\vec{x}'_i(G+1)) \leq f(\vec{x}_i(G)) \\ \vec{x}_i(G), & \text{otherwise} \end{cases},$$

где $f(\vec{x})$ – целевая функция, подвергаемая оптимизации.

Таким образом, после формирования вектора-потомка $\vec{x}'_i(G+1)$ производится сравнение целевой функции для него и для его «прямого» родителя $\vec{x}_i(G)$. В новую популяцию переносится тот из векторов, $\vec{x}'_i(G+1)$ или $\vec{x}_i(G)$, на котором целевая функция достигает меньшего значения в случае решения задачи минимизации. Необходимо заметить, что описанное правило отбора гарантирует неизменность размера популяции в процессе работы алгоритма. Аналогичные действия повторяются для каждой из особей, формируя новую популяцию $(G+1)$. Расчет алгоритма продолжается до достижения требуемого минимального значения целевой функции $f(\vec{x})$ для лучшей из особей популяции, либо по достижению предельного числа новых популяций G_{max} (рисунок 4, этапы 9, 10).

В качестве основных преимуществ, повлиявших на выбор данного метода, в качестве алгоритма минимизации целевой функции можно выделить следующие:

- возможность осуществления поиска решения в широком диапазоне значений для функций от большого количества переменных;
- метод прост в использовании и содержит мало управляющих параметров, требующих подбора, а также обеспечивает возможность распараллеливания;
- возможность строго ограничения диапазона поиска для каждой из искомым переменных;
- легкое варьирование, увеличение числа искомым переменных, не требующее выведения дополнительных выражений для работы метода, кроме имеющегося исходного выражения целевой функции.

2.3 Модель асинхронной машины с фазным ротором в неподвижной жестко связанной с ротором системе координат u, v

Для описания процессов, протекающих в АМ с ФР при подключении ПЧ в роторную цепь, целесообразно рассмотреть электрическую машину в трехфазной естественной системе координат a, b, c относительно цепей ротора (рисунок 6) [40].

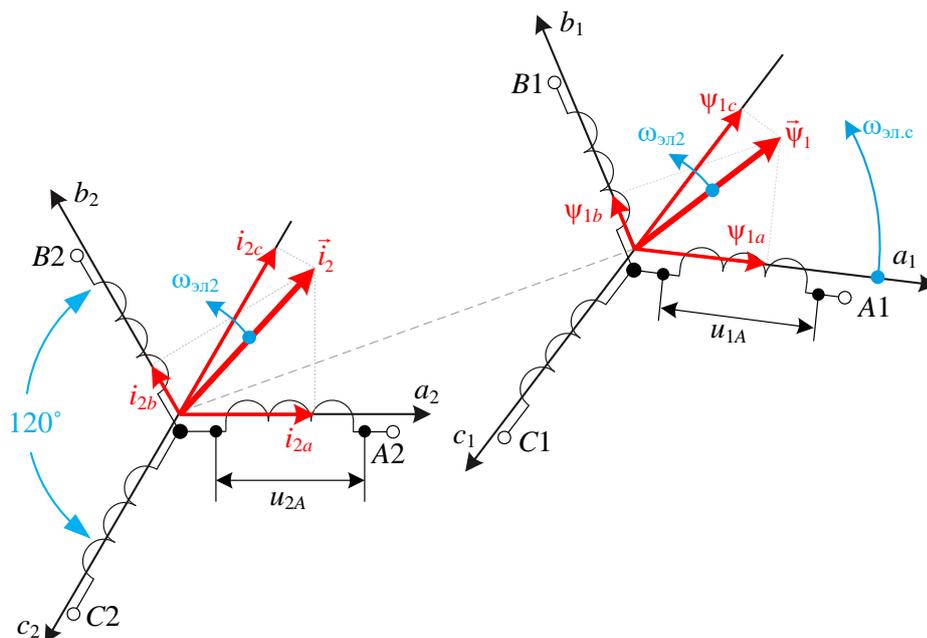


Рисунок 6. Схема трехфазной АМ с фазным ротором в трехфазной естественной системе координат a, b, c при рассмотрении процессов относительно роторных цепей

Оси a_2, b_2, c_2 совпадают с проекциями i_{2a}, i_{2b}, i_{2c} изображающего вектора тока ротора \vec{i}_2 . Физический смысл проекций i_{2a}, i_{2b}, i_{2c} заключается в удачном математическом представлении мгновенных значений токов, реально протекающих в соединенных в звезду роторных обмотках A_2, B_2, C_2 АМ с ФР, под воздействием напряжений u_{2A}, u_{2B}, u_{2C} соответственно. Оси a_1, b_1, c_1 совпадают с проекциями $\psi_{1a}, \psi_{1b}, \psi_{1c}$ изображающего вектора потокосцепления $\vec{\psi}_1$. Физический смысл проекций $\psi_{1a}, \psi_{1b}, \psi_{1c}$ заключается в удачном математическом представлении мгновенных значений потокосцеплений, реально наводимых обмотками статора A_1, B_1, C_1 от протекания токов в соединенных в звезду обмотках статора i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} под воздействием напряжений u_{1A}, u_{1B}, u_{1C} соответственно. Электрическая ско-

рость $\omega_{\text{эл}2}$ характеризует угловую скорость вращения вектора тока ротора \vec{i}_2 , а также вектора потокосцепления $\vec{\psi}_1$ относительно условно неподвижного ротора. В настоящее время существует единообразный подход к математическому описанию АМ как традиционной конструкции, так и обращенной конструкции. На основе этого подхода допустимо рассматривать, что ротор вращается относительно статора, либо статор относительно ротора. При этом скорость перемещения статора относительно ротора (рисунок б) обозначена $\omega_{\text{эл.с}}$.

Для упрощения математического описания производится переход от трехфазной схемы АМ в осях a, b, c к двухфазной схеме АМ в осях u, v и α, β что позволяет сократить число уравнений, входящих в систему дифференциальных уравнений (СДУ) для описания динамики электромагнитных процессов АМ с шести до четырех. Переход от естественной трехфазной системы координат a, b, c к любой из известных и получивших в настоящее время распространение двухфазных ортогональных систем координат, таких как $u, v; \alpha, \beta; d, q$ и x, y требует соблюдения баланса мощностей. Для соблюдения баланса мощностей при переходе от трехфазной системы к двухфазной системе координат необходимо ввести масштабирующий коэффициент $3/2$. Так как предложенный эксперимент предварительной идентификации параметров АМ производится на неподвижном роторе, является целесообразным учет масштабирующего коэффициента в механической системе формирования крутящего момента АМ. Также при таком подходе является удобным то, что токи и напряжения в обмотках реальной АМ по амплитуде будут равны токам и напряжениям двухфазной обобщенной машины. Переход к вышеупомянутым вращающимся системам координат d, q и x, y не является целесообразным, так как все рассматриваемые динамические процессы в АМ при снятии кривых затухания тока происходят только в режиме неподвижного ротора. При переходе к двухфазной системе координат трехфазная система обмоток реальной АМ заменяется на двухфазную систему обмоток виртуальной эквивалентной машины, а три координатные оси преобразуются в две ортогональные оси u, v и α, β (рисунок 7).

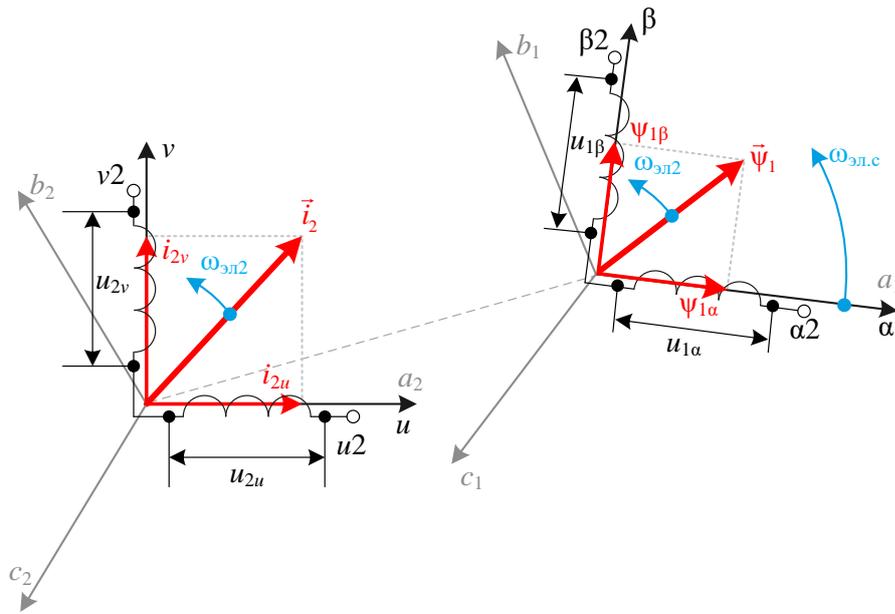


Рисунок 7. Схема АМ в двухфазной неподвижной системе координат в осях u , v и α , β при рассмотрении процессов относительно роторных цепей

Ось ротора u при этом совпадает с исходной осью a_2 , а ось v ортогональна оси u . Результирующий вектор тока ротора \vec{i}_2 однозначно характеризуют мгновенные значения токов ротора i_{2u} , i_{2v} по осям u , v протекающих под воздействием напряжений u_{2u} , u_{2v} , прикладываемых к обмоткам $u2$, $v2$. Ось статора α при этом совпадает с исходной осью a_1 , а ось β ортогональна оси α . Результирующий вектор потокосцепления статора $\vec{\Psi}_1$ однозначно характеризует мгновенные значения потокосцеплений $\Psi_{1\alpha}$, $\Psi_{1\beta}$.

Приведем систему дифференциальных уравнений (СДУ), описывающую поведение переменных состояния АМ, представленных в осях u , v и α , β в векторной форме:

$$\begin{cases} \vec{u}_{2uv}(t) = R_2 \cdot \vec{i}_{2uv}(t) + \frac{d\vec{\Psi}_{2uv}(t)}{dt} \\ \vec{u}_{1\alpha\beta}(t) = R_1 \cdot \vec{i}_{1\alpha\beta}(t) + \frac{d\vec{\Psi}_{1\alpha\beta}(t)}{dt} \end{cases}, \quad (3)$$

где $\vec{u}_{2uv}(t)$ – состояние вектора напряжения, проекции которого питают роторную цепь АМ в момент времени t в неподвижной жестко связанной с ротором ортогональной системе координат u , v , В;

$\vec{u}_{1\alpha\beta}(t)$ – состояние вектора напряжения, питающего статорную цепь АМ в момент времени t в неподвижной жестко связанной со статором ортогональной системе координат α, β, B ;

$\vec{i}_{2uv}(t)$ – состояние вектора тока ротора в момент времени t в системе координат u, v, A ;

$\vec{i}_{1\alpha\beta}(t)$ – состояние вектора тока статора в момент времени t в системе координат α, β, A ;

$\vec{\Psi}_{2uv}(t)$ – состояние вектора потокосцепления, наводимого от протекания токов, составляющих вектора $\vec{i}_{2uv}(t)$, в момент времени t в системе координат $u, v, B\delta$;

$\vec{\Psi}_{1\alpha\beta}(t)$ – состояние вектора потокосцепления, наводимого от протекания токов, составляющих вектора $\vec{i}_{1\alpha\beta}(t)$, в момент времени t в системе координат $\alpha, \beta, B\delta$.

Перейдем от оригиналов (3) к изображениям через прямое одностороннее преобразование Лапласа при нулевых начальных условиях [118] согласно выражению

$$F(p) = L[f(t)] = \int_0^{+\infty} f(t) \cdot e^{-pt} dt, \quad (4)$$

как это принято в теории автоматического управления при составлении структурных схем динамических объектов на основе СДУ

$$\begin{cases} \vec{U}_{2uv}(p) = R_2 \cdot \vec{I}_{2uv}(p) + p \cdot \vec{\Psi}_{2uv}(p) \\ \vec{U}_{1\alpha\beta}(p) = R_1 \cdot \vec{I}_{1\alpha\beta}(p) + p \cdot \vec{\Psi}_{1\alpha\beta}(p) \end{cases}, \quad (5)$$

где $\vec{U}_{2uv}(p)$ – изображение вектора напряжения, питающего роторную цепь АМ в неподвижной жестко связанной с ротором ортогональной системе координат $u, v, B \cdot c$;

$\vec{U}_{1\alpha\beta}(p)$ – изображение вектора напряжения, питающего статорную цепь АМ в неподвижной жестко связанной с ротором ортогональной системе координат $\alpha, \beta, B \cdot c$;

$\vec{I}_{2uv}(p)$ – изображение вектора тока ротора в системе координат $u, v, A \cdot c$;

$\vec{I}_{1\alpha\beta}(p)$ – изображение вектора тока статора в системе координат $\alpha, \beta, A \cdot c$;

$\vec{\Psi}_{2uv}(p)$ – изображение вектора потокосцепления, наводимого под воздействием вектора тока $\vec{I}_{2uv}(p)$, в системе координат $u, v, Bб \cdot c$;

$\vec{\Psi}_{1\alpha\beta}(p)$ – состояние вектора потокосцепления, наводимого под воздействием вектора тока $\vec{I}_{1\alpha\beta}(p)$, в системе координат $\alpha, \beta, Bб \cdot c$.

Так как для снятия кривых затухания по цепям ротора АМ необходимо замкнуть накоротко цепи статора, $\vec{U}_{2\alpha\beta}(p) = 0$.

После приведения статорных переменных к неподвижной, жестко связанной с ротором, двухфазной ортогональной системе координат u, v :

$$\begin{cases} \vec{U}_{2uv}(p) = R_2 \cdot \vec{I}_{2uv}(p) + p \cdot \vec{\Psi}_{2uv}(p) \\ 0 = R_1' \cdot \vec{I}_{1uv}(p) + p \cdot \vec{\Psi}_{1uv}(p) - j \cdot \omega_{эл.с}(p) \cdot \vec{\Psi}_{1uv}(p) \end{cases}, \quad (6)$$

где R_1' – приведенное к ротору активное сопротивление обмотки статора;

j – оператор, вносящий фазовый сдвиг на 90 градусов;

$\omega_{эл.с}(p)$ – скорость перемещения статора относительно ротора в операторной форме.

Приведение вторичных обмоток к первичным производится с помощью коэффициента приведения, который для трехфазной АМ определяется как [20, 25]

$$k_{прив} = k_e = k_i, \quad (7)$$

где k_e – коэффициент трансформации напряжения в АМ при неподвижном роторе;

k_i – коэффициент трансформации тока асинхронной машины.

Значение k_e (7) согласно ГОСТ Р 53472-2009 возможно приближенно определить [25]

$$k_e \approx U_{1д} / U_{2д} = k_{прив},$$

где $U_{1д}$ – действующее значение напряжения, приложенного к обмотке статора;
 $U_{2д}$ – действующее значение напряжение, приложенного к обмотке ротора.

Приведенное к ротору активное сопротивление обмотки статора (6) определяется

$$R_1' = \frac{R_1}{k_{прив}^2}.$$

Ввиду того, что каналы измерения ПЧ регистрируют токи в роторных цепях АМ, то в качестве вектора, описывающего динамическое состояние роторной электрической цепи, целесообразно использовать не вектор потокосцепления роторной цепи $\vec{\Psi}_{2uv}$, а вектор тока ротора \vec{I}_{2uv} . Для этого воспользуемся уравнениями равновесия магнитных цепей АМ [81]

$$\begin{cases} \vec{\Psi}_{2uv}(p) = L_2 \cdot \vec{I}_{2uv}(p) + L'_{21} \cdot \vec{I}_{1uv}(p) \\ \vec{\Psi}_{1uv}(p) = L_1 \cdot \vec{I}_{1uv}(p) + L'_{21} \cdot \vec{I}_{2uv}(p) \end{cases} \quad (8)$$

где $L_2 = L_{2\sigma} + L'_{21}$ – эквивалентная индуктивность обмотки ротора, Гн;

$L_1 = L'_{1\sigma} + L'_{21}$ – эквивалентная индуктивность обмотки статора, Гн;

$L'_{1\sigma} = \frac{L_{1\sigma}}{k_{прив}^2}$ – приведенная к ротору индуктивность рассеяния обмотки ста-

тора, Гн;

$L'_{21} = \frac{L_{21}}{k_{прив}}$ – приведенная к ротору индуктивность главного контура намаг-

ничивания, Гн;

L_{21} – взаимная индуктивность главного контура намагничивания, Гн.

Подставив $\vec{\Psi}_{2uv}$ из (8) в (6), получаем:

$$\begin{cases} \vec{U}_{2uv}(p) = R_2 \cdot \vec{I}_{2uv}(p) + L_2 \cdot p \cdot \vec{I}_{2uv}(p) + L'_{21} \cdot p \cdot \vec{I}_{1uv}(p) \\ 0 = R_1' \cdot \vec{I}_{1uv}(p) + L_1 \cdot p \cdot \vec{I}_{1uv}(p) + L'_{21} \cdot p \cdot \vec{I}_{2uv}(p) - j \cdot \omega_{эл.с}(p) \cdot \vec{\Psi}_{1uv}(p) \end{cases} \quad (9)$$

Задействованные в (9) векторы \vec{U}_{2uv} , $\vec{\Psi}_{1uv}$, \vec{I}_{1uv} , \vec{I}_{2uv} можно разложить на ортогональные компоненты в системе координат u, v АМ

$$\begin{cases} \vec{U}_{2uv}(p) = U_{2u}(p) + j \cdot U_{2v}(p) \\ \vec{\Psi}_{1uv}(p) = \Psi_{1u}(p) + j \cdot \Psi_{1v}(p) \\ \vec{I}_{1uv}(p) = I_{1u}(p) + j \cdot I_{1v}(p) \\ \vec{I}_{2uv}(p) = I_{2u}(p) + j \cdot I_{2v}(p) \end{cases} \quad (10)$$

Представленные в (9) вектора на основе (10) спроецируем на ортогональную систему координат u, v и составим СДУ для соответствующих проекций

$$\begin{cases} U_{2u}(p) = R_2 \cdot I_{2u}(p) + L_2 \cdot p \cdot I_{2u}(p) + L'_{21} \cdot p \cdot I_{1u}(p) \\ U_{2v}(p) = R_2 \cdot I_{2v}(p) + L_2 \cdot p \cdot I_{2v}(p) + L'_{21} \cdot p \cdot I_{1v}(p) \\ 0 = R'_1 \cdot I_{1u}(p) + L_1 \cdot p \cdot I_{1u}(p) + L'_{21} \cdot p \cdot I_{2u}(p) + \omega_{эл.с}(p) \cdot \Psi_{1u}(p) \\ 0 = R'_1 \cdot I_{1v}(p) + L_1 \cdot p \cdot I_{1v}(p) + L'_{21} \cdot p \cdot I_{2v}(p) - \omega_{эл.с}(p) \cdot \Psi_{1v}(p) \end{cases} \quad (11)$$

На основании вышеприведенных и обоснованных формул (3-11) представим СДУ, описывающую динамику АМ в осях u, v во всех динамических режимах, при этом механическая система является одномассовой

$$\begin{cases} \frac{di_{2u}(t)}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_2} \cdot u_{2u}(t) - \frac{R_{2э}}{\sigma \cdot L_2} \cdot i_{2u}(t) + \frac{R'_1 \cdot L'_{21}}{\sigma \cdot L_2 \cdot L_1^2} \cdot \psi_{1u}(t) + \\ + \frac{L'_{21}}{\sigma \cdot L_2 \cdot L_1} \cdot z_p \cdot \omega_r(t) \cdot \psi_{1v}(t) \\ \frac{di_{2v}(t)}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_2} \cdot u_{2v}(t) - \frac{R_{2э}}{\sigma \cdot L_2} \cdot i_{2v}(t) + \frac{R'_1 \cdot L'_{21}}{\sigma \cdot L_2 \cdot L_1^2} \cdot \psi_{1v}(t) - \\ - \frac{L'_{21}}{\sigma \cdot L_2 \cdot L_1} \cdot z_p \cdot \omega_r(t) \cdot \psi_{1u}(t) \\ \frac{d\psi_{1u}(t)}{dt} = -\frac{R'_1}{L_1} \cdot \psi_{1u}(t) + \frac{R'_1 \cdot L'_{21}}{L_1} \cdot i_{2u}(t) - z_p \cdot \omega_r(t) \cdot \psi_{1v}(t) \\ \frac{d\psi_{1v}(t)}{dt} = -\frac{R'_1}{L_1} \cdot \psi_{1v}(t) + \frac{R'_1 \cdot L'_{21}}{L_1} \cdot i_{2v}(t) + z_p \cdot \omega_r(t) \cdot \psi_{1u}(t) \\ \frac{d\omega_r(t)}{dt} = \frac{1}{J} \cdot \left(\frac{3}{2} \cdot \frac{L'_{21} \cdot z_p}{L_1} (\psi_{1u}(t) \cdot i_{2v}(t) - \psi_{1v}(t) \cdot i_{2u}(t)) - M_C(t) \right), \end{cases} \quad (12)$$

где $\sigma = 1 - \frac{L'_{21}{}^2}{L_2 \cdot L_1}$ – коэффициент рассеяния, о.е.;

$R_{2\sigma} = R_2 + \frac{R'_1 \cdot L'_{21}{}^2}{L_1^2}$ – эквивалентное активное сопротивление цепей ротора

АМ, Ом;

J – момент инерции одномассового механизма, кг · м²;

$M_c(t)$ – мгновенное значение момента статического сопротивления на валу двигателя, Н·м;

z_p – число пар полюсов АМ;

$\omega_r(t)$ – мгновенное значение угловой скорости вращения ротора АМ, рад/с.

2.4 Предварительная идентификация индуктивности фазной обмотки асинхронной машины с неподвижным фазным ротором с разомкнутыми вторичными обмотками по кривой затухания тока ротора

2.4.1 Составление настраиваемой регрессионной модели с учетом ненулевых начальных условиях

Нахождение параметров схемы замещения АМ является сложной задачей, в связи с чем была произведена декомпозиция данной задачи на несколько взаимосвязанных подзадач. Таким образом, на первом этапе решалась задача идентификации одного параметра схемы замещения АМ с неподвижным ФР с разомкнутыми вторичными обмотками (рисунок 8) по фазному току ротора.

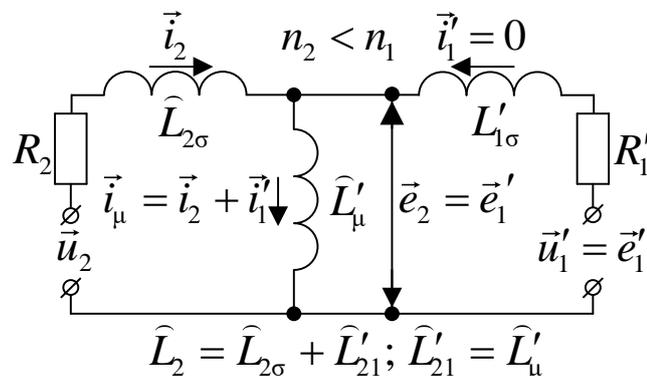


Рисунок 8. Оцениваемые параметры схемы замещения АМ с неподвижным ФР с разомкнутыми вторичными обмотками

При учете предварительно экспериментально определенного активного сопротивления обмотки ротора R_2 , задача идентификации сводится к нахождению оценки эквивалентной индуктивности обмотки ротора \widehat{L}_2 , являющейся суммой индуктивностей оценок индуктивности рассеяния ротора $\widehat{L}_{2\sigma}$ и приведенной к ротору индуктивности главного контура намагничивания $\widehat{L}'_{21} = \widehat{L}'_{11}$. Нахождение оценки \widehat{L}_2 достигается решением одномерной задачи оптимизации методами Ньютона и дифференциальной эволюции.

Так как эксперимент снятия кривых затухания тока ротора производится при разомкнутых вторичных обмотках статора, а также при учете неподвижности ротора, то согласно СДУ (11) переменные состояния в операторной форме $I_{1u}(p)$, $I_{1v}(p)$, $\omega_{эл.с}(p)$ можно исключить и привести СДУ к виду

$$\begin{cases} U_{2u}(p) = R_2 \cdot I_{2u}(p) + L_2 \cdot p \cdot I_{2u}(p) + \widehat{L}'_{21} \cdot p \cdot \cancel{I_{1u}(p)} \\ U_{2v}(p) = R_2 \cdot I_{2v}(p) + L_2 \cdot p \cdot I_{2v}(p) + \widehat{L}'_{21} \cdot p \cdot \cancel{I_{1v}(p)} \\ 0 = R'_1 \cdot \cancel{I_{1u}(p)} + L_1 \cdot p \cdot \cancel{I_{1u}(p)} + \widehat{L}'_{21} \cdot p \cdot I_{2u}(p) + \omega_{эл.с}(p) \cdot \Psi_{1u}(p) \\ 0 = R'_1 \cdot \cancel{I_{1v}(p)} + L_1 \cdot p \cdot \cancel{I_{1v}(p)} + \widehat{L}'_{21} \cdot p \cdot I_{2v}(p) - \omega_{эл.с}(p) \cdot \Psi_{1v}(p) \end{cases} \quad (13)$$

Согласно полученной СДУ (13) процессы, протекающие в эквивалентных обмотках двухфазной АМ по составляющим u , v , становятся независимыми. В качестве базовой обмотки АМ с ФР в трехфазной системе координат, для которой производится измерение мгновенных значений тока ротора, выбрана обмотка А2 (рисунок 6), а в двухфазной системе координат соответствующей виртуальной базовой обмоткой выступает обмотка $u2$ (рисунок 7), что позволяет исключить все переменные состояния по оси v . Таким образом, универсальное дифференциальное уравнение, как для этапа накачки тока, так и для этапа фиксации кривой затухания тока (рисунок 3) в базовой обмотке А2, в операторной форме записывается как

$$U_{2u}(p) = R_2 \cdot I_{2u}(p) + L_2 \cdot p \cdot I_{2u}(p). \quad (14)$$

При возврате от изображения (14) к дифференциальной форме уравнение в нормальной форме Коши принимает вид

$$\frac{di_{2u}(t)}{dt} = \frac{u_{2u}(t) - R_2 \cdot i_{2u}(t)}{L_2}. \quad (15)$$

Настраиваемая регрессионная математическая модель формируется для этапа снятия кривой затухания (параграф 2.2), при котором обмотки исследуемого динамического объекта замыкаются накоротко, а прикладываемое напряжение $u_{2u}(t)$ приравнивается нулю. Исходное ДУ (15) принимает вид

$$\frac{di_{2u}(t)}{dt} = \frac{-R_2}{L_2} \cdot i_{2u}(t). \quad (16)$$

На основании (4) и теоремы о дифференцировании оригинала прямое преобразование Лапласа при ненулевых начальных условиях для $i_{2u}(t)$ записывается как

$$\left. \frac{di_{2u}(t)}{dt} \right|_{i(0+) \neq 0} \Rightarrow p \cdot I_{2u}(p) - i(0+). \quad (17)$$

Изображение тока $I_{2u}(p)$ на основании выражений (16), (17) записывается как

$$p \cdot I_{2u}(p) - i(0+) = (-R_2/L_2) \cdot I_{2u}(p).$$

Выражаем ток $I_{2u}(p)$

$$I_{2u}(p) = (i(0+) \cdot L_2) / (p \cdot L_2 + R_2). \quad (18)$$

В знаменателе выражения (18) заменим p на γ и, приравняв полученный полином к нулю, получим характеристическое уравнение

$$\gamma \cdot L_2 + R_2 = 0. \quad (19)$$

Корень характеристического уравнения (19) определяется как

$$\gamma = -R_2/L_2. \quad (20)$$

Отсутствие кратных корней (20) характеристического уравнения (18) позволяет применять вторую теорему разложения [119]

$$f(t) = \sum_{k=1}^n \frac{P_m(\gamma_k)}{Q'_n(\gamma_k)} \cdot e^{\gamma_k t}, \quad (21)$$

для нахождения оригинала тока $i_{2u}(t)$ по известному изображению (18),

где k – номер корня характеристического уравнения;

$P_m(\gamma)$ – числитель передаточной функции (18) при соответствующем корне γ ;

$Q'_n(\gamma)$ – частная производная знаменателя передаточной функции (18) при соответствующем корне γ .

Выражение $P_m(\gamma)$ согласно (18) определяется как

$$P_m(\gamma) = i(0+) \cdot L_2. \quad (22)$$

Выражение $Q'_n(\gamma)$ согласно (18) определяется, как

$$Q'_n(\gamma) = \frac{\partial}{\partial \gamma} (\gamma \cdot L_2 + R_2) = L_2. \quad (23)$$

Произведем возврат от изображения (18) к оригиналу через подстановку корней γ согласно выражению (21) второй теоремы разложения

$$i_{2u}(t) = \frac{P_m(\gamma)}{Q'_n(\gamma)} \cdot e^{\gamma t}. \quad (24)$$

Подставив выражения $P_m(\gamma)$ (22) и $Q'_n(\gamma)$ (23) при соответствующем корне характеристического уравнения, получаем итоговое выражение оригинала тока

$$i_{2u}(t) = i(0+) \cdot e^{-\frac{R_2}{L_2} t}. \quad (25)$$

На основании (25) формируется настраиваемая регрессионная модель тока ротора АМ с ФР с разомкнутыми вторичными обмотками

$$\hat{i}_{2u_po}(t, \hat{\lambda}) = i(0+) \cdot e^{-\hat{\lambda} t}, \quad (26)$$

для которой значения R_2 , $i(0+)$ являются априорно известными, а в качестве оптимизируемого параметра выступает показатель быстроты затухания переходного процесса

$$\hat{\lambda} = R_2 / \hat{L}_2. \quad (27)$$

Невязка $\Delta \hat{i}$ с учетом (26):

$$\Delta \hat{i}_{2u_po}(t, \hat{\lambda}) = i_{изм}(t) - \hat{i}_{2u_po}(t, \hat{\lambda}) = i_{изм}(t) - i(0+) \cdot e^{-\hat{\lambda} t}. \quad (28)$$

Параметры, применяемые в дальнейшем при решении модельной одномерной задачи по нахождению $\hat{\lambda}$ методом Ньютона и методом дифференциальной эволюции [97], представлены в таблице 1.

Таблица 1. Параметры, принимаемые при решении одномерной модельной задачи оптимизации

Параметр	Значение	Единицы измерения
$i(0+)$	2	А
$R_{2\text{этал}}$	16	Ом
$L_{2\text{этал}}$	105	мГн
$\lambda_{\text{этал}}$	152,381	с^{-1}
m	200	-
$k_{\text{шум}}$	10	%

В таблице 1 приняты обозначения:

$R_{2\text{этал}}$ – эталонное значение активного сопротивления R_2 ;

$L_{\text{этал}}$ – эталонное значение индуктивности \hat{L}_2 ;

$\lambda_{\text{этал}}$ – эталонное значение показателя быстроты затухания переходного процесса;

m – число значений тока, полученных от измерительного канала;

$k_{\text{шум}}$ – процент шумовой составляющей с гауссовским распределением, добавляемой в исходный сигнал $i_{\text{изм}}(t)$ при решении модельной задачи.

2.4.2 Решение задачи минимизации целевой функции методом Ньютона

Предложенный алгоритм идентификации методом Ньютона потребует вычисления производной от целевой функции [97], и для избавления от знака невязки воздержимся от применения операции вычисления модуля, так как это приведёт к проблеме неопределенности при вычислении производной от целевой функции при стремлении невязки к нулю.

Для избавления от знака невязки возведём выражение (28) в квадрат

$$\Delta \hat{i}_{2u_po}(t, \hat{\lambda})^2 = \left[i_{\text{изм}}(t) - \hat{i}_{2u_po}(t, \hat{\lambda}) \right]^2. \quad (29)$$

После упрощения (29) получим выражение вида

$$\Delta \hat{i}_{2u_po}(t, \hat{\lambda})^2 = i_{\text{изм}}(t)^2 - 2 \cdot i_{\text{изм}}(t) \cdot i(0+) \cdot e^{-\hat{\lambda}t} + i(0+)^2 \cdot e^{-2\hat{\lambda}t}. \quad (30)$$

Перейдем от непрерывного времени t к дискретному времени согласно

$$t = n \cdot \Delta t. \quad (31)$$

Согласно выражениям (30) и (31) формула расчета невязки в дискретной форме записывается как

$$\Delta \hat{i}_{2u_po}(\hat{\lambda}) = i_{изм}(n \cdot \Delta t)^2 - 2 \cdot i_{изм}(n \cdot \Delta t) \cdot i(0+) \cdot e^{-\hat{\lambda} \cdot n \cdot \Delta t} + i(0+)^2 \cdot e^{-2 \cdot \hat{\lambda} \cdot n \cdot \Delta t}. \quad (32)$$

Элемент суммы квадратов невязок согласно (32) записывается

$$\Delta S_{po_kv_n}(\hat{\lambda}) = \Delta \hat{i}_{2u_po}(\hat{\lambda})^2. \quad (33)$$

Сумма квадратов элементарных невязок (33) является целевой функцией для настраиваемой модели (рисунок 3):

$$\begin{aligned} S_{po_kv}(\hat{\lambda}) &= \sum_{n=1}^m [\Delta S_{po_kv_n}(\hat{\lambda})] = \\ &= \sum_{n=1}^m \left[i_{изм}(n \cdot \Delta t)^2 - 2 \cdot i_{изм}(n \cdot \Delta t) \cdot i(0+) \cdot e^{-\hat{\lambda} \cdot n \cdot \Delta t} + i(0+)^2 \cdot e^{-2 \cdot \hat{\lambda} \cdot n \cdot \Delta t} \right]. \end{aligned} \quad (34)$$

Сформированная целевая функция $S_{po_kv}(\hat{\lambda})$ имеет вид (рисунок 9)

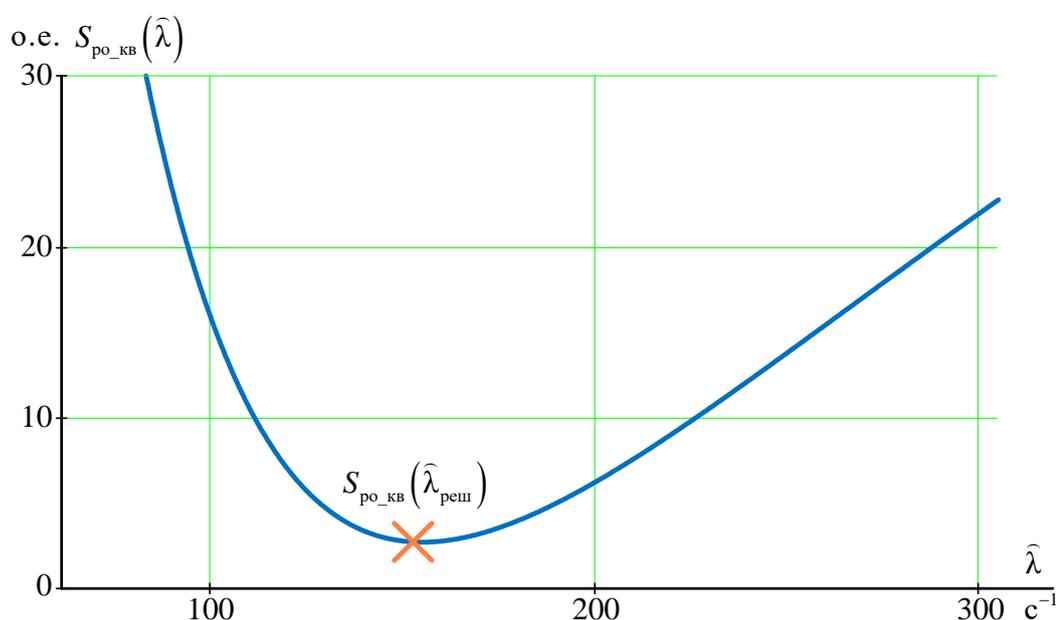


Рисунок 9. Целевая функции $S_{po_kv}(\hat{\lambda})$ при учете зашумленности входных данных с иллюстрацией решения $\hat{\lambda}_{реш}$ в экстремуме функции

Целевая функция $S_{po_kv}(\hat{\lambda})$ подобного вида (рисунок 9) является нежелательной для применения метода Ньютона, так как производная, находящаяся в

знаменателе итерационной процедуры, будет стремиться к нулю в окрестности решения $\hat{\lambda}_{\text{реш}}$, а алгоритм минимизации целевой функции при этом не будет сходящимся. Характерным для метода Ньютона при решении одномерных задач является нахождение искомого значения, при котором происходит пересечение функции с осью абсцисс. Выберем в качестве функции, лежащей в основе итерационной процедуры, производную от целевой функции $S_{\text{ро_кв}}(\hat{\lambda})$. Таким образом, итерационная процедура по нахождению $\hat{\lambda}_{\text{реш}}$ приобретет вид

$$\hat{\lambda}(k) = \hat{\lambda}(k-1) - \frac{F_1(\hat{\lambda}(k-1))}{F_1'(\hat{\lambda}(k-1))} = \hat{\lambda}(k-1) - \frac{\frac{\partial S_{\text{ро_кв}}(\hat{\lambda}(k-1))}{\partial \hat{\lambda}}}{\frac{\partial \left(\frac{\partial S_{\text{ро_кв}}(\hat{\lambda}(k-1))}{\partial \hat{\lambda}} \right)}{\partial \hat{\lambda}}} \quad (35)$$

Так для формирования итерационной процедуры требуется определение первой и второй производной целевой функции $S_{\text{ро_кв}}(\hat{\lambda})$ по $\hat{\lambda}$.

Определим функцию $F_1(\hat{\lambda}(k))$, являющуюся производной целевой функции (34) по оцениваемому значению $\hat{\lambda}$. Для удобства вычисления воспользуемся правилом, по которому производная от суммы функций равна сумме производных этих функций.

Найдём производную от квадрата невязки на шаге n

$$\frac{\partial}{\partial \hat{\lambda}} \left(i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t)^2 - 2 \cdot i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t) \cdot i(0+) \cdot e^{-\hat{\lambda} \cdot n \cdot \Delta t} + i(0+)^2 \cdot e^{-2 \cdot \hat{\lambda} \cdot n \cdot \Delta t} \right);$$

$$\frac{\partial}{\partial \hat{\lambda}} \left(i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t)^2 \right) \rightarrow 0;$$

$$\frac{\partial}{\partial \hat{\lambda}} \left(-2 \cdot i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t) \cdot i(0+) \cdot e^{-\hat{\lambda} \cdot n \cdot \Delta t} \right) \rightarrow 2 \cdot n \cdot \Delta t \cdot i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t) \cdot i(0+) \cdot e^{-\hat{\lambda} \cdot n \cdot \Delta t};$$

$$\frac{\partial}{\partial \hat{\lambda}} \left(i(0+)^2 \cdot e^{-2 \cdot \hat{\lambda} \cdot n \cdot \Delta t} \right) \rightarrow -2 \cdot n \cdot \Delta t \cdot i(0+)^2 \cdot e^{-2 \cdot \hat{\lambda} \cdot n \cdot \Delta t};$$

$$F_1(\hat{\lambda}) = \frac{\partial S_{\text{ро_кв}}(\hat{\lambda})}{\partial \hat{\lambda}} = \sum_{n=1}^m \left[0 + 2 \cdot (n \cdot \Delta t) \cdot i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t) \cdot i(0+) \cdot e^{-\hat{\lambda} \cdot n \cdot \Delta t} - 2 \cdot (n \cdot \Delta t) \cdot i(0+)^2 \cdot e^{-2 \cdot \hat{\lambda} \cdot n \cdot \Delta t} \right]. \quad (36)$$

Упростив (36), получаем итоговое выражение

$$F_1(\hat{\lambda}) = \frac{\partial S(\hat{\lambda})}{\partial \hat{\lambda}} = 2 \cdot i(0+) \cdot \Delta t \cdot \sum_{n=1}^m \left[n \cdot i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t) \cdot e^{-\hat{\lambda} \cdot n \cdot \Delta t} - i(0+) \cdot n \cdot e^{-2 \cdot \hat{\lambda} \cdot n \cdot \Delta t} \right]. \quad (37)$$

Построим зависимость $F_1(\hat{\lambda})$ для иллюстрации искомого решения методом Ньютона (рисунок 10).

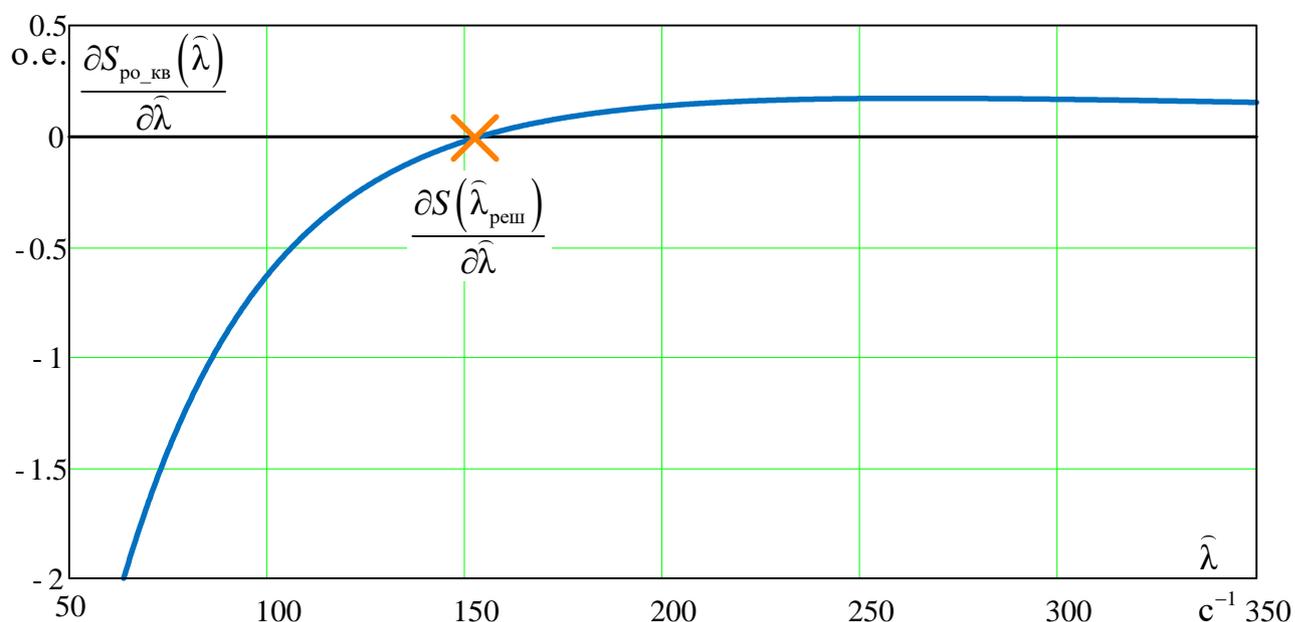


Рисунок 10. Производная целевой функции $\frac{\partial S(\hat{\lambda})}{\partial \hat{\lambda}}$ при учете зашумленности входных данных с иллюстрацией решения $\hat{\lambda}_{\text{реш}}$ при пересечении с осью абсцисс

Таким образом, решением задачи по определению $\hat{\lambda}_{\text{реш}}$ будет являться нахождение пересечения функции $F_1(\hat{\lambda}) = \frac{\partial S(\hat{\lambda})}{\partial \hat{\lambda}}$ с осью абсцисс (рисунок 10). Далее согласно (35) найдем производную от выражения (36) также по правилу, по которому производная от суммы функций равна сумме производных этих функций:

$$\begin{aligned}
& \frac{\partial}{\partial \widehat{\lambda}} \left(2 \cdot (n \cdot \Delta t) \cdot i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t) \cdot i(0+) \cdot e^{-\widehat{\lambda} \cdot n \cdot \Delta t} \right) \rightarrow \\
& -2 \cdot i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t) \cdot i(0+) \cdot (n \cdot \Delta t)^2 \cdot e^{-\widehat{\lambda} \cdot (n \cdot \Delta t)}; \\
& \frac{\partial}{\partial \widehat{\lambda}} \left(-2 \cdot (n \cdot \Delta t) \cdot i(0+)^2 \cdot e^{-2 \cdot \widehat{\lambda} \cdot n \cdot \Delta t} \right) \rightarrow 4 \cdot i(0+)^2 \cdot (n \cdot \Delta t)^2 \cdot e^{-2 \cdot \widehat{\lambda} \cdot (n \cdot \Delta t)}; \\
& F_1'(\widehat{\lambda}) = \frac{\partial}{\partial \widehat{\lambda}} \left(\frac{\partial S(\widehat{\lambda})}{\partial \widehat{\lambda}} \right) = \sum_{n=1}^m \left[\begin{array}{l} -2 \cdot i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t) \cdot i(0+) \cdot (n \cdot \Delta t)^2 \cdot e^{-\widehat{\lambda} \cdot (n \cdot \Delta t)} + \\ 4 \cdot i(0+)^2 \cdot (n \cdot \Delta t)^2 \cdot e^{-2 \cdot \widehat{\lambda} \cdot (n \cdot \Delta t)} \end{array} \right]. \quad (38)
\end{aligned}$$

Упростив (38), получаем итоговое выражение

$$F_1'(\widehat{\lambda}) = \frac{\partial}{\partial \widehat{\lambda}} \left(\frac{\partial S(\widehat{\lambda})}{\partial \widehat{\lambda}} \right) = 2 \cdot i(0+) \cdot \Delta t^2 \cdot \sum_{n=1}^m \left[\begin{array}{l} -i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t) \cdot (n)^2 \cdot e^{-\widehat{\lambda} \cdot (n \cdot \Delta t)} + \\ + 2 \cdot i(0+) \cdot (n)^2 \cdot e^{-2 \cdot \widehat{\lambda} \cdot (n \cdot \Delta t)} \end{array} \right] \quad (39)$$

В результате получены выражения (37), (39) позволяющие применить известный метод Ньютона (касательных), обладающий наивысшей скоростью сходимости. Согласно выражениям (35), (37) и (39) итерационный алгоритм идентификации показателя быстроты затухания $\widehat{\lambda}$ имеет вид:

$$\begin{aligned}
& \widehat{\lambda}(k) = \widehat{\lambda}(k-1) - 2 \cdot i(0+) \cdot \Delta t \cdot \sum_{n=1}^m \left[n \cdot i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t) \cdot e^{-\widehat{\lambda}(k-1) \cdot (n \cdot \Delta t)} - \right. \\
& \left. - i(0+) \cdot n \cdot e^{-2 \cdot \widehat{\lambda}(k-1) \cdot (n \cdot \Delta t)} \right] / \left\{ 2 \cdot i(0+) \cdot \Delta t^2 \cdot \sum_{n=1}^m \left[-i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t) \cdot n^2 \cdot e^{-\widehat{\lambda}(k-1) \cdot (n \cdot \Delta t)} + \right. \right. \\
& \left. \left. + 2 \cdot i(0+) \cdot (n)^2 \cdot e^{-2 \cdot \widehat{\lambda}(k-1) \cdot (n \cdot \Delta t)} \right] \right\}. \quad (40)
\end{aligned}$$

Упростив выражение (40) сокращением значений в числителе и знаменателе, получаем итоговую итерационную процедуру:

$$\begin{aligned}
& \widehat{\lambda}(k) = \widehat{\lambda}(k-1) - \\
& \frac{\sum_{n=1}^m \left[n \cdot i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t) \cdot e^{-\widehat{\lambda}(k-1) \cdot (n \cdot \Delta t)} - i(0+) \cdot n \cdot e^{-2 \cdot \widehat{\lambda}(k-1) \cdot (n \cdot \Delta t)} \right]}{\Delta t \cdot \sum_{n=1}^m \left[-i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t) \cdot n^2 \cdot e^{-\widehat{\lambda}(k-1) \cdot (n \cdot \Delta t)} + 2 \cdot i(0+) \cdot (n)^2 \cdot e^{-2 \cdot \widehat{\lambda}(k-1) \cdot (n \cdot \Delta t)} \right]} \quad (41)
\end{aligned}$$

Формируемая на основании (41) итерационная процедура идентификации \widehat{L}_2 имеет вид:

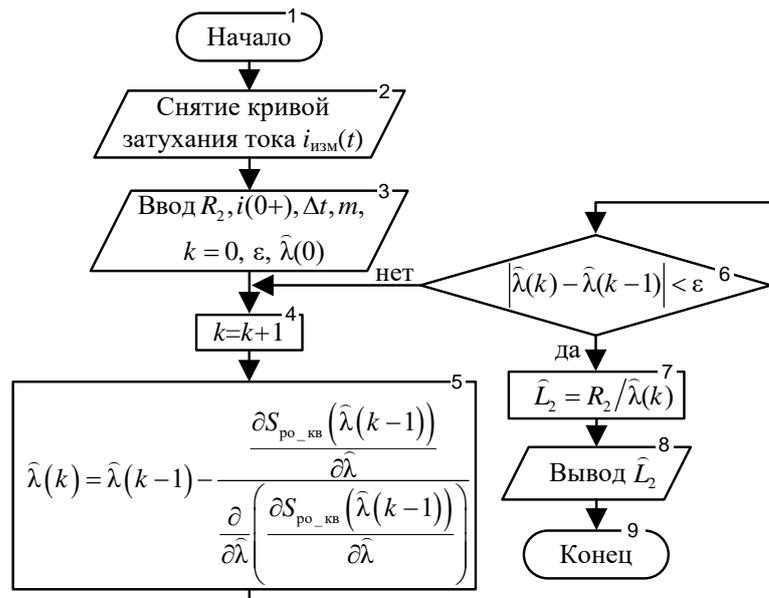


Рисунок 11. Блок-схема итерационного алгоритма идентификации индуктивности \hat{L}_2 методом Ньютона

Сходимость алгоритма (рисунок 11) непосредственным образом зависит от корректного задания начальных приближений $\hat{\lambda}_j(0)$.

При вариации $j=\overline{1,2}$ задания начального приближения

$$\hat{\lambda}_j(0) = \frac{R_2}{\hat{L}_{2j}(0)},$$

где j – номер эксперимента аппроксимации на основе регрессионной кривой.

Для правильного выбора начальных приближений построим соотношение функций $F_1(\hat{\lambda})$, $F_1'(\hat{\lambda})$, применяемых в итерационной процедуре (35), в окрестности искомого решения $\hat{\lambda}_{\text{реш}}$ (рисунок 12).

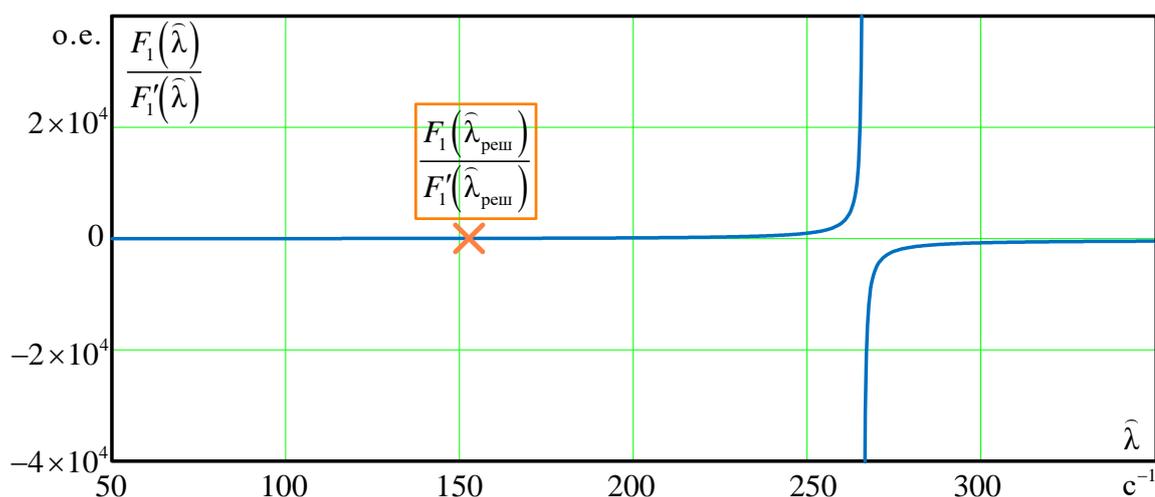


Рисунок 12. График отношения $F_1(\hat{\lambda})/F_1'(\hat{\lambda})$ от оценки $\hat{\lambda}$ в окрестности искомого решения $\hat{\lambda}_{\text{реш}}$

На представленной зависимости (рисунок 12) присутствует разрыв функции $F_1(\hat{\lambda})/F_1'(\hat{\lambda})$ при значениях $\hat{\lambda}$ больше искомого значения $\hat{\lambda}_{\text{реш}}$, что ограничивает возможные задаваемые начальные приближения $\hat{\lambda}_j(0)$ при решении данной одномерной задачи методом Ньютона. Задание начальных приближений $\hat{\lambda}_j(0)$ в окрестности разрыва функции $F_1(\hat{\lambda})/F_1'(\hat{\lambda})$, либо правее от нее, приведет к неустойчивой работе алгоритма и некорректной работе итерационной процедуры (41). Согласно рисунку 12, зададим два начальных приближения для двух независимых итерационных процедур: $\hat{\lambda}_1(0)=250 \text{ с}^{-1}$, существенно превышающее искомую величину и $\hat{\lambda}_2(0)=75 \text{ с}^{-1}$, значение которого существенно меньше искомой величины.

Искомая оценка индуктивности $\hat{L}_{2j}(k)$ на каждом шаге расчета алгоритма идентификации определена как $\hat{L}_{2j}(k) = \frac{R_2}{\hat{\lambda}_j(k)}$. Относительная погрешность оценивания индуктивности определена как $\Delta\hat{L}_{2j}(k) = \frac{\hat{L}_{2j}(k) - L_{2\text{этал}}}{L_{2\text{этал}}} \cdot 100\%$. Итерационные процессы, иллюстрирующие работоспособность рассматриваемого алгоритма идентификации (41), приведены на рисунках 13, 14.

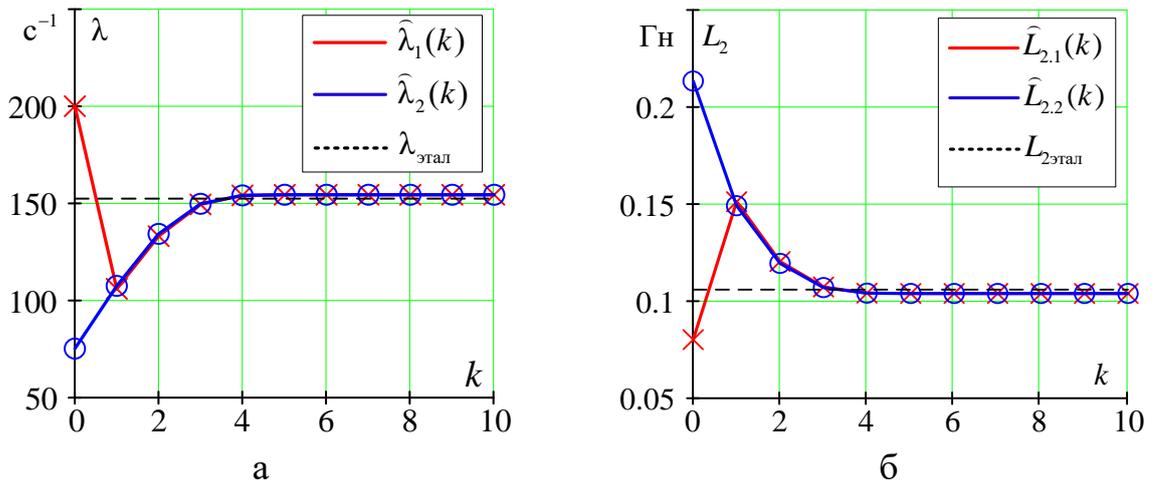


Рисунок 13. Итерационные процессы нахождения оценок показателя быстроты затухания $\hat{\lambda}(k)$ (а) и индуктивности $\tilde{L}(k)$ (б) методом Ньютона

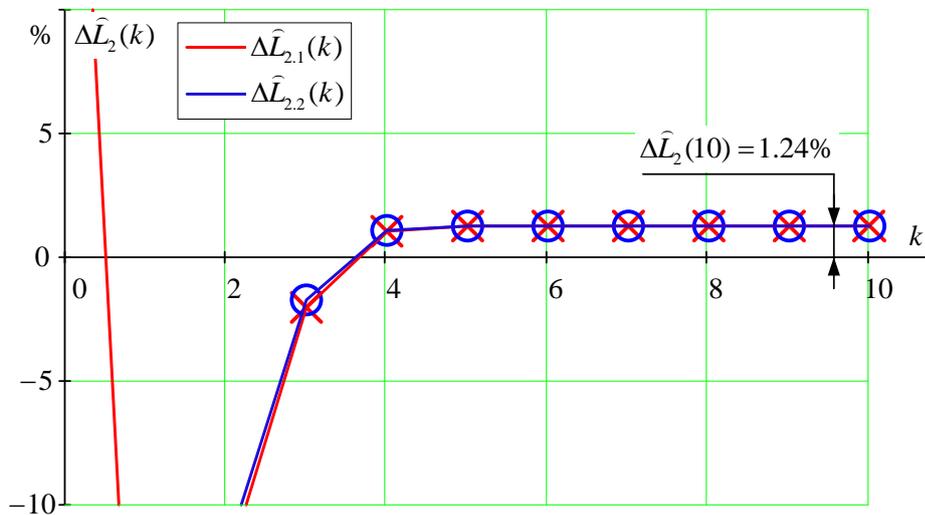


Рисунок 14. Итерационные процессы уменьшения относительной ошибки оценивания с применением метода Ньютона

Приведенные графики (рисунок 13, 14) иллюстрируют высокую скорость сходимости алгоритма при определении искомой оценки индуктивности $\tilde{L}_{2j}(k)$ независимо от заданных начальных приближений параметра $\hat{\lambda}_1(0) = 250 \text{ c}^{-1}$ и $\hat{\lambda}_2(0) = 75 \text{ c}^{-1}$. Алгоритм сходится к устойчивому решению на четвертом шаге расчета итерационной процедуры, после чего значение относительной погрешности $\Delta \hat{L}_{2j}(k)$ меняется незначительно. На последнем, десятом, шаге расчета итерационной процедуры (41) значение относительной ошибки оценивания $\Delta \hat{L}_{2,1}(10) = \Delta \hat{L}_{2,2}(10) = \Delta \hat{L}_2(10)$ составляет 1.24%. Полного устранения относительной ошибки

оценивания $\Delta \hat{L}_j(k)$ при расчете итерационной процедуры добиться невозможно, так как исходный сигнал $i_{исх}(t)$ (рисунок 3) непоправимо смешан с шумовой составляющей $k_{шум}$, величина которого ограничивает принципиально достижимую точность оценки искомой оценки $\hat{\lambda}_{реш}$.

Пошаговое изменение значения производной целевой функции $F_1(\hat{\lambda}) = \frac{\partial S_{ро_кв}(\hat{\lambda})}{\partial \hat{\lambda}}$ при работе итерационного алгоритма по нахождению оценки $\hat{\lambda}$ при различных заданных начальных приближениях иллюстрируется на рисунке 15.

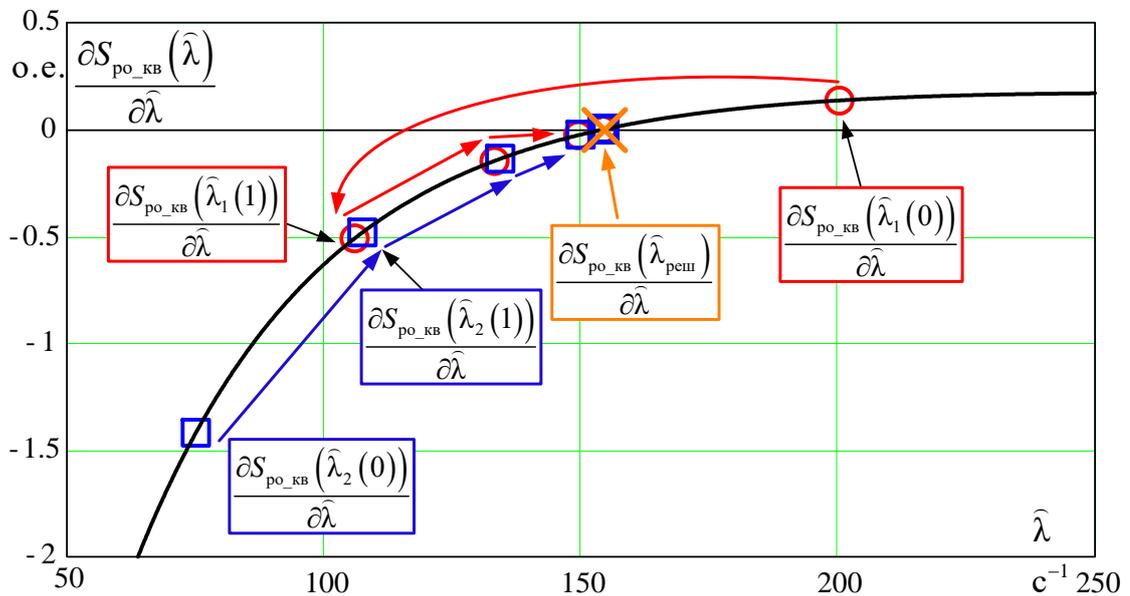


Рисунок 15. Иллюстрация процесса уменьшения значения производной функции $\frac{\partial S_{ро_кв}(\hat{\lambda})}{\partial \hat{\lambda}}$ для итерационных процедур поиска $\hat{\lambda}_1(k)$, $\hat{\lambda}_2(k)$

Форма функции $F_1(\hat{\lambda}) = \frac{\partial S_{ро_кв}(\hat{\lambda}(k))}{\partial \hat{\lambda}}$ (рисунок 15) такова, что при решении задачи по поиску оценки $\hat{\lambda}$ методом Ньютона итерационные процедуры при различных заданных начальных приближениях $\hat{\lambda}_1(0)$, $\hat{\lambda}_2(0)$ после первого шаге расчета $k=1$ сходятся к практически идентичной траектории движения.

По окончании расчета итерационной процедуры (41) получены отклики $\hat{i}_{2u_po_j}((n \cdot \Delta t), \hat{\lambda}_j(k))$ настроенной регрессионной модели (26) при различных заданных начальных приближениях (рисунок 16).

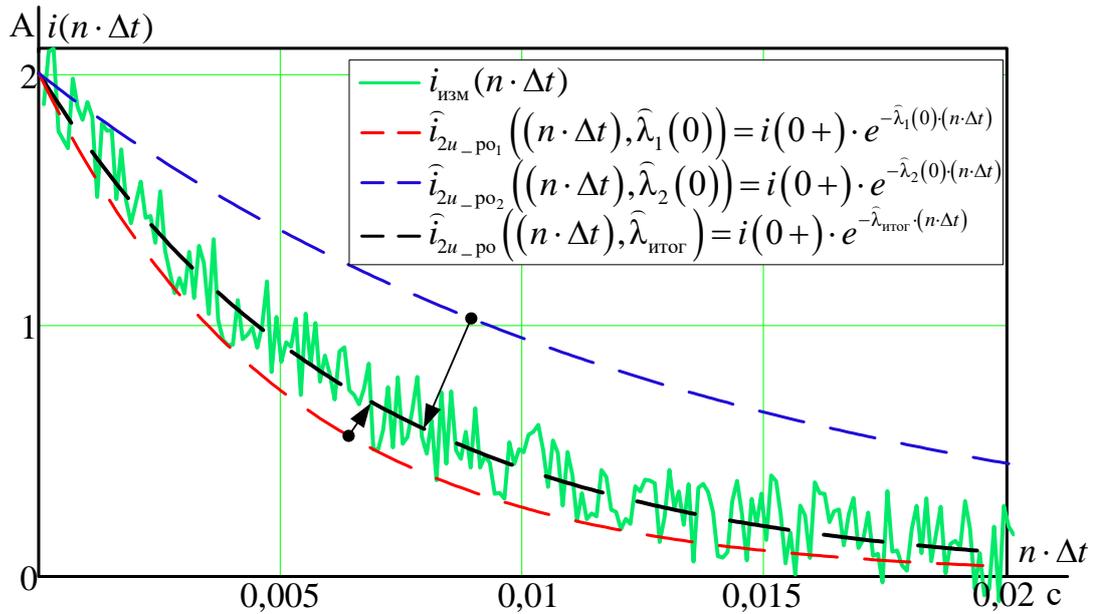


Рисунок 16. Кривая измеренного сигнала, а также кривые откликов настраиваемой модели при различных значениях оценки искомого параметра

Согласно выражению (41), было исследовано два варианта аппроксимации кривой $i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t)$. Красной линией показана кривая затухания тока $\hat{i}_{2u_po1}((n \cdot \Delta t), \hat{\lambda}_1(0))$ при заданном начальном приближении оценки показателя быстроты затухания переходного процесса $\hat{\lambda}_1(0)$, существенно превышающего искомую величину, а синей линией показана кривая $\hat{i}_{2u_po2}((n \cdot \Delta t), \hat{\lambda}_2(0))$ при показателе $\hat{\lambda}_2(0)$, существенно меньшем относительно искомой величины. Для определения оценки достаточности выбранного числа шагов итерационной процедуры (41), а также подтверждения правильности выбранной математической зависимости для построения аппроксимирующей кривой $\hat{i}_{2u_po}((n \cdot \Delta t), \hat{\lambda}_{\text{итог}})$ при $\hat{\lambda}_{\text{итог}} = \hat{\lambda}_1(10) = \hat{\lambda}_2(10)$ для кривой $i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t)$ строятся остатки регрессии (рисунок 17).

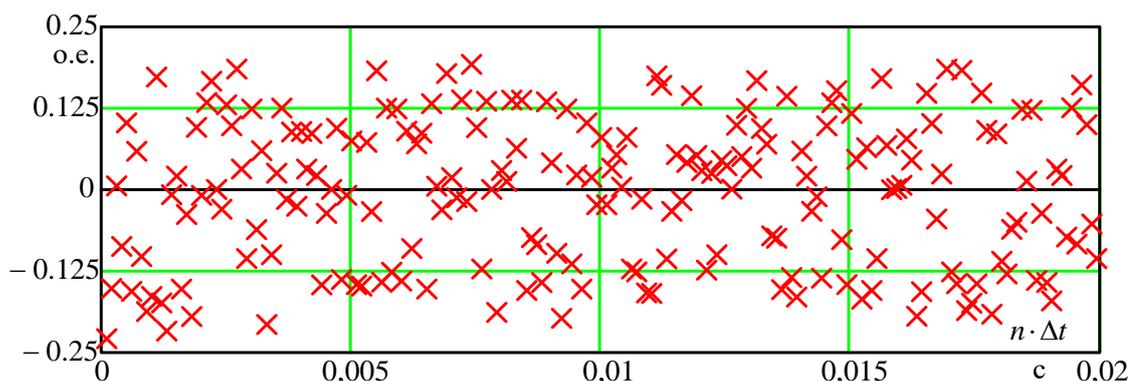


Рисунок 17. Остатки регрессии после аппроксимации кривой $i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t)$ в высокой шумовой составляющей

Визуальный анализ регрессионных остатков (рисунок 17) не позволяет выявить признаков непостоянства дисперсии, либо каких-либо явных повторяющихся зависимостей, что подтверждает правильность найденной оценки $\hat{\lambda}_1(10) = \hat{\lambda}_2(10)$ по исходной кривой $i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t)$.

Стоит отметить, что для увеличения скорости сходимости алгоритма имеется возможность вести одновременный расчет сразу нескольких циклов идентификации, работающих при различных заданных начальных приближениях, усредняя на каждом шаге получаемые значения. Также увеличить скорость сходимости алгоритма позволит предварительный, более точный, выбор начальных приближений исходя из формы производной целевой функции (рисунок 10).

2.4.3 Решение задачи минимизации целевой функции методом дифференциальной эволюции

Решение одномерной задачи по нахождению оценки $\hat{\lambda}$ методом дифференциальной эволюции требует избавления от знака невязки (28). В отличие от метода Ньютона, при составлении целевой функции для метода дифференциальной эволюции избавление от знака невязки (28) можно производить как с позиции метода наименьших квадратов, так и с позиции метода наименьших модулей (параграф 2.2.1).

На основании (29) и (31) целевая функция с позиции метода наименьших квадратов в дискретной форме записывается как

$$S_{\text{ро_кв}}(\hat{\lambda}) = \sum_{n=1}^m \left[i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t) - \hat{i}((n \cdot \Delta t), \hat{\lambda}) \right]^2. \quad (42)$$

В свою очередь целевая функция с позиции метода наименьших модулей на основании (28) и (31) записывается как

$$S_{\text{ро_мод}}(\hat{\lambda}) = \sum_{n=1}^m \left| i_{\text{изм}}(n \cdot \Delta t) - \hat{i}((n \cdot \Delta t), \hat{\lambda}) \right|. \quad (43)$$

Произведем сравнение полученных целевых функций (рисунок 18) при идеализированном незашумленном входном сигнале $i_{\text{изм}}(t)$, при котором экстремум для целевых функций совпадают и равен нулю.

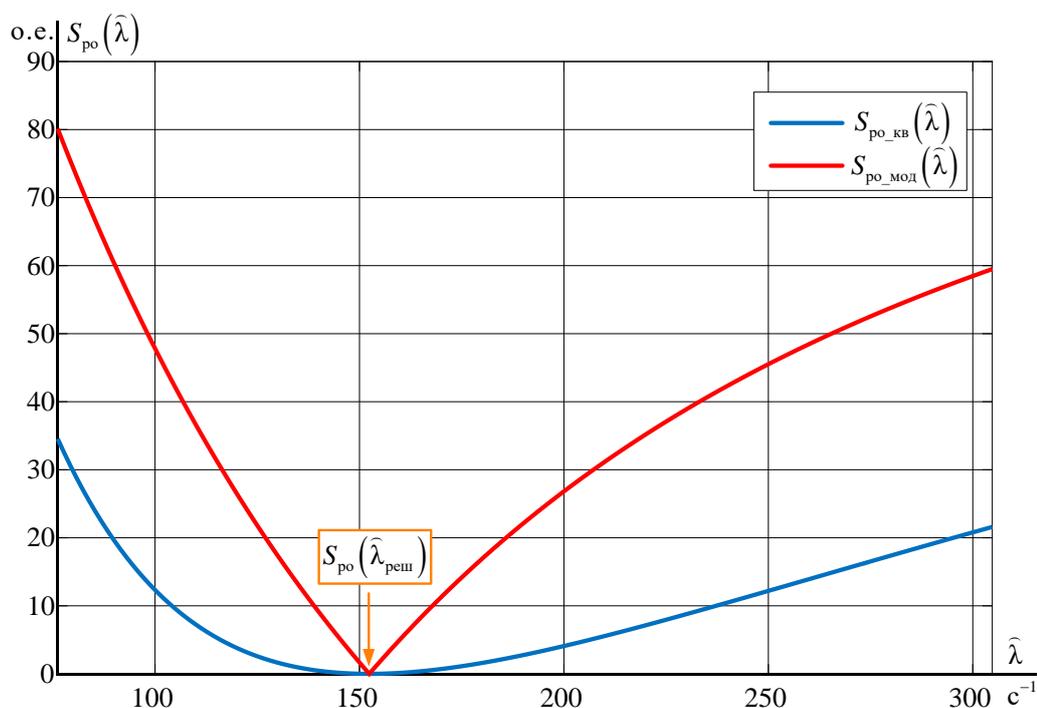


Рисунок 18. Форма целевых функций $S_{\text{ро_кв}}(\hat{\lambda})$ и $S_{\text{ро_мод}}(\hat{\lambda})$, получаемых при взятии модуля и возведении в квадрат невязки при незашумленном сигнале $i_{\text{изм}}(t)$

Анализ формы целевых функций (рисунок 18) позволяет сделать вывод, что применение метода наименьших модулей при избавлении от знака невязки является более предпочтительным, так как при этом методе форма целевой функции является более выраженной и подходящей для применения метода дифференци-

альной эволюции, что задает предпосылки для более высокой скорости формируемой итерационной процедуры идентификации.

На основании целевых функций (42) и (43) формируются две независимые итерационные процедуры по нахождению оценки $\hat{\lambda}$ методом дифференциальной эволюции с параметрами метода, приведенными в таблице 2.

Таблица 2. Настройки метода дифференциальной эволюции при решении одномерной задачи оптимизации

Наименование	Обозначение	Значение
Размерность поискового пространства	D	1
Коэффициент популяции	K	10
Размер популяции	$NP = K^D$	10
Схема DE	$\alpha/\beta/\gamma$	rand/1/exp
Сила мутации	F	0,7
Вероятность мутации	CR	0,7
Число итераций алгоритма	G_{max}	20
Минимальное значение искомой оценки	$\hat{\lambda}_{min}$	$0.5 \cdot \lambda_{этал} = 76.2 \text{ с}^{-1}$
Максимальное значение искомой оценки	$\hat{\lambda}_{max}$	$2 \cdot \lambda_{этал} = 304.7 \text{ с}^{-1}$

На этапе формирования начальной популяции (рисунок 4) применяется равномерное распределение особей (параграф 2.2.4) в диапазоне поисковых значений от $\hat{\lambda}_{min}$ до $\hat{\lambda}_{max}$ (таблица 2). Сформированная начальная популяция с равномерным распределением особей для целевых функций $S_{ро_кв}(\hat{\lambda})$ и $S_{ро_мод}(\hat{\lambda})$ при добавлении шумовой составляющей (таблица 2) в сигнал $i_{изм}(n \cdot \Delta t)$ представлена на рисунках 19, 20.

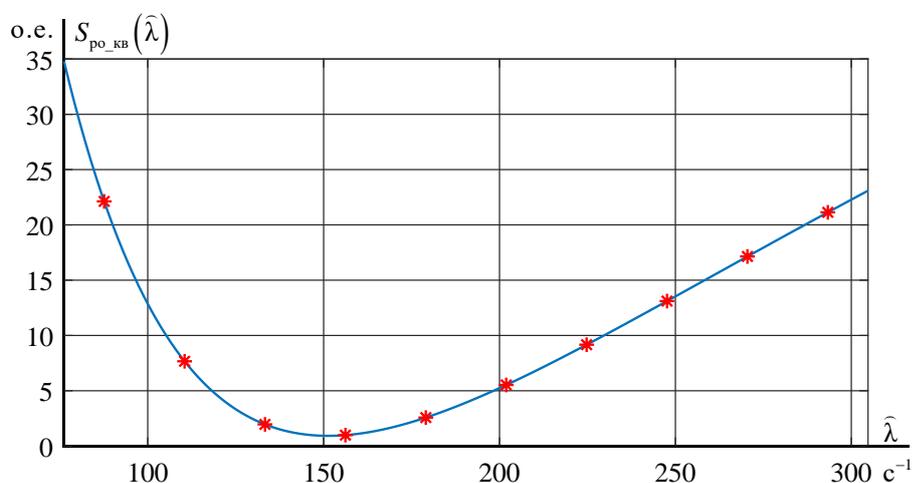


Рисунок 19. Начальная популяция особей на целевой функции $S_{ро_кв}(\hat{\lambda})$

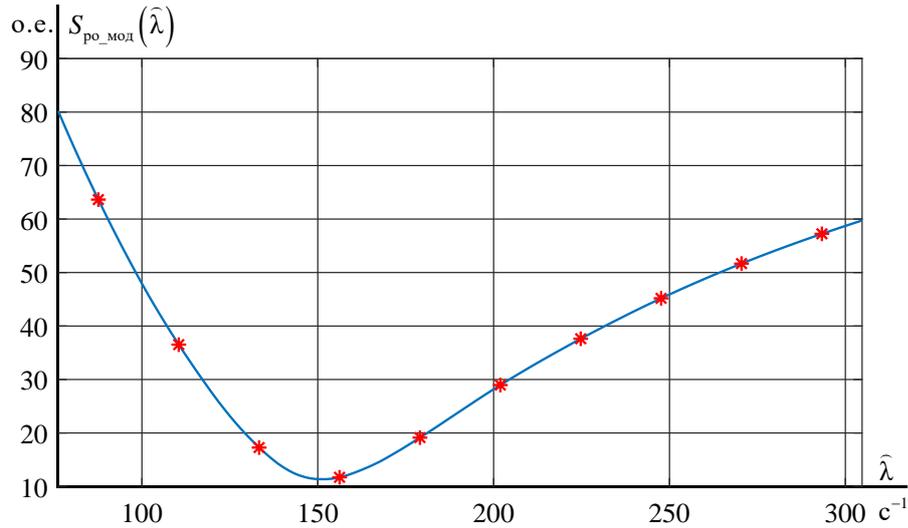


Рисунок 20. Начальная популяция особей на целевой функции $S_{po_mod}(\hat{\lambda})$

Таким образом, при добавлении шумовой составляющей форма целевых функций $S_{po_kv}(\hat{\lambda})$ и $S_{po_mod}(\hat{\lambda})$ (рисунки 19, 20) изменяется, а значение экстремумов целевых функций становится больше нуля.

На основании целевых функций (42) и (43) формируется общая итерационная процедура идентификации индуктивности \hat{L}_2 , для которой выбор способа избавления от знака невязки является одной из настроек алгоритма (рисунок 21, этап 3).

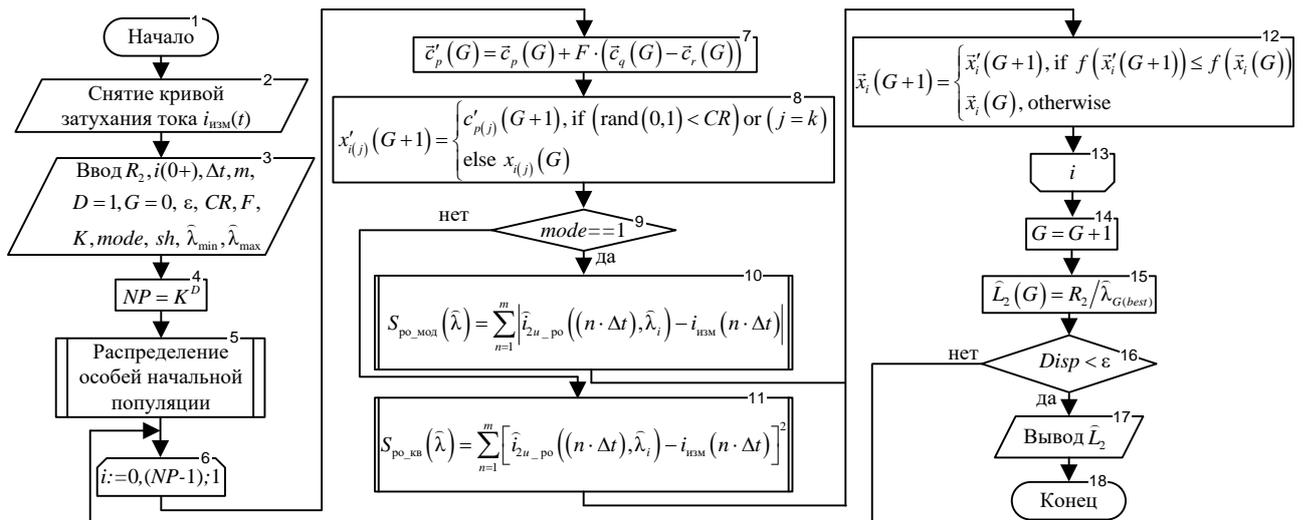


Рисунок 21. Блок-схема итерационного алгоритма идентификации индуктивности \hat{L}_2 методом DE

Функционирование блоков (рисунок 21) начального распределения особей алгоритма (этап 5), мутации (этап 7), скрещивания (этап 8) и селекции (этап 12) итерационного процесса формирования особей новой популяции (этапы 6-13) соответствуют описанию в подпараграфе 2.2.3.

Для проверки степени сходимости метода к решению на каждом шаге расчета алгоритма k производится оценка значения целевой функции $S_{\text{ро_поп}}(k)$ для популяции, а также дисперсии особей $D_{\text{ро}}(k)$ (рисунок 22).

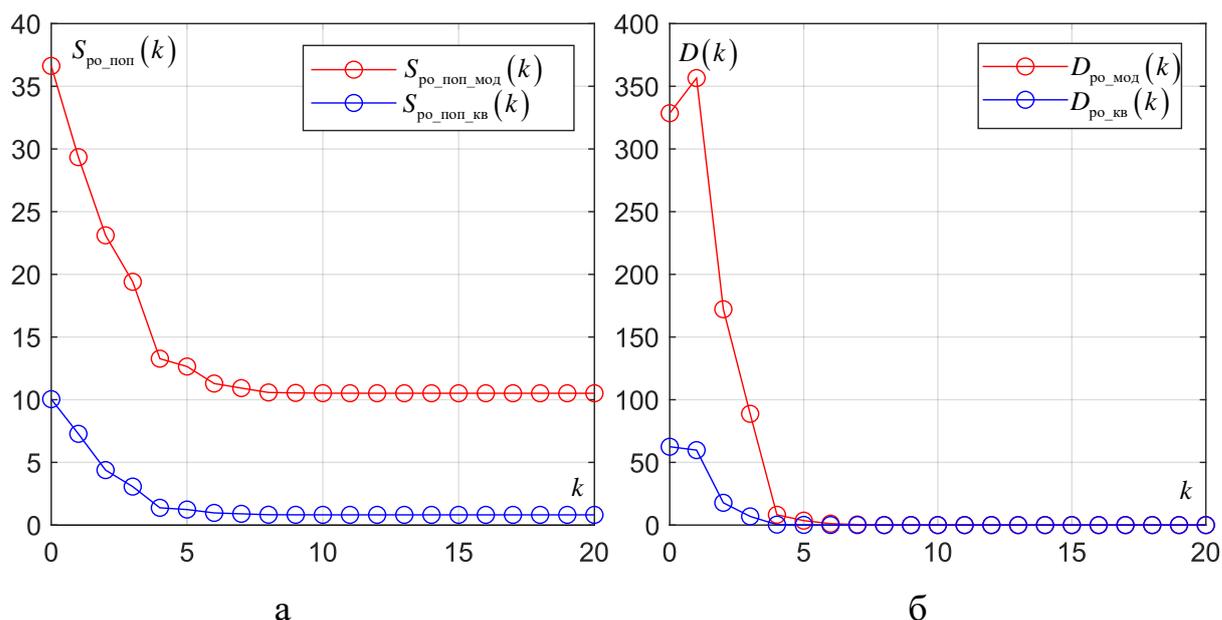


Рисунок 22. Итерационные процессы изменения значения целевой функции для популяции $S_{\text{ро_поп}}(k)$ (а) и дисперсии особей $D_{\text{ро}}(k)$ (б)

Анализ итерационных процессов изменения целевой функции для популяции $S_{\text{ро_поп}}(k)$ и дисперсии особей $D_{\text{ро}}(k)$ демонстрирует устойчивую сходимость метода дифференциальной эволюции к решению независимо от способа избавления от знака невязки при формировании целевой функции (42, 43). Способ избавления от знака невязки с помощью возведения в квадрат демонстрирует меньшее значение целевой функции в экстремуме (рисунок 22) что, однако не свидетельствует о меньшей погрешности при нахождении искомых оценок таким способом. Стоит также отметить, что дисперсия особей $D_{\text{ро}}(k)$, стремящаяся к нулевому значению, может выступать в качестве критерия, по которому заверша-

ется итерационная процедура, демонстрируя степень сходимости популяции к общему решению.

Графики итерационных процессов нахождения искомой оценки показателя $\hat{\lambda}(k)$, а также считаеой на ее основе индуктивности $\hat{L}_2(k)$ и относительной погрешности оценивания $\Delta\hat{L}_2(k)$ представлены на рисунках 23, 24.

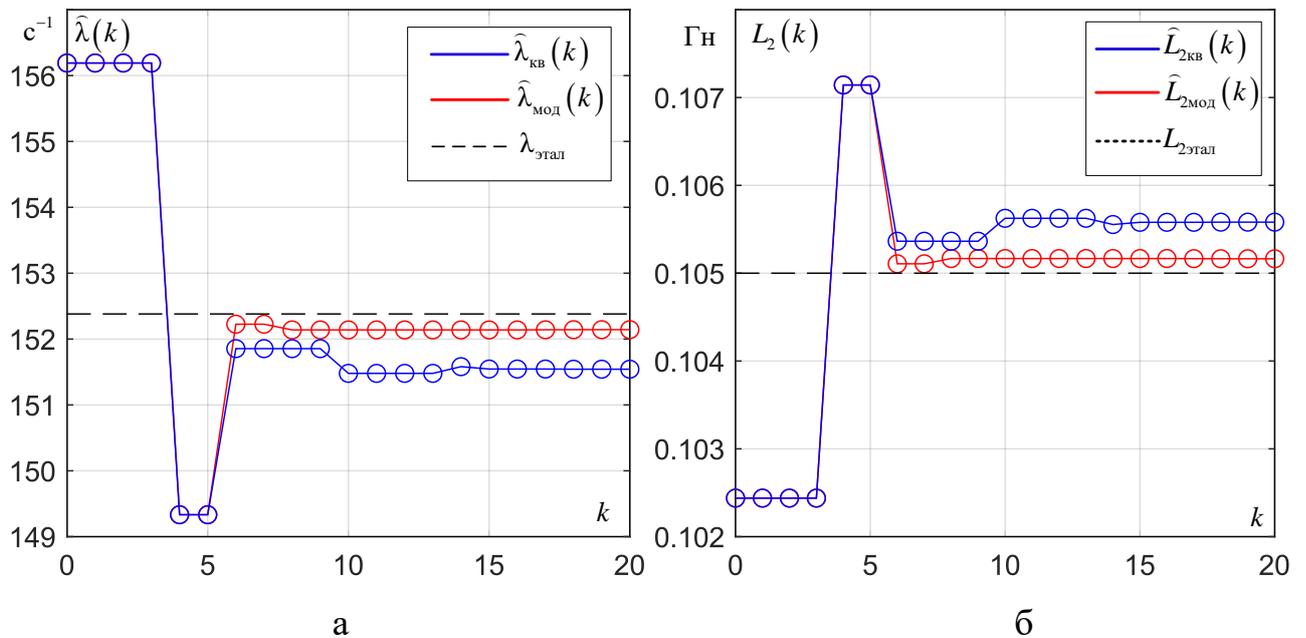


Рисунок 23. Итерационные процессы нахождения оценок показателя быстроты затухания $\hat{\lambda}(k)$ (а) и индуктивности $\hat{L}_2(k)$ (б) методом дифференциальной эволюции

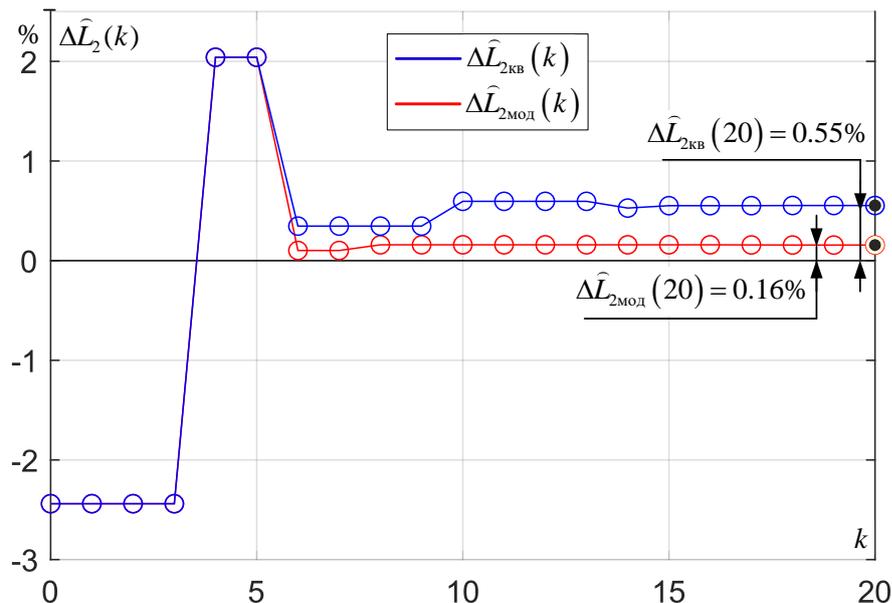


Рисунок 24. Итерационные процессы уменьшения относительной ошибки оценивания $\Delta\hat{L}(k)$ с применением метода дифференциальной эволюции

Анализ итерационных процессов оценивания $\hat{\lambda}(k)$, $\hat{L}_2(k)$ (рисунок 23), а также процессов уменьшения относительной погрешности оценивания $\Delta\hat{L}_2(k)$, (рисунок 24) с использованием метода *DE* демонстрирует более высокую скорость сходимости, а также меньшую погрешность итоговой оценки при избавлении от знака невязки с помощью взятия модуля. Таким образом, можно сделать вывод, что способ избавления от знака невязки с помощью взятие модуля является более предпочтительным, чем возведении в квадрат при применении метода *DE*.

2.5 Предварительная идентификация параметров схемы замещения асинхронной машины с неподвижным фазным ротором с замкнутыми вторичными обмотками по кривой затухания тока ротора

2.5.1 Составление настраиваемой регрессионной модели при ненулевых начальных условиях

На втором этапе решалась задача идентификации двух параметров схемы замещения АМ с неподвижным ФР с замкнутыми вторичными обмотками (рисунок 25) по фазному току ротора.

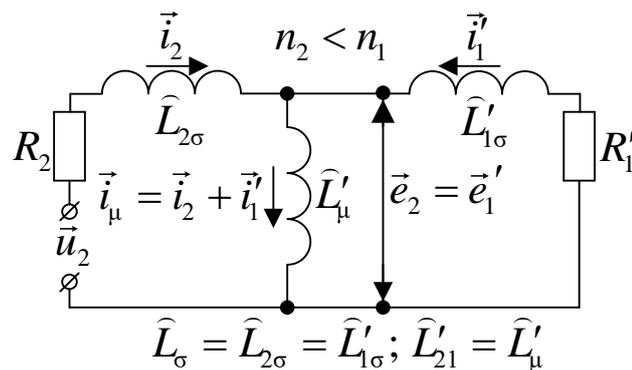


Рисунок 25. Оцениваемые параметры схемы замещения АМ с неподвижным ФР с замкнутыми вторичными обмотками

При идентификации параметров схемы замещения АМ с ФР замкнутыми обмотками статора по токам ротора принято допущение о равенстве индуктивностей рассеяния $\hat{L}_\sigma = \hat{L}_{2\sigma} = \hat{L}'_{1\sigma}$ [78]. При учете предварительно экспериментально определенных активных сопротивлений R_2 , R_1' , задача идентификации сводится к

нахождению оценки рассеяния \widehat{L}_σ , а также приведенной к ротору индуктивности главного контура намагничивания $\widehat{L}'_{21} = \widehat{L}'_\mu$. Нахождение оценок \widehat{L}_σ , \widehat{L}'_μ достигается решением одномерной задачи оптимизации методами Ньютона и дифференциальной эволюции.

Так как эксперимент снятия кривых затухания тока производится при учете неподвижности ротора ($\omega_r(t) = 0$), то процессы, протекающие в эквивалентных обмотках двухфазной АМ с ФР по составляющим u , v , становятся независимыми и идентичными процессам, происходящим в двух однофазных нагруженных трансформаторах, каждый из которых символизирует соответствующую ось, u или v . В качестве базовой обмотки АМ с ФР в трехфазной системе координат, для которой производится измерение мгновенных значений тока средствами ПЧ, выбрана обмотка $A2$ (рисунок 6), а в двухфазной системе координат соответствующей виртуальной базовой обмоткой выступает обмотка $u2$ (рисунок 7). Вследствие независимости процессов, отображаемых по осям u , v при неподвижном роторе, дифференциальные уравнения для описания переменных состояния $i_{2v}(t)$ и $\psi_{1v}(t)$ в СДУ (12) можно исключить. По причине неподвижности ротора из СДУ (12) можно также исключить все слагаемые, в которых присутствует значение угловой скорости ротора $\omega_r(t)$. СДУ универсальная, как для режима накачки тока, так и для режима затухания тока (рисунок 3) в базовой обмотке $A2$, записывается как

$$\begin{cases} \frac{di_{2u}(t)}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_2} \cdot u_{2u}(t) - \frac{R_{23}}{\sigma \cdot L_2} \cdot i_{2u}(t) + \frac{R'_1 \cdot L'_\mu}{\sigma \cdot L_2 \cdot L_1^2} \cdot \psi_{1u}(t) + 0 \\ \frac{d\psi_{1u}(t)}{dt} = -\frac{R'_1}{L_1} \cdot \psi_{1u}(t) + \frac{R'_1 \cdot L'_\mu}{L_1} \cdot i_{2u}(t) - 0. \end{cases} \quad (44)$$

На основании системы уравнений (44) возможно произвести идентификацию параметров АМ по кривым нарастания тока в базовой обмотке $A2$ (рисунок 3). Недостатком такого подхода является необходимость измерения не только тока в базовой обмотке, но и напряжения, прикладываемого к обмотке. В инженер-

ной практике, как правило, производится измерение напряжения в звене постоянного тока, которое значительно отличается от напряжения, прикладываемого непосредственно к базовой обмотке [85, 120]. Таким образом, способ построения эксперимента предварительной идентификации по кривым затухания тока в базовой обмотке (рисунок б), является более предпочтительным, так как при этом не требуется измерять напряжение, при этом $u_{2u}(t)$ приравняется нулю

$$\begin{cases} \frac{di_{2u}(t)}{dt} = 0 - \frac{R_{2э}}{\sigma \cdot L_2} \cdot i_{2u}(t) + \frac{R'_1 \cdot L'_\mu}{\sigma \cdot L_2 \cdot L_1^2} \cdot \psi_{1u}(t) \\ \frac{d\psi_{1u}(t)}{dt} = -\frac{R'_1}{L_1} \cdot \psi_{1u}(t) + \frac{R'_1 \cdot L'_\mu}{L_1} \cdot i_{2u}(t) \end{cases} \quad (45)$$

На основании (4) и теоремы о дифференцировании оригинала прямое преобразование Лапласа при ненулевых начальных условиях для $i_{2u}(t)$, $\psi_{1u}(t)$ записывается как

$$\begin{cases} \left. \frac{di_{2u}(t)}{dt} \right|_{i_{2u}(0+) \neq 0} \Rightarrow p \cdot I_{2u}(p) - i_{2u}(0+) = p \cdot I_{2u}(p) - i_{2u0} \\ \left. \frac{d\psi_{1u}(t)}{dt} \right|_{\psi_{1u}(0+) \neq 0} \Rightarrow p \cdot \Psi_{1u}(p) - \psi_{1u}(0+) = p \cdot \Psi_{1u}(p) - \psi_{1u0} \end{cases}, \quad (46)$$

где $i_{2u}(0+) = i_{2u0} \neq 0$ – проекция вектора тока ротора по оси u в момент начала фиксации кривой затухания тока (рисунок 3) [А];

$\psi_{1u}(0+) = \psi_{1u0} \neq 0$ – проекция потокосцепления статора по оси u в момент начала фиксации кривой затухания тока (рисунок 3) [Вб].

Согласно уравнениям равновесия магнитных цепей АМ (8) в начале снятия кривой затухания тока (рисунок 3)

$$\psi_{1u}(0+) = L_1 \cdot i_{1u}(0+) + L'_\mu \cdot i_{2u}(0+), \quad (47)$$

где $i_{1u}(0+)$ – значение тока статора АМ в момент начала снятия кривой затухания тока (рисунок 3).

Как было упомянуто выше, при проведении эксперимента идентификации параметров модели АМ в момент коммутации ключей АИН в обязательном по-

рядке достигается условие равенства нулю тока статора $i_{1u}(0+) = 0$. Тогда выражение (47) принимает вид

$$\Psi_{1u}(0+) = 0 + L'_\mu \cdot i_{2u0} = 0 + L'_\mu \cdot i_{2u0}. \quad (48)$$

Перейдем к операторной форме записи с учетом ненулевых начальных условий (46, 48)

$$\begin{cases} p \cdot I_{2u}(p) - i_{2u0} = -\frac{R_{2\gamma}}{\sigma \cdot L_2} \cdot I_{1u}(p) + \frac{R'_1 \cdot L'_\mu}{\sigma \cdot L_2 \cdot L_1^2} \cdot \Psi_{2u}(p) \\ p \cdot \Psi_{1u}(p) - L'_\mu \cdot i_{2u0} = -\frac{R'_1}{L_1} \cdot \Psi_{1u}(p) + \frac{R'_1 \cdot L'_\mu}{L_1} \cdot I_{2u}(p) \end{cases}, \quad (49)$$

Выражаем $\Psi_{1u}(p)$ из второго уравнения системы (49)

$$\Psi_{1u}(p) = \frac{\frac{R'_1 \cdot L'_\mu}{L_1} \cdot I_{2u}(p) + L'_\mu \cdot i_{2u0}}{p + \frac{R'_1}{L_1}}$$

Подставляем $\Psi_{1u}(p)$ в первое уравнение системы (49) и выражаем $I_{2u}(p)$:

$$I_{2u}(p) = \frac{p + \frac{R'_1}{L_1} + \frac{R'_1 \cdot L'_\mu^2}{\sigma \cdot L_2 \cdot L_1^2}}{p \cdot \left(p + \frac{R'_1}{L_1}\right) + \frac{R_{2\gamma}}{\sigma \cdot L_2} \cdot \left(p + \frac{R'_1}{L_1}\right) - \frac{R_1'^2 \cdot L_\mu'^2}{\sigma \cdot L_2 \cdot L_1^3}} \cdot i_{2u0} \quad (50)$$

Произведем обратную подстановку значений σ , $R_{2\gamma}$, L_1 и L_2 в уравнение (50) и, упростив выражение, получим итоговое изображение по Лапласу свободной составляющей тока ротора в процессе затухания

$$I_{2u}(p) = \frac{p + \left(\frac{R'_1}{L_\sigma} \cdot \left(\frac{L'_\mu + L_\sigma}{2 \cdot L'_\mu + L_\sigma}\right)\right)}{p^2 + p \cdot \left(\frac{(R_2 + R'_1) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)}\right) + \left(\frac{R_2 \cdot R'_1}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)}\right)} \cdot i_{2u0}. \quad (51)$$

В знаменателе выражения (51) заменим p на γ и, приравняв полученный полином к нулю, получим характеристическое уравнение

$$\gamma^2 \cdot 1 + \gamma^1 \cdot \left(\frac{(R_2 + R'_1) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right) + \gamma^0 \cdot \left(\frac{R_2 \cdot R'_1}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right) = 0. \quad (52)$$

Решив характеристическое уравнение (52), получим полюсы полинома знаменателя (51)

$$\gamma_1 = \frac{-\left(\frac{(R_2 + R'_1) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right) + \sqrt{\left(\frac{(R_2 + R'_1) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right)^2 - \frac{4 \cdot R_2 \cdot R'_1}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)}}}{2}, \quad (53)$$

$$\gamma_2 = \frac{-\left(\frac{(R_2 + R'_1) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right) - \sqrt{\left(\frac{(R_2 + R'_1) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right)^2 - \frac{4 \cdot R_2 \cdot R'_1}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)}}}{2}$$

являющиеся корнями этого характеристического уравнения.

Задача проектирования эффективных АМ, приемлемых для применения в инженерной практике, требует конструирования обмоток статора и ротора с заведомо различающейся конструкцией, и как следствие, с отличающимися электрическими параметрами. Различие параметров обмоток статора и ротора АМ позволяет гарантированно предполагать, что корни знаменателя передаточной функции (51) не являются кратными. Отсутствие кратных корней (53) характеристического уравнения (52) позволяет применять вторую теорему разложения (21).

Выражение $P_m(\gamma)$ согласно (51) определяется

$$P_m(\gamma) = \left[\gamma + \left(\frac{R'_1}{L_\sigma} \cdot \left(\frac{L'_\mu + L_\sigma}{2 \cdot L'_\mu + L_\sigma} \right) \right) \right] \cdot i_{2u0} \quad (54)$$

Выражение $Q'_n(\gamma)$ согласно (51) определяется, как знаменатель

$$Q'_n(\gamma) = \frac{d}{d\gamma} \left(\gamma^2 + \gamma \cdot \left(\frac{(R_2 + R'_1) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right) + \left(\frac{R_2 \cdot R'_1}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right) \right) =$$

$$= 2 \cdot \gamma + \frac{(R_2 + R'_1) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \quad (55)$$

Произведем возврат от изображения к оригиналу через подстановку корней γ_{12} согласно выражению (21) второй теоремы разложения, формируя настраиваемую регрессионную модель вида

$$i_{2u}(t) = \frac{P_m(\gamma_1)}{Q'_n(\gamma_1)} \cdot e^{\gamma_1 t} + \frac{P_m(\gamma_2)}{Q'_n(\gamma_2)} \cdot e^{\gamma_2 t}. \quad (56)$$

Согласно (53, 54) выражения $P_m(\gamma_1)$ и $P_m(\gamma_2)$ определяются

$$P_m(\gamma_1) = \left[\frac{\sqrt{\left(\frac{(R_2 + R_1) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right)^2 - 4 \cdot \frac{R_2 \cdot R_1'}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)}}}{2} - \frac{(R_2 - R_1) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{2 \cdot L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right] \cdot i_{2u0} \quad (57)$$

$$P_m(\gamma_2) = \left[\frac{\sqrt{\left(\frac{(R_2 + R_1) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right)^2 - 4 \cdot \frac{R_2 \cdot R_1'}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)}}}{2} - \frac{(R_2 - R_1) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{2 \cdot L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right] \cdot i_{2u0}.$$

Согласно (53, 55) выражения $Q'_n(\gamma_1)$ и $Q'_n(\gamma_2)$ определяются

$$Q'_n(\gamma_1) = \sqrt{\left(\frac{(R_2 + R_1) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right)^2 - 4 \cdot \frac{R_2 \cdot R_1'}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)}} \quad (58)$$

$$Q'_n(\gamma_2) = -\sqrt{\left(\frac{(R_2 + R_1) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right)^2 - 4 \cdot \frac{R_2 \cdot R_1'}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)}}.$$

На основании выражений (56, 57, 58) формируется настраиваемая регрессионная модель вида

$$\hat{i}_{2u_{30}}(t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu) = \frac{P_m(\gamma_1(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu))}{Q'_n(\gamma_1(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu))} \cdot e^{\gamma_1(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu)t} + \frac{P_m(\gamma_2(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu))}{Q'_n(\gamma_2(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu))} \cdot e^{\gamma_2(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu)t}, \quad (59)$$

являющаяся аналитическим описанием процесса затухания тока ротора АМ с ФР с замкнутыми вторичными обмотками в непрерывном времени.

На основании (31) при переходе к дискретной форме элементарная невязка определяется как разность экспериментально снятого значения тока и значения тока, формируемого настраиваемой моделью (59) в дискретном виде:

$$\Delta \hat{i}_{2u_{30}}(t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu) = \hat{i}_{2u_{30}}(n \cdot \Delta t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu) - i_{изм}(n \cdot \Delta t).$$

Элементарное значение целевой функции для АМ с ФР определяется (параграф 2.2.1) либо как квадрат элементарной невязки

$$\Delta S_{30_кв}(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu) = \left(\hat{i}_{2u_{30}}(n \cdot \Delta t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu) - i_{изм}(n \cdot \Delta t) \right)^2,$$

либо как модуль элементарной невязки

$$\Delta S_{30_мод}(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu) = \left| \hat{i}_{2u_{30}}(n \cdot \Delta t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu) - i_{изм}(n \cdot \Delta t) \right|.$$

Таким образом, итоговое значение целевой функции при применении различных способов избавления от знака невязки определяется как сумма соответствующих элементарных целевых функций:

$$S_{30_кв}(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu) = \sum_{n=1}^m \Delta S_{30_кв}(t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu) = \sum_{n=1}^m \left[\hat{i}_{2u_{30}}(n \cdot \Delta t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu) - i_{изм}(n \cdot \Delta t) \right]^2; \quad (60)$$

$$S_{30_мод}(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu) = \sum_{n=1}^m \Delta S_{30_мод}(t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu) = \sum_{n=1}^m \left| \hat{i}_{2u_{30}}(n \cdot \Delta t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu) - i_{изм}(n \cdot \Delta t) \right|, \quad (61)$$

где m – число оцифрованных значений тока ротора, полученных экспериментально.

Параметры, применяемые в дальнейшем при решении модельной двухмерной задачи по нахождению оценок $\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu$ методом Ньютона и методом дифференциальной эволюции, представлены в таблице 3.

Таблица 3. Параметры, принимаемые при решении двухмерной модельной задачи оптимизации

Параметр	Значение	Единицы измерения
$i(0+)$	10	А
R_1'	1.15	Ом
R_2	1.012	Ом
$L_{\sigma_этал}$	3	мГн
$\hat{L}'_{\mu_этал}$	105	мГн
m	800	-
$k_{шум}$	10	%

В таблице 3 приняты обозначения:

$L_{\sigma_этал}$ – эталонное значение индуктивности рассеяния;

$\hat{L}'_{\mu_этал}$ – эталонное значение индуктивности главного контура намагничивания.

Ландшафт целевых функций (60, 61), построенных при заданных параметрах (таблица 3), представлен на рисунке 26.

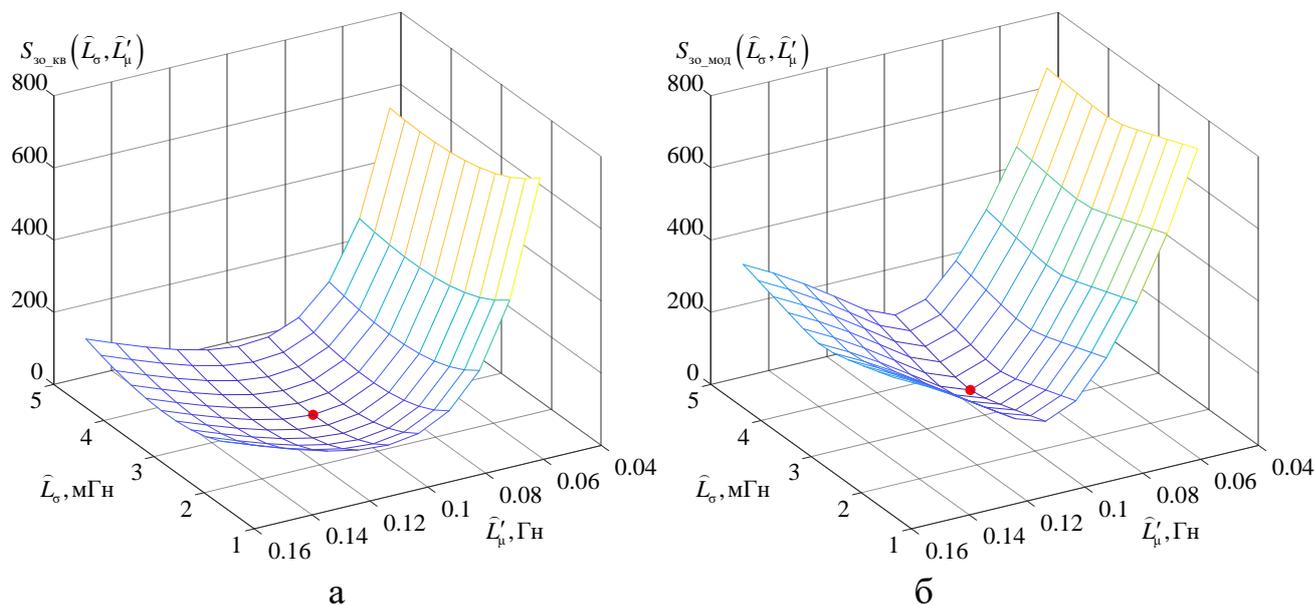


Рисунок 26. Ландшафт целевых функций $S_{зо_кв}(\hat{L}_{\sigma}, \hat{L}'_{\mu})$ и $S_{зо_мод}(\hat{L}_{\sigma}, \hat{L}'_{\mu})$, полученных возведением невязки в квадрат (а), а также взятием модуля невязки (б)

Различающийся ландшафт (рисунок 26) целевых функций (60, 61), полученных при различных способах избавления от знака невязки, позволяет предположить различную скорость сходимости формируемых на основе целевых функций итерационных процедур по оценке \hat{L}_{σ} , \hat{L}'_{μ} .

2.5.2 Решение задачи минимизации целевой функции методом Ньютона

Для решения задачи минимизации целевой функции, и как следствие, нахождения искомых оценок индуктивностей, применим метод Ньютона (метод касательных). Метод Ньютона при нахождении двух неизвестных x_1, x_2 применим для системы нелинейных уравнений вида

$$\begin{cases} F_1(x_1, x_2) = 0 \\ F_2(x_1, x_2) = 0 \end{cases}$$

где $F_1(x_1, x_2)$ - первая функция левой части системы нелинейных алгебраических уравнений,

$F_2(x_1, x_2)$ - вторая функция левой части системы нелинейных алгебраических уравнений.

Составление системы нелинейных уравнений требует определения двух частных производных целевой функции $S(x_1, x_2)$

$$F_1(x_1, x_2) = \frac{\partial S(x_1, x_2)}{\partial x_1}, \quad F_2(x_1, x_2) = \frac{\partial S(x_1, x_2)}{\partial x_2}$$

по каждому из искомых значений x_1, x_2 . Решением будут являться такие значения x_1, x_2 , при которых каждое из уравнений системы превращается в верное числовое равенство, что применительно к двумерной задаче, соответствует пересечению двух кривых на плоскости.

Применение разложения в ряд Тейлора для функций двух переменных $F_1(x_1, x_2), F_2(x_1, x_2)$ в окрестности некоторой точки n с координатами x_{1n}, x_{2n} с отбрасыванием всех компонентов ряда, кроме значения функций $F_1(x_1, x_2), F_2(x_1, x_2)$ в точке n и касательной к этой точке, позволяет построить линейную аппроксимацию в виде системы

$$\begin{cases} F_1(x_1, x_2) \approx F_1(x_{1n}, x_{2n}) + (x_1 - x_{1n}) \cdot \frac{\partial F_1(x_{1n}, x_{2n})}{\partial x_1} + (x_2 - x_{2n}) \cdot \frac{\partial F_1(x_{1n}, x_{2n})}{\partial x_2} + 0 \\ F_2(x_1, x_2) \approx F_2(x_{1n}, x_{2n}) + (x_1 - x_{1n}) \cdot \frac{\partial F_2(x_{1n}, x_{2n})}{\partial x_1} + (x_2 - x_{2n}) \cdot \frac{\partial F_2(x_{1n}, x_{2n})}{\partial x_2} + 0 \end{cases}$$

После приведения системы к матричному виду, формируем итерационную процедуру методом Ньютона

$$\begin{bmatrix} x_{1(k)} \\ x_{2(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{1(k-1)} \\ x_{2(k-1)} \end{bmatrix} - W^{-1}(x_{1(k-1)}, x_{2(k-1)}) \cdot \begin{bmatrix} F_1(x_{1(k-1)}, x_{2(k-1)}) \\ F_2(x_{1(k-1)}, x_{2(k-1)}) \end{bmatrix}$$

по нахождению x_1, x_2 , где k - шаг расчета итерационной процедуры, $W^{-1}(x_{1(k-1)}, x_{2(k-1)})$ - обратная матрица Якоби. Обратная матрица Якоби формируется на основе матрицы Якоби вида

$$W(x_1, x_2) = \begin{bmatrix} \frac{\partial F_1(x_1, x_2)}{\partial x_1} & \frac{\partial F_1(x_1, x_2)}{\partial x_2} \\ \frac{\partial F_2(x_1, x_2)}{\partial x_1} & \frac{\partial F_2(x_1, x_2)}{\partial x_2} \end{bmatrix},$$

составление которой требует определения частных производных функций $F_1(x_1, x_2), F_2(x_1, x_2)$ по каждой из искомым переменных x_1, x_2 . Так как функции $F_1(x_1, x_2), F_2(x_1, x_2)$ также являются частными производными целевой функции по x_1, x_2 , то задача составления матрицы Якоби требует нахождения частных производных второго порядка. После обращения формируется обратная матрица Якоби вида

$$W^{-1}(x_1, x_2) = \begin{bmatrix} \frac{\partial F_2(x_1, x_2)}{\partial x_2} & -\frac{\partial F_1(x_1, x_2)}{\partial x_2} \\ \frac{\partial F_2(x_1, x_2)}{\partial x_1} & -\frac{\partial F_1(x_1, x_2)}{\partial x_1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} G(x_1, x_2) & G(x_1, x_2) \\ G(x_1, x_2) & G(x_1, x_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial x_2} \left(\frac{\partial S(x_1, x_2)}{\partial x_2} \right) & -\frac{\partial}{\partial x_2} \left(\frac{\partial S(x_1, x_2)}{\partial x_1} \right) \\ -\frac{\partial}{\partial x_1} \left(\frac{\partial S(x_1, x_2)}{\partial x_2} \right) & \frac{\partial}{\partial x_1} \left(\frac{\partial S(x_1, x_2)}{\partial x_1} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} G(x_1, x_2) & G(x_1, x_2) \\ G(x_1, x_2) & G(x_1, x_2) \end{bmatrix}$$

$$, \text{ где } G(x_1, x_2) = \frac{\partial F_1(x_1, x_2)}{\partial x_1} \cdot \frac{\partial F_2(x_1, x_2)}{\partial x_2} - \frac{\partial F_1(x_1, x_2)}{\partial x_2} \cdot \frac{\partial F_2(x_1, x_2)}{\partial x_1} =$$

$$= \frac{\partial}{\partial x_1} \left(\frac{\partial S(x_1, x_2)}{\partial x_1} \right) \cdot \frac{\partial}{\partial x_2} \left(\frac{\partial S(x_1, x_2)}{\partial x_2} \right) - \frac{\partial}{\partial x_2} \left(\frac{\partial S(x_1, x_2)}{\partial x_1} \right) \cdot \frac{\partial}{\partial x_1} \left(\frac{\partial S(x_1, x_2)}{\partial x_2} \right).$$

Настраиваемая модель, описывающая процесс затухания тока в роторе асинхронного двигателя состоит из двух слагаемых, каждое из которых является

трансцендентной элементарной непрерывно дифференцируемой функцией. Это позволяет получить аналитические выражения частных производных первого и второго порядка для составления матрицы Якоби. Формирование обратной матрицы Якоби в аналитическом виде позволяет на современной цифровой элементной базе (ПЛИС-PLD, ЦСП-DSP) реализовать разработанный на основе метода Ньютона алгоритм оценивания электромагнитных параметров асинхронных электрических машин различного конструктивного исполнения.

Для начала расчета итерационной процедуры требуется задание начальных приближений значений $x_{1(0)}$, $x_{2(0)}$ при $k=0$. Стоит отметить, что итерационная процедура оценивания параметров x_1 , x_2 может иметь расходящийся характер при задании некорректных начальных приближений $x_{1(0)}$, $x_{2(0)}$. Для обеспечения гарантированной сходимости метода предварительной идентификации параметров Т-образной схемы замещения асинхронной электрической машины на основе эмпирического опыта следует рекомендовать задание в качестве начальных приближений значения индуктивностей \widehat{L}_σ , \widehat{L}'_μ которые заведомо на порядок меньше известных справочных данных для аналогичных электрических машин, близких по совокупности.

Сформированный на основе метода Ньютона итерационный алгоритм имеет вид (рисунок 27).

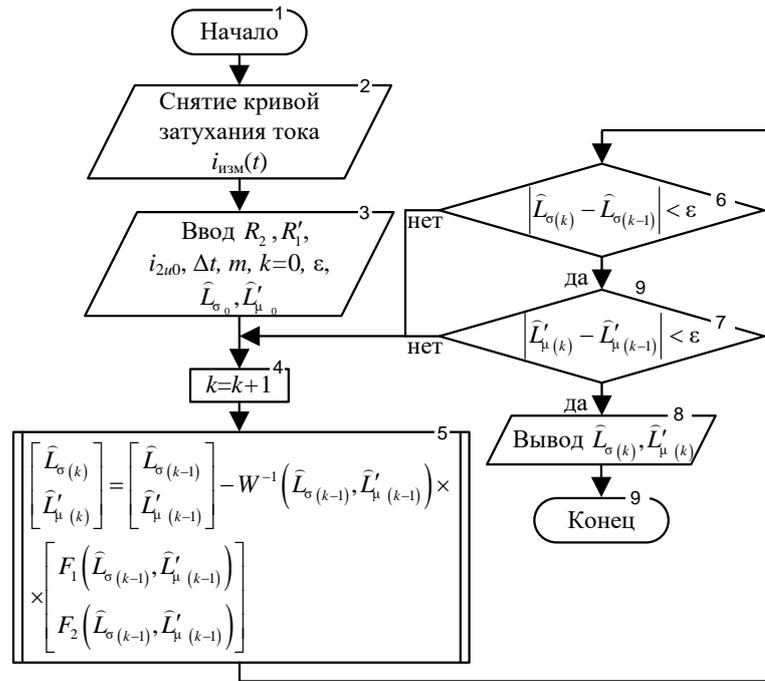


Рисунок 27. Блок-схема итерационного алгоритма идентификации индуктивности \hat{L}_σ , \hat{L}'_μ методом Ньютона

В качестве критерия окончания итерационного процесса (рисунок 27, 6,7 этап) выступает условие $\|x_{(k-1)} - x_{(k)}\| < \varepsilon$, где ε - разрешенная точность оценки значений x_1 , x_2 . Сходящийся итерационный процесс по нахождению оценок \hat{L}_σ , \hat{L}'_μ модели асинхронной машины с неподвижным фазным ротором представлен на рисунках 28, 29.

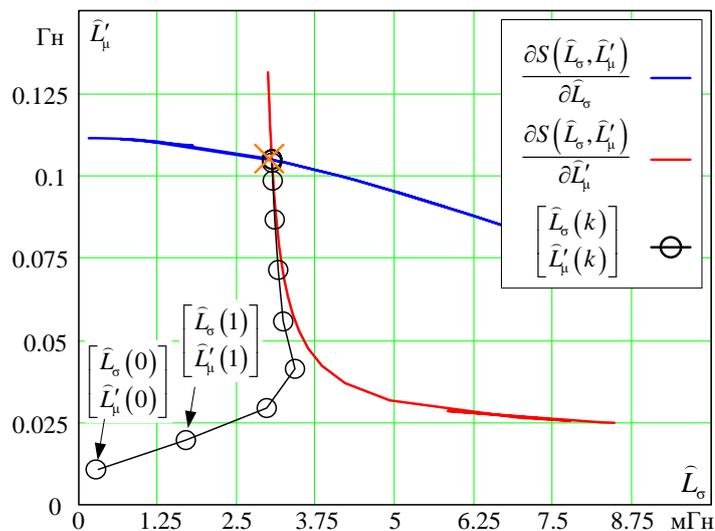


Рисунок 28. Итерационный процесс нахождения оценок \hat{L}'_μ , \hat{L}_σ параметров модели АМ с ФР методом Ньютона на двумерном пространстве решений

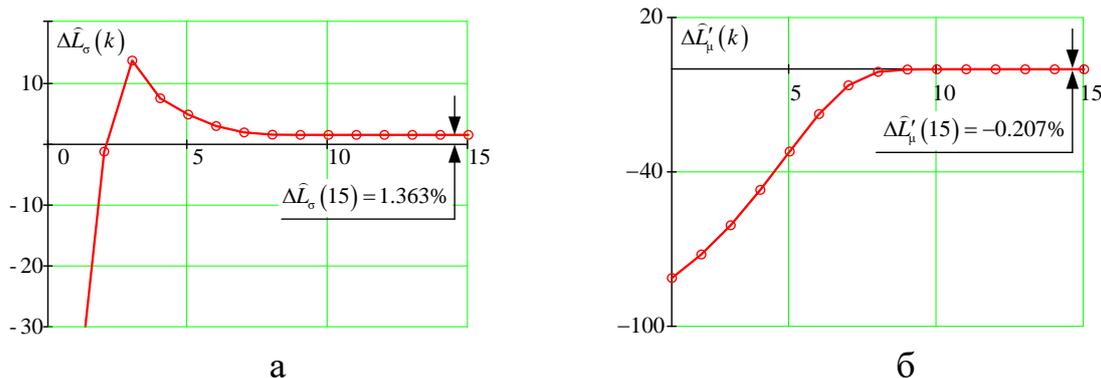


Рисунок 29. Итерационные процессы уменьшения относительных погрешностей оценивания индуктивностей рассеяния (а) и главного контура намагничивания (б) методом Ньютона

2.5.3 Решение задачи минимизации целевой функции методом дифференциальной эволюции

В качестве альтернативного метода минимизации целевых функций $S_{зо_кв}(\widehat{L}_\sigma, \widehat{L}'_\mu)$ (60) и $S_{зо_мод}(\widehat{L}_\sigma, \widehat{L}'_\mu)$ (61) используем метод дифференциальной эволюции. Для использования метода дифференциальной эволюции, в сравнении с методом Ньютона, не требуется расчета многочисленных частных производных, что упрощает его применение. Таким образом, на основании целевых функций (60, 61) формируются две независимые итерационные процедуры по нахождению оценок \widehat{L}_σ , \widehat{L}'_μ методом дифференциальной эволюции с параметрами метода, приведенными в таблице 4.

Таблица 4. Настройки метода дифференциальной эволюции при решении двухмерной задачи оптимизации

Наименование	Обозначение	Значение
Размерность поискового пространства	D	2
Коэффициент популяции	K	4
Размер популяции	$NP = K^D$	16
Схема DE	$\alpha/\beta/\gamma$	rand/1/exp
Сила мутации	F	0,7
Вероятность мутации	CR	0,7
Число итераций алгоритма	G_{max}	50
Минимальное значение искомой оценки \widehat{L}_σ	\widehat{L}_{σ_min}	$0,5 \cdot L_{\sigma_этaл} = 1.5 \text{ мГн}$
Максимальное значение искомой оценки \widehat{L}_σ	\widehat{L}_{σ_max}	$2 \cdot L_{\sigma_этaл} = 6 \text{ мГн}$
Минимальное значение искомой оценки \widehat{L}'_μ	\widehat{L}'_{μ_min}	$0,5 \cdot L'_{\mu_этaл} = 52.5 \text{ мГн}$
Максимальное значение искомой оценки \widehat{L}'_μ	\widehat{L}'_{μ_max}	$2 \cdot L'_{\mu_этaл} = 210 \text{ мГн}$

На этапе формирования начальной популяции (рисунок 4) применяется равномерное распределение особей (параграф 2.2.4) в диапазоне поисковых значений от \widehat{L}_{σ_min} до \widehat{L}_{σ_max} , а также от \widehat{L}'_{μ_min} до \widehat{L}'_{μ_max} для каждой из искомых оценок (таблица 4). Сформированная начальная популяция с равномерным распределением особей для целевых функций $S_{зо_кв}(\widehat{L}_{\sigma}, \widehat{L}'_{\mu})$ и $S_{зо_мод}(\widehat{L}_{\sigma}, \widehat{L}'_{\mu})$ при добавлении шумовой составляющей (таблица 4) в сигнал $i_{изм}(n \cdot \Delta t)$ представлена на рисунке 30.

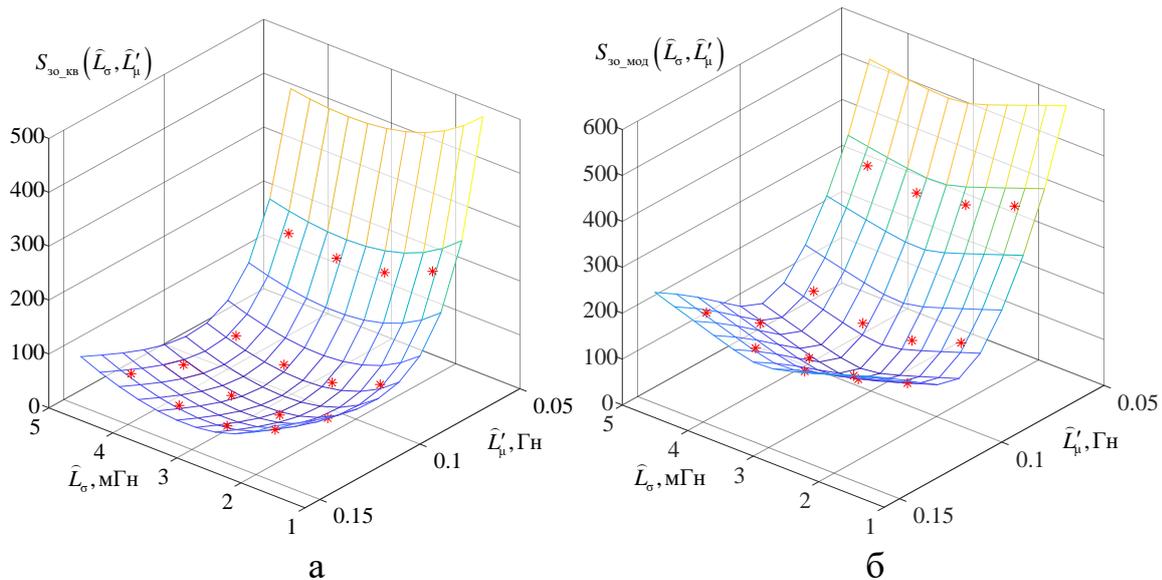


Рисунок 30. Начальная популяция с равномерным распределением особей на целевых функциях $S_{зо_кв}(\widehat{L}_{\sigma}, \widehat{L}'_{\mu})$ (а) и $S_{зо_мод}(\widehat{L}_{\sigma}, \widehat{L}'_{\mu})$ (б)

Для проверки степени сходимости метода к решению на каждом шаге расчета алгоритма k производится оценка значения целевой функции $S_{зо_поп}(k)$ для популяции, а также дисперсии особей $D_{зо}(k)$ (рисунок 32).

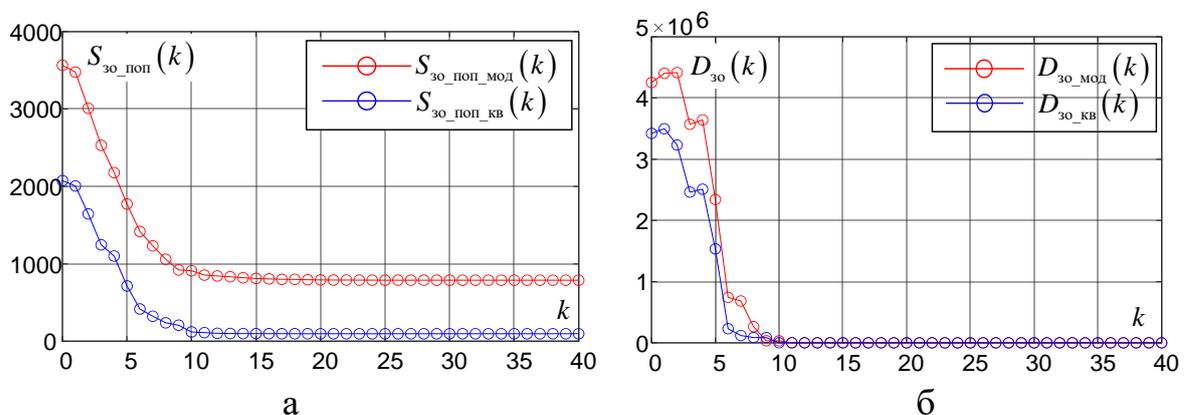


Рисунок 31. Итерационные процессы изменения значения целевой функции для популяции $S_{зо_поп}(k)$ (а) и дисперсии особей $D_{зо}(k)$ (б)

Анализ итерационных процессов изменения целевой функции для популяции $S_{зо_поп}(k)$ и дисперсии особей $D_{зо}(k)$ демонстрирует устойчивую сходимость метода дифференциальной эволюции к решению независимо от способа избавления от знака невязки при формировании целевой функции.

Графики итерационных процессов уменьшения относительных погрешностей искомой оценки \hat{L}_σ , \hat{L}'_μ , представлены на рисунке 32.

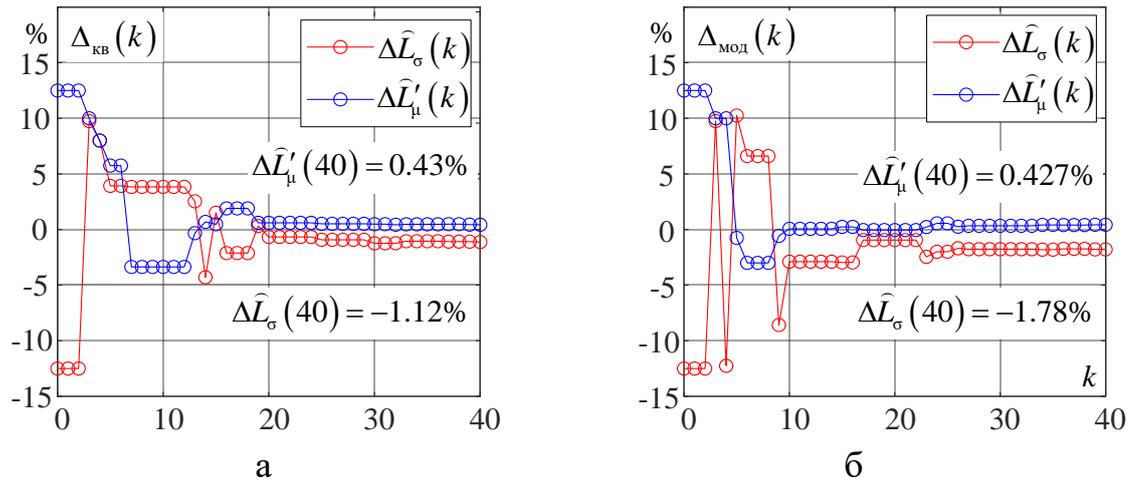


Рисунок 32. Итерационные процессы уменьшения относительных погрешностей $\Delta\hat{L}_\sigma(k)$ и $\Delta\hat{L}'_\mu(k)$ при возведении невязки в квадрат (а) и взятия модуля невязки (б) при минимизации целевой функции методом дифференциальной эволюции

Анализ итерационных процессов уменьшения относительной погрешности оценивания $\Delta\hat{L}_\sigma(k)$, $\Delta\hat{L}'_\mu(k)$, (рисунок 32) с использованием метода дифференциальной эволюции не демонстрирует различные погрешности для искомых величин. Можно сделать вывод, что способ избавления от знака невязки не является принципиальным при решении данной задачи оптимизации.

2.6. Выводы по второй главе

1. Разработанные алгоритмы предварительной идентификации параметров схемы замещения АМ с ФР с разомкнутыми и замкнутыми вторичными обмотками по кривым затухания тока ротора методами Ньютона и *DE* демонстрируют гарантированную сходимость и асимптотическую устойчивость при решении одномерной и двухмерной модельных задач оптимизации, что свидетельствует о правильности полученных настраиваемых регрессионных моделей и корректности сформированных итерационных процедур по нахождению искомым оценок параметров.

2. Алгоритмы предварительной идентификации, организованные с помощью метода Ньютона, демонстрируют более высокую скорость сходимости, однако требуют дополнительного определения частных производных от целевой функции.

3. Алгоритмы предварительной идентификации, организованные с помощью метода *DE*, демонстрируют более высокую скорость сходимости по сравнению с методом Ньютона, однако позволяют производить непосредственную оптимизацию оцениваемых параметров, для чего не требуется нахождение частных производных.

ГЛАВА 3. ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ НАСТРАИВАЕМОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ С НЕПОДВИЖНЫМ КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ

3.1 Составление настраиваемой регрессионной модели асинхронной машины с неподвижным короткозамкнутым ротором в неподвижной жестко связанной со статором системе координат α, β при ненулевых начальных условиях

В данной главе разрабатывается алгоритм предварительной идентификации параметров настраиваемой модели АМ с неподвижным КЗ ротором по цепям статора средствами ПЧ (рисунок 25).

На втором этапе решалась задача идентификации двух параметров схемы замещения АМ с неподвижным ФР с замкнутыми вторичными обмотками (рисунок 33) по фазному току ротора.

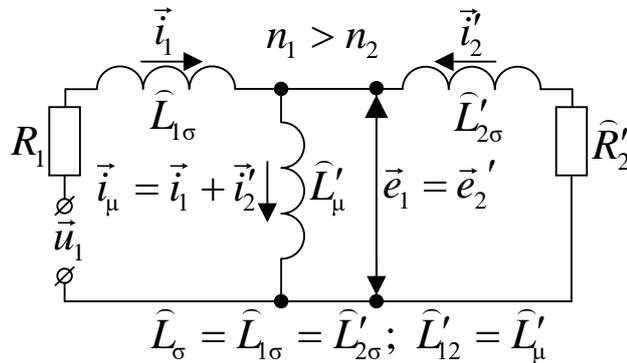


Рисунок 33. Оцениваемые параметры схемы замещения АМ с неподвижным КЗ ротором

При этом индуктивность рассеяния статорной, а также приведенная к статорной обмотке индуктивность роторной обмотки асинхронной машины с короткозамкнутым ротором приняты равными $\hat{L}_\sigma = \hat{L}_{2\sigma} = \hat{L}'_{1\sigma}$ [78], а активное сопротивление статорной обмотки R_1 заранее известным. Таким образом, задача идентификации параметров настраиваемой модели АМ с КЗ ротором сводится решению задачи оптимизации в трехмерном пространстве решений и нахождению оценок индуктивности рассеяния \hat{L}_σ , приведенной к статору индуктивности главного

контура намагничивания $\widehat{L}'_{12} = \widehat{L}'_{\mu}$, а также приведенного к статору активного сопротивления роторной обмотки \widehat{R}'_2 . Составление итерационной процедуры по нахождению трех искомым оценок параметров модели АМ с КЗ методом Ньютона требует определения трех частных производных от исходной целевой функции, от которых также требуется повторно определить частные производные по каждой из искомым оценок параметров (параграф 2.5.1). Получаемая в результате итерационная процедура является громоздкой, а ее применение в ПО микроконтроллеров современных ПЧ затруднительным. По этой причине нахождение оценок \widehat{L}'_{σ} , \widehat{L}'_{μ} , \widehat{R}'_2 производилось только методом дифференциальной эволюции, для которого не требуется определять дополнительные частные производные при увеличении размерности пространства решений.

Для описания процессов, протекающих в АМ с КЗ ротором при подключении ПЧ в статорную цепь, целесообразно рассмотреть электрическую машину в трехфазной естественной системе координат a, b, c (рисунок 34) относительно цепи статора.

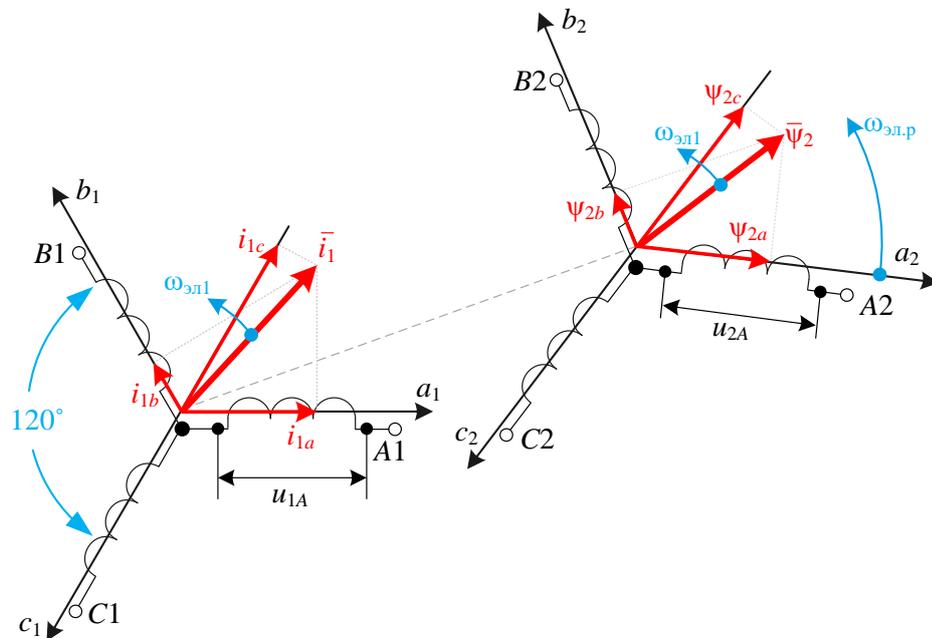


Рисунок 34. Схема трехфазной АМ в трехфазной естественной системе координат

a, b, c при рассмотрении процессов относительно статорных цепей

Оси a_1, b_1, c_1 совпадают с проекциями i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} изображающего вектора тока ротора \bar{i}_1 . Физический смысл проекций i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} заключается в удачном математическом представлении мгновенных значений токов, реально протекающих в соединенных в звезду статорных обмотках $A1, B1, C1$ АМ с КЗ ротором, под воздействием напряжений u_{1A}, u_{1B}, u_{1C} соответственно. Оси a_2, b_2, c_2 совпадают с проекциями $\psi_{2a}, \psi_{2b}, \psi_{2c}$ изображающего вектора потокосцепления $\bar{\psi}_2$. Физический смысл проекций $\psi_{2a}, \psi_{2b}, \psi_{2c}$ заключается в удачном математическом представлении мгновенных значений потокосцеплений, реально наводимых обмотками статора $A2, B2, C2$ от протекания токов в беличьей клетке ротора, которую для упрощения рассматривают как соединенную в звезду трехфазную систему обмоток. Таким образом, токи в обмотках ротора i_{2a}, i_{2b}, i_{2c} протекают под воздействием напряжений u_{2A}, u_{2B}, u_{2C} соответственно. Электрическая скорость $\omega_{эл1}$ характеризует угловую скорость вращения вектора тока статора \bar{i}_1 , а также вектора потокосцепления $\bar{\psi}_2$ относительно неподвижного статора. В настоящее время существует единообразный подход к математическому описанию АМ как традиционной конструкции, так и обращенной конструкции. На основе этого подхода допустимо рассматривать, что ротор вращается относительно статора, либо статор относительно ротора. При этом скорость перемещения ротора относительно статора (рисунок 34) обозначена $\omega_{эл.р}$.

Для упрощения математического описания производится переход от трехфазной схемы АМ в осях a, b, c к двухфазной схеме АМ в осях α, β и u, v , что позволяет сократить число уравнений, входящих в СДУ для описания динамики электромагнитных процессов АМ с шести до четырех. Переход от естественной трехфазной системы координат a, b, c к любой из известных и получивших в настоящее время распространение двухфазных ортогональных систем координат, таких как $u, v; \alpha, \beta; d, q$ и x, y требует соблюдения баланса мощностей. Для соблюдения баланса мощностей при переходе от трехфазной системы к двухфазной системе координат необходимо ввести масштабирующий коэффициент $3/2$. Так

как предложенный эксперимент предварительной идентификации параметров АМ производится при неподвижном роторе, является целесообразным учет масштабирующего коэффициента в механической системе формирования крутящего момента АМ. Также при таком подходе является удобным то, что токи и напряжения в обмотках реальной АМ по амплитуде будут равны токам и напряжениям двухфазной обобщенной машины. Переход к вышеупомянутым вращающимся системам координат d, q и x, y не является целесообразным, так как все рассматриваемые динамические процессы в АМ при снятии кривых затухания тока происходят только при неподвижном роторе. При переходе к двухфазной системе координат трехфазная система обмоток реальной АМ заменяется на двухфазную систему обмоток виртуальной эквивалентной машины, а три координатные оси преобразуются в две ортогональные оси α, β и u, v (рисунок 35).

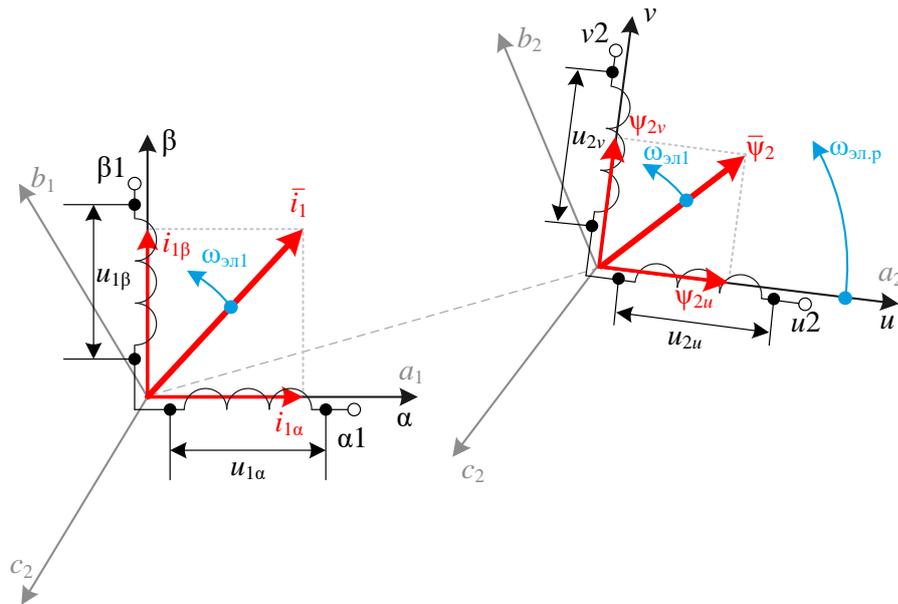


Рисунок 35. Схема АМ в двухфазной неподвижной системе координат в осях α, β и u, v при рассмотрении процессов относительно статорных цепей

Ось статора α при этом совпадает с исходной осью a_1 , а ось β ортогональна оси α . Результирующий вектор тока ротора \bar{i}_1 однозначно характеризуют мгновенные значения токов ротора $i_{1\alpha}, i_{1\beta}$ по осям α, β протекающих под воздействием напряжений $u_{1\alpha}, u_{1\beta}$, прикладываемых к обмоткам $\alpha 1, \beta 1$. Ось ротора u при этом совпадает с исходной осью a_2 , а ось v ортогональна оси u . Результирующий век-

тор потокосцепления статора $\bar{\Psi}_2$ однозначно характеризует мгновенные значения потокосцеплений Ψ_{2u} , Ψ_{2v} .

Приведем систему дифференциальных уравнений (СДУ), описывающую поведение переменных состояния АМ, представленных в осях α , β и u , v в векторной форме:

$$\begin{cases} \bar{u}_{1\alpha\beta}(t) = R_1 \cdot \bar{i}_{1\alpha\beta}(t) + \frac{d\bar{\Psi}_{1\alpha\beta}(t)}{dt} \\ \bar{u}_{2uv}(t) = R_2 \cdot \bar{i}_{2uv}(t) + \frac{d\bar{\Psi}_{2uv}(t)}{dt} \end{cases}, \quad (62)$$

где $\bar{u}_{1\alpha\beta}(t)$ – состояние вектора напряжения, питающего статорную цепь АМ в момент времени t в неподвижной жестко связанной со статором ортогональной системе координат α , β , В;

$\bar{u}_{2uv}(t)$ – состояние вектора напряжения, проекции которого питают роторную цепь АМ в момент времени t в неподвижной жестко связанной с ротором ортогональной системе координат u , v , В;

$\bar{i}_{1\alpha\beta}(t)$ – состояние вектора тока статора в момент времени t в системе координат α , β , А;

$\bar{i}_{2uv}(t)$ – состояние вектора тока ротора в момент времени t в системе координат u , v , А;

$\bar{\Psi}_{1\alpha\beta}(t)$ – состояние вектора потокосцепления, наводимого от протекания токов, составляющих вектора $\bar{i}_{1\alpha\beta}(t)$, в момент времени t в системе координат α , β , Вб;

$\bar{\Psi}_{2uv}(t)$ – состояние вектора потокосцепления, наводимого от протекания токов, составляющих вектора $\bar{i}_{2uv}(t)$, в момент времени t в системе координат u , v , Вб.

Перейдем от оригиналов (62) к изображениям через прямое одностороннее преобразование Лапласа при нулевых начальных условиях [118] согласно выражению

$$F(p) = L[f(t)] = \int_0^{+\infty} f(t) \cdot e^{-pt} dt, \quad (63)$$

как это принято в теории автоматического управления при составлении структурных схем динамических объектов на основе СДУ.

$$\begin{cases} \bar{U}_{1\alpha\beta}(p) = R_1 \cdot \bar{I}_{1\alpha\beta}(p) + p \cdot \bar{\Psi}_{1\alpha\beta}(p) \\ \bar{U}_{2uv}(p) = R_2 \cdot \bar{I}_{2uv}(p) + p \cdot \bar{\Psi}_{2uv}(p) \end{cases}, \quad (64)$$

где $\bar{U}_{1\alpha\beta}(p)$ – изображение вектора напряжения, питающего статорную цепь АМ в неподвижной жестко связанной с ротором ортогональной системе координат $\alpha, \beta, B \cdot c$;

$\bar{U}_{2uv}(p)$ – изображение вектора напряжения, питающего роторную цепь АМ в неподвижной жестко связанной с ротором ортогональной системе координат $u, v, B \cdot c$;

$\bar{I}_{1\alpha\beta}(p)$ – изображение вектора тока статора в системе координат $\alpha, \beta, A \cdot c$;

$\bar{I}_{2uv}(p)$ – изображение вектора тока ротора в системе координат $u, v, A \cdot c$;

$\bar{\Psi}_{1\alpha\beta}(p)$ – состояние вектора потокосцепления, наводимого под воздействием вектора тока $\bar{I}_{1\alpha\beta}(p)$, в системе координат $\alpha, \beta, B \cdot c$;

$\bar{\Psi}_{2uv}(p)$ – изображение вектора потокосцепления, наводимого под воздействием вектора тока $\bar{I}_{2uv}(p)$, в системе координат $u, v, B \cdot c$.

Поскольку обмотки ротора АМ с КЗ ротором замкнуты накоротко, то напряжение обмоток ротора $\bar{U}_{2uv}(p) = 0$.

После приведения роторных переменных к неподвижной, жестко связанной со статором, двухфазной ортогональной системе координат α, β :

$$\begin{cases} \bar{U}_{1\alpha\beta}(p) = R_1 \cdot \bar{I}_{1\alpha\beta}(p) + p \cdot \bar{\Psi}_{1\alpha\beta}(p) \\ 0 = R_2' \cdot \bar{I}_{2\alpha\beta}(p) + p \cdot \bar{\Psi}_{2\alpha\beta}(p) - j \cdot \omega_{эл.р} \cdot \bar{\Psi}_{2\alpha\beta}(p) \end{cases} \quad (65)$$

где $R_2' = k_{прив}^2 \cdot R_2$ – приведенное к статору активное сопротивление обмотки ротора (7).

Ввиду того, что каналы измерения ПЧ регистрируют токи в статорных цепях АМ, то в качестве вектора, описывающего динамическое состояние роторной электрической цепи, целесообразно использовать не вектор потокосцепления статорной цепи $\bar{\Psi}_{1\alpha\beta}$, а вектор тока статора $\bar{I}_{1\alpha\beta}$. Для этого воспользуемся уравнениями равновесия магнитных цепей АМ [81]

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_{1\alpha\beta}(p) = L_1 \cdot \bar{I}_{1\alpha\beta}(p) + L'_{12} \cdot \bar{I}_{2\alpha\beta}(p) \\ \bar{\Psi}_{2\alpha\beta}(p) = L_2 \cdot \bar{I}_{2\alpha\beta}(p) + L'_{12} \cdot \bar{I}_{1\alpha\beta}(p) \end{cases} \quad (66)$$

где $L_1 = L_{1\sigma} + L'_{12}$ – эквивалентная индуктивность обмотки статора, Гн;

$L_2 = L'_{2\sigma} + L'_{12}$ – эквивалентная индуктивность обмотки ротора, Гн;

$L_{1\sigma}$ – индуктивность рассеяния обмотки статора, Гн;

$L'_{2\sigma} = k_{\text{прив}}^2 \cdot L_{2\sigma}$ – приведенная к статору индуктивность рассеяния обмотки ротора, Гн;

$L'_{12} = k_{\text{прив}} \cdot L_{2\sigma}$ – приведенная к статору индуктивность главного контура намагничивания, Гн.

Подставив $\bar{\Psi}_{1\alpha\beta}(p)$ из (66) в (65), получаем:

$$\begin{cases} \bar{U}_{1\alpha\beta}(p) = R_1 \cdot \bar{I}_{1\alpha\beta}(p) + L_1 \cdot p \cdot \bar{I}_{1\alpha\beta}(p) + L'_{12} \cdot p \cdot \bar{I}_{2\alpha\beta}(p) \\ 0 = R_2' \cdot \bar{I}_{2\alpha\beta}(p) + L_2 \cdot p \cdot \bar{I}_{2\alpha\beta}(p) + L'_{12} \cdot p \cdot \bar{I}_{1\alpha\beta}(p) - j \cdot \omega_{\text{эл.р}} \cdot \bar{\Psi}_{2\alpha\beta}(p) \end{cases} \quad (67)$$

Задействованные в (9) векторы $\bar{U}_{1\alpha\beta}$, $\bar{\Psi}_{2\alpha\beta}$, $\bar{I}_{1\alpha\beta}$, $\bar{I}_{2\alpha\beta}$ можно разложить на ортогональные компоненты в системе координат u, v АМ

$$\begin{cases} \bar{U}_{1\alpha\beta}(p) = U_{1\alpha}(p) + j \cdot U_{1\beta}(p) \\ \bar{\Psi}_{2\alpha\beta}(p) = \Psi_{2\alpha}(p) + j \cdot \Psi_{2\beta}(p) \\ \bar{I}_{1\alpha\beta}(p) = I_{1\alpha}(p) + j \cdot I_{1\beta}(p) \\ \bar{I}_{2\alpha\beta}(p) = I_{2\alpha}(p) + j \cdot I_{2\beta}(p) \end{cases} \quad (68)$$

Представленные в (67) вектора на основе (68) спроецируем на ортогональную систему координат u, v и составим СДУ для соответствующих проекций

$$\begin{cases} U_{1\alpha}(p) = R_1 \cdot I_{1\alpha}(p) + L_1 \cdot p \cdot I_{1\alpha}(p) + L'_{12} \cdot p \cdot I_{2\alpha}(p) \\ U_{1\beta}(p) = R_1 \cdot I_{1\beta}(p) + L_1 \cdot p \cdot I_{1\beta}(p) + L'_{12} \cdot p \cdot I_{2\beta}(p) \\ 0 = R'_2 \cdot I_{2\alpha}(p) + L_2 \cdot p \cdot I_{2\alpha}(p) + L'_{12} \cdot p \cdot I_{1\alpha}(p) + \omega_{\text{эл.р}} \cdot \Psi_{2\beta}(p) \\ 0 = R'_2 \cdot I_{2\beta}(p) + L_2 \cdot p \cdot I_{2\beta}(p) + L'_{12} \cdot p \cdot I_{1\beta}(p) - \omega_{\text{эл.р}} \cdot \Psi_{2\alpha}(p) \end{cases} \quad (69)$$

На основании вышеприведенных и обоснованных формул (62-69) представим СДУ, описывающую динамику АМ в осях α , β во всех динамических режимах, при этом механическая система является одномассовой

$$\begin{cases} \frac{di_{1\alpha}(t)}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_1} \cdot u_{1\alpha}(t) - \frac{R_{1\beta}}{\sigma \cdot L_1} \cdot i_{1\alpha}(t) + \frac{R'_2 \cdot L'_{12}}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2} \cdot \psi_{2\alpha}(t) + \\ + \frac{L'_{12}}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2} \cdot z_p \cdot \omega_r(t) \cdot \psi_{2\beta}(t) \\ \frac{di_{1\beta}(t)}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_1} \cdot u_{1\beta}(t) - \frac{R_{1\alpha}}{\sigma \cdot L_1} \cdot i_{1\beta}(t) + \frac{R'_2 \cdot L'_{12}}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2} \cdot \psi_{2\beta}(t) - \\ - \frac{L'_{12}}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2} \cdot z_p \cdot \omega_r(t) \cdot \psi_{2\alpha}(t) \\ \frac{d\psi_{2\alpha}(t)}{dt} = -\frac{R'_2}{L_2} \cdot \psi_{2\alpha}(t) + \frac{R'_2 \cdot L'_{12}}{L_2} \cdot i_{1\alpha}(t) - z_p \cdot \omega_r(t) \cdot \psi_{2\beta}(t) \\ \frac{d\psi_{2\beta}(t)}{dt} = -\frac{R'_2}{L_2} \cdot \psi_{2\beta}(t) + \frac{R'_2 \cdot L'_{12}}{L_2} \cdot i_{1\beta}(t) + z_p \cdot \omega_r(t) \cdot \psi_{2\alpha}(t) \\ \frac{d\omega_r(t)}{dt} = \frac{1}{J} \cdot \left(\frac{3}{2} \cdot \frac{L'_{12} \cdot z_p}{L_2} (\psi_{2\alpha}(t) \cdot i_{1\beta}(t) - \psi_{2\beta}(t) \cdot i_{1\alpha}(t)) - M_C(t) \right), \end{cases} \quad (70)$$

где $\sigma = 1 - \frac{L'^2_{12}}{L_1 \cdot L_2}$ – коэффициент рассеяния, о.е.;

$R_{1\beta} = R_1 + \frac{R'_2 \cdot L'^2_{12}}{L_2}$ – эквивалентное активное сопротивление цепей статора

АМ, Ом.

Так как эксперимент снятия кривых затухания тока производится при неподвижном роторе ($\omega_r(t) = 0$), процессы, протекающие в эквивалентных обмотках двухфазной АМ по составляющим α , β , становятся независимыми и идентичными процессам, происходящим в двух однофазных нагруженных трансформаторах,

каждый из которых символизирует соответствующую ось, α или β . В качестве базовой обмотки АМ с КЗ ротором в трехфазной системе координат, для которой производится измерение мгновенных значений тока средствами ПЧ, выбрана обмотка А1 (рисунок 34), а в двухфазной системе координат соответствующей виртуальной базовой обмоткой выступает обмотка $\alpha 1$ (рисунок 35). Вследствие независимости процессов, отображаемых по осям α , β при неподвижном роторе, дифференциальные уравнения для описания переменных состояния $i_{1\beta}(t)$ и $\psi_{2\beta}(t)$ в СДУ (70) можно исключить. По причине неподвижности ротора из СДУ (70) можно также исключить все слагаемые, в которых присутствует значение угловой скорости ротора $\omega_r(t)$. СДУ, универсальная как для режима накачки тока, так и для режима затухания тока (рисунок 3) в базовой обмотке А1, записывается как

$$\begin{cases} \frac{di_{1\alpha}(t)}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_1} \cdot u_{1\alpha}(t) - \frac{R_{1\beta}}{\sigma \cdot L_1} \cdot i_{1\alpha}(t) + \frac{R'_2 \cdot L'_\mu}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2^2} \cdot \psi_{2\alpha}(t) + 0 \\ \frac{d\psi_{2\alpha}(t)}{dt} = -\frac{R'_2}{L_2} \cdot \psi_{2\alpha}(t) + \frac{R'_2 \cdot L'_\mu}{L_2} \cdot i_{1\alpha}(t) - 0. \end{cases}, \quad (71)$$

где $L'_\mu = L'_{12}$.

На основании системы уравнений (71) возможно произвести идентификацию параметров АМ по кривым нарастания тока в базовой обмотке А1 (рисунок 3). Недостатком такого подхода является необходимость измерения не только тока в базовой обмотке, но и напряжения, прикладываемого к обмотке. В инженерной практике, как правило, производится измерение напряжения в звене постоянного тока, которое значительно отличается от напряжения, прикладываемого непосредственно к базовой обмотке. Таким образом, способ построения эксперимента предварительной идентификации по кривым затухания тока в базовой обмотке (рисунок 34), является более предпочтительным, так как при этом не требуется измерять напряжение, при этом $u_{1\alpha}(t)$ приравнивается нулю

$$\begin{cases} \frac{di_{1\alpha}(t)}{dt} = 0 - \frac{R_{1\alpha}}{\sigma \cdot L_1} \cdot i_{1\alpha}(t) + \frac{R'_2 \cdot L'_\mu}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2^2} \cdot \psi_{2\alpha}(t) \\ \frac{d\psi_{2\alpha}(t)}{dt} = -\frac{R'_2}{L_2} \cdot \psi_{2\alpha}(t) + \frac{R'_2 \cdot L'_\mu}{L_2} \cdot i_{1\alpha}(t). \end{cases} \quad (72)$$

На основании (4) и теоремы о дифференцировании оригинала прямое преобразование Лапласа при ненулевых начальных условиях для $i_{1\alpha}(t)$, $\psi_{2\alpha}(t)$ записывается как

$$\begin{cases} \left. \frac{di_{1\alpha}(t)}{dt} \right|_{i_{1\alpha}(0+) \neq 0} \Rightarrow p \cdot I_{1\alpha}(p) - i_{1\alpha}(0+) = p \cdot I_{1\alpha}(p) - i_{1\alpha 0} \\ \left. \frac{d\psi_{2\alpha}(t)}{dt} \right|_{\psi_{2\alpha}(0+) \neq 0} \Rightarrow p \cdot \Psi_{2\alpha}(p) - \psi_{2\alpha}(0+) = p \cdot \Psi_{2\alpha}(p) - \psi_{2\alpha 0} \end{cases}, \quad (73)$$

где $i_{1\alpha}(0+) = i_{1\alpha 0} \neq 0$ – проекция вектора тока ротора по оси α в момент начала фиксации кривой затухания тока (рисунок 3), А;

$\psi_{2\alpha}(0+) = \psi_{2\alpha 0} \neq 0$ – проекция потокосцепления статора по оси u в момент начала фиксации кривой затухания тока (рисунок 3), Вб.

В (73) делается допущение, что коммутация ключей АИН производится мгновенно. Такое допущение является правомерным, так как продолжительность коммутации ключей современных АИН (сотни наносекунд) много меньше самой малой из постоянных времени АМ. Ток $i_{1\alpha}(0+)$ фиксируется в памяти цифрового сигнального процессора непосредственно перед началом снятия кривой затухания тока (рисунок 3).

Согласно уравнениям равновесия магнитных цепей АМ (66) в начале снятия кривой затухания тока (рисунок 3)

$$\psi_{2\alpha}(0+) = L_2 \cdot i_{2\alpha}(0+) + L'_\mu \cdot i_{1\alpha}(0+), \quad (74)$$

где $i_{2\alpha}(0+)$ – значение тока ротора АМ в момент начала снятия кривой затухания тока (рисунок 3), А.

Как было упомянуто выше, при проведении эксперимента идентификации параметров модели АМ в момент коммутации ключей АИН в обязательном по-

рядке достигается условие равенства нулю тока статора $i_{2\alpha}(0+) = 0$. Тогда выражение (74) принимает вид

$$\Psi_{2\alpha}(0+) = 0 + L'_\mu \cdot i_{1\alpha}(0+). \quad (75)$$

Перейдем к операторной форме записи на основании исходной СДУ (72) с учетом ненулевых начальных условий (73, 75)

$$\begin{cases} p \cdot I_{1\alpha}(p) - i_{1\alpha 0} = -\frac{R_{1\beta}}{\sigma \cdot L_1} \cdot I_{1\alpha}(p) + \frac{R'_2 \cdot L'_\mu}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2^2} \cdot \Psi_{2\alpha}(p) \\ p \cdot \Psi_{2\alpha}(p) - L'_\mu \cdot i_{1\alpha 0} = -\frac{R'_2}{L_2} \cdot \Psi_{2\alpha}(p) + \frac{R'_2 \cdot L'_\mu}{L_2} \cdot I_{1\alpha}(p) \end{cases}, \quad (76)$$

Выражаем $\Psi_{2\alpha}(p)$ из второго уравнения системы (76)

$$\Psi_{2\alpha}(p) = \left(\frac{R'_2 \cdot L'_\mu}{L_2} \cdot I_{1\alpha}(p) + L'_\mu \cdot i_{1\alpha 0} \right) / \left(p + \frac{R'_2}{L_2} \right)$$

Подставляем $\Psi_{2\alpha}(p)$ в первое уравнение системы (76) и выражаем $I_{1\alpha}(p)$

$$I_{1\alpha}(p) = \frac{p + \frac{R'_2}{L_2} + \frac{R'_2 \cdot L'^2_\mu}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2^2}}{p \cdot \left(p + \frac{R'_2}{L_2} \right) + \frac{R_{1\beta}}{\sigma \cdot L_1} \cdot \left(p + \frac{R'_2}{L_2} \right) - \frac{R'^2_2 \cdot L'^2_\mu}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2^3}} \cdot i_{1\alpha 0} \quad (77)$$

Произведем обратную подстановку значений σ , $R_{1\beta}$, L_1 и L_2 в уравнение (77) и, упростив выражение, получим итоговое изображение по Лапласу свободной составляющей тока ротора в процессе затухания

$$I_{1\alpha}(p) = \frac{p + \left(\frac{R'_2}{L_\sigma} \cdot \left(\frac{L'_\mu + L_\sigma}{2 \cdot L'_\mu + L_\sigma} \right) \right)}{p^2 + p \cdot \left(\frac{(R_1 + R'_2) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right) + \left(\frac{R_1 \cdot R'_2}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right)} \cdot i_{1\alpha 0}. \quad (78)$$

В знаменателе выражения (78) заменим p на γ и, приравняв полученный полином к нулю, получим характеристическое уравнение

$$\gamma^2 \cdot 1 + \gamma^1 \cdot \left(\frac{(R_1 + R'_2) \cdot (L_m + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L_m + L_\sigma)} \right) + \gamma^0 \cdot \left(\frac{R_1 \cdot R'_2}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L_m + L_\sigma)} \right) = 0. \quad (79)$$

Решив характеристическое уравнение (79), получим полюсы полинома знаменателя (78)

$$\gamma_1 = \frac{-\left(\frac{(R_1 + R_2') \cdot (L_\mu' + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L_\mu' + L_\sigma)}\right) + \sqrt{\left(\frac{(R_1 + R_2') \cdot (L_\mu' + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L_\mu' + L_\sigma)}\right)^2 - \frac{4 \cdot R_1 \cdot R_2'}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L_\mu' + L_\sigma)}}}{2},$$

$$\gamma_2 = \frac{-\left(\frac{(R_1 + R_2') \cdot (L_\mu' + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L_\mu' + L_\sigma)}\right) - \sqrt{\left(\frac{(R_1 + R_2') \cdot (L_\mu' + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L_\mu' + L_\sigma)}\right)^2 - \frac{4 \cdot R_1 \cdot R_2'}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L_\mu' + L_\sigma)}}}{2} \quad (80)$$

являющиеся корнями этого характеристического уравнения.

Задача проектирования эффективных АМ, приемлемых для применения в инженерной практике, требует конструирования обмоток статора и ротора с заведомо различающейся конструкцией, и как следствие, с отличающимися электрическими параметрами. Различие параметров обмоток статора и ротора АМ позволяет гарантированно предполагать, что корни знаменателя передаточной функции (78) не являются кратными. Отсутствие кратных корней (80) характеристического уравнения (79) позволяет применять вторую теорему разложения [119]

$$f(t) = \sum_{k=1}^n \frac{P_m(\gamma_k)}{Q_n'(\gamma_k)} \cdot e^{\gamma_k t}, \quad (81)$$

для нахождения оригинала тока $i_{1\alpha}(t)$ по известному изображению (78),

где k – номер корня характеристического уравнения;

$P_m(\gamma)$ – числитель передаточной функции (78) при соответствующем корне γ ;

$Q_n'(\gamma)$ – производная знаменателя передаточной функции (78) при соответствующем корне γ .

Выражение $P_m(\gamma)$ согласно (78) определяется

$$P_m(\gamma) = \left[\gamma + \left(\frac{R_2'}{L_\sigma} \cdot \left(\frac{L_\mu' + L_\sigma}{2 \cdot L_\mu' + L_\sigma} \right) \right) \right] \cdot i_{1\alpha 0} \quad (82)$$

Выражение $Q'_n(\gamma)$ согласно (78) определяется, как знаменатель

$$\begin{aligned} Q'_n(\gamma) &= \frac{d}{d\gamma} \left(\gamma^2 + \gamma \cdot \left(\frac{(R_1 + R'_2) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right) + \left(\frac{R_1 \cdot R'_2}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right) \right) = \\ &= 2 \cdot \gamma + \frac{(R_1 + R'_2) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \end{aligned} \quad (83)$$

Произведем возврат от изображения к оригиналу через подстановку корней γ_{12} согласно выражению второй теоремы разложения

$$i_{1\alpha}(t) = \frac{P_m(\gamma_1)}{Q'_n(\gamma_1)} \cdot e^{\gamma_1 t} + \frac{P_m(\gamma_2)}{Q'_n(\gamma_2)} \cdot e^{\gamma_2 t}. \quad (84)$$

Согласно (80, 82) выражения $P_m(\gamma_1)$ и $P_m(\gamma_2)$ определяются

$$\begin{aligned} P_m(\gamma_1) &= \left[\frac{\sqrt{\left(\frac{(R_1 + R'_2) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right)^2 - \frac{4 \cdot R_1 \cdot R'_2}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)}}}{2} - \frac{(R_1 - R'_2) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{2 \cdot L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right] \cdot i_{1\alpha 0}, \\ P_m(\gamma_2) &= \left[\frac{\sqrt{\left(\frac{(R_1 + R'_2) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right)^2 - \frac{4 \cdot R_1 \cdot R'_2}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)}}}{2} - \frac{(R_1 - R'_2) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{2 \cdot L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right] \cdot i_{1\alpha 0}. \end{aligned} \quad (85)$$

Согласно (80, 83) выражения $Q'_n(\gamma_1)$ и $Q'_n(\gamma_2)$ определяются

$$\begin{aligned} Q'_n(\gamma_1) &= \sqrt{\left(\frac{(R_1 + R'_2) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right)^2 - \frac{4 \cdot R_1 \cdot R'_2}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)}}, \\ Q'_n(\gamma_2) &= -\sqrt{\left(\frac{(R_1 + R'_2) \cdot (L'_\mu + L_\sigma)}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)} \right)^2 - \frac{4 \cdot R_1 \cdot R'_2}{L_\sigma \cdot (2 \cdot L'_\mu + L_\sigma)}}. \end{aligned} \quad (86)$$

На основании выражений (84, 85, 86) формируется настраиваемая регрессионная модель вида

$$\hat{i}_{1\alpha_кз} \left(t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2 \right) = \frac{P_m(\gamma_1(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2))}{Q'_n(\gamma_1(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2))} \cdot e^{\gamma_1(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2)t} + \frac{P_m(\gamma_2(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2))}{Q'_n(\gamma_2(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2))} \cdot e^{\gamma_2(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2)t}, \quad (87)$$

являющаяся аналитическим описанием процесса затухания тока статора АМ с КЗ ротором в непрерывном времени.

На основании (31) при переходе к дискретной форме элементарная невязка определяется как разность экспериментально снятого значения тока и значения тока, формируемого настраиваемой моделью в дискретном виде:

$$\Delta i_{1\alpha_кз} \left(t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2 \right) = i_{1\alpha_кз} \left(n \cdot \Delta t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2 \right) - i_{изм} \left(n \cdot \Delta t \right).$$

Элементарное значение целевой функции для АМ с КЗ ротором определяется (параграф 2.2.1) либо как квадрат элементарной невязки

$$\Delta S_{кз_кв} \left(t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2 \right) = \left[i_{1\alpha_кз} \left(n \cdot \Delta t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2 \right) - i_{изм} \left(n \cdot \Delta t \right) \right]^2,$$

либо как модуль элементарной невязки

$$\Delta S_{кз_мод} \left(t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2 \right) = \left| i_{1\alpha_кз} \left(n \cdot \Delta t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2 \right) - i_{изм} \left(n \cdot \Delta t \right) \right|.$$

Таким образом, итоговое значение целевой функции при применении различных способов избавления от знака невязки определяется как сумма соответствующих элементарных целевых функций:

$$\begin{aligned} S_{кз_кв} \left(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2 \right) &= \sum_{n=1}^m \Delta S_1 \left(t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2 \right) = \\ &= \sum_{n=1}^m \left[i_{1\alpha_кз} \left(n \cdot \Delta t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2 \right) - i_{изм} \left(n \cdot \Delta t \right) \right]^2, \end{aligned} \quad (88)$$

$$\begin{aligned} S_{кз_мод} \left(\hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2 \right) &= \sum_{n=1}^m \Delta S_2 \left(t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2 \right) = \\ &= \sum_{n=1}^m \left| i_{1\alpha_кз} \left(n \cdot \Delta t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_\mu, \hat{R}'_2 \right) - i_{изм} \left(n \cdot \Delta t \right) \right|, \end{aligned} \quad (89)$$

где m – число оцифрованных значений тока статора, полученных экспериментально.

Параметры, применяемые в дальнейшем при решении модельной трехмерной задачи по нахождению оценок \hat{L}_σ , \hat{L}'_μ , \hat{R}'_2 методом дифференциальной эволюции, представлены в таблице 5.

Таблица 5. Параметры, принимаемые при решении трехмерной модельной задачи оптимизации

Параметр	Значение	Единицы измерения
$i(0+)$	10	А
R_1	1.15	Ом
$R'_{2_этал}$	1.012	Ом
$L_{\sigma_этал}$	3	мГн
$L'_{\mu_этал}$	105	мГн
m	800	-
$k_{шум}$	10	%
Δt	100	мкс

В таблице 5 приняты следующие обозначения:

$L_{\sigma_этал}$ – эталонное значение индуктивности рассеяния;

$L'_{\mu_этал}$ – эталонное значение индуктивности главного контура намагничивания;

$R'_{2_этал}$ – эталонное значение приведенного активного сопротивления роторной обмотки.

Ландшафт целевых функций (88, 89), построенных при заданных параметрах (таблица 5), представлен на рисунке 36.

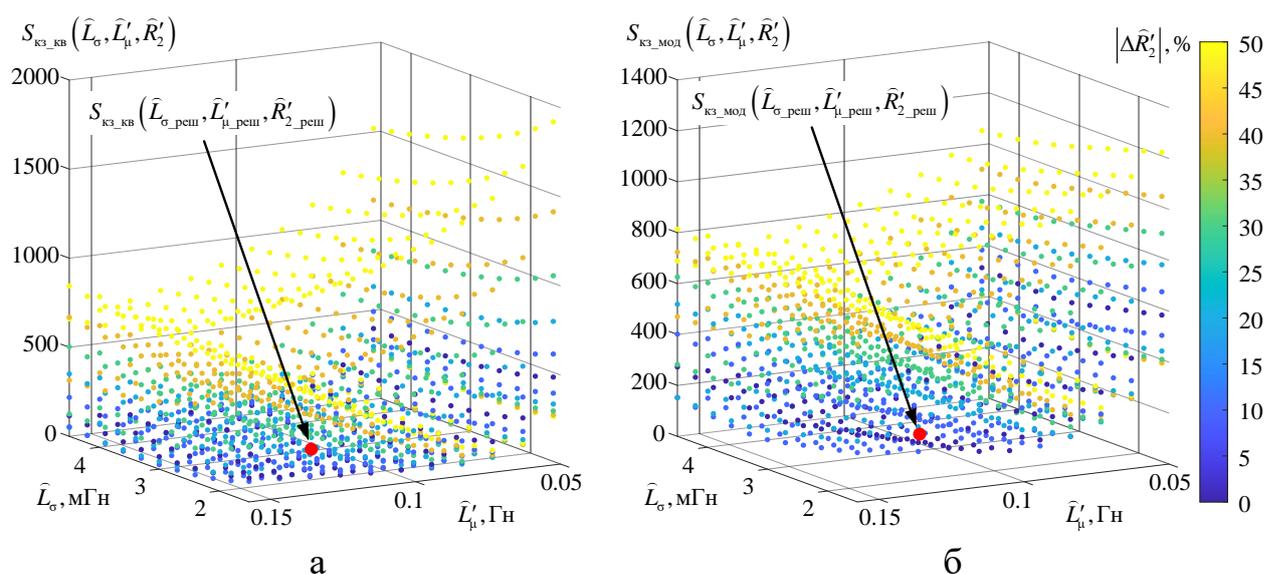


Рисунок 36. Ландшафт целевых функций, полученных возведением невязки в квадрат (а), а также взятием модуля невязки (б)

Четырехмерный ландшафт (рисунок 36) каждой из целевых функций (88, 89), полученных при различных способах избавления от знака невязки, формируется семейством трехмерных поверхностей. Каждая из трехмерных поверхностей строится при различной оценке искомого приведенного активного сопротивления \widehat{R}'_2 , а ландшафт поверхностей схож с ландшафтом целевых функций, построенных при решении задачи идентификации параметров математической модели АМ с ФР (рисунок 26). Для более удачной визуализации четырехмерного ландшафта (рисунок 36) целевых функций четвертое измерение, характеризующее приведенное активное сопротивление ротора \widehat{R}'_2 , стоит как относительная ошибка согласно выражению

$$|\Delta \widehat{R}'_2| = \frac{|\widehat{R}'_2 - \widehat{R}'_{2_этал}|}{\widehat{R}'_{2_этал}} \cdot 100\% .$$

Различающийся ландшафт (рисунок 36) целевых функций (88, 89), полученных при различных способах избавления от знака невязки, позволяет предположить различную скорость сходимости формируемых на основе целевых функций итерационных процедур по оценке \widehat{L}'_σ , \widehat{L}'_μ , \widehat{R}'_2 .

3.2 Предварительная идентификация параметров схемы замещения асинхронной машины с неподвижным короткозамкнутым ротором по кривой затухания тока статора методом дифференциальной эволюции

В качестве метода минимизации целевых функций $S_{\text{кз_кв}}(\widehat{L}'_\sigma, \widehat{L}'_\mu, \widehat{R}'_2)$ (60) и $S_{\text{кз_мод}}(\widehat{L}'_\sigma, \widehat{L}'_\mu, \widehat{R}'_2)$ (61) используем метод дифференциальной эволюции. На основании целевых функций (60, 61) две независимые итерационные процедуры по нахождению оценок \widehat{L}'_σ , \widehat{L}'_μ , \widehat{R}'_2 методом дифференциальной эволюции с параметрами метода, приведенными в таблице 6.

Таблица 6. Настройки метода дифференциальной эволюции при решении трехмерной задачи оптимизации

Наименование	Обозначение	Значение
Размерность поискового пространства	D	3
Коэффициент популяции	K	3
Размер популяции	$NP=K^D$	27
Схема DE	$\alpha/\beta/\gamma$	rand/1/exp
Сила мутации	F	0,7
Вероятность мутации	CR	0,7
Число итераций алгоритма	G_{max}	50
Минимальное значение искомой оценки \widehat{L}_σ	\widehat{L}_{σ_min}	$0,5 \cdot L_{\sigma_этaл} = 1.5$ мГн
Максимальное значение искомой оценки \widehat{L}_σ	\widehat{L}_{σ_max}	$2 \cdot L_{\sigma_этaл} = 6$ мГн
Минимальное значение искомой оценки \widehat{L}'_μ	\widehat{L}'_{μ_min}	$0,5 \cdot L'_{\mu_этaл} = 52.5$ мГн
Максимальное значение искомой оценки \widehat{L}'_μ	\widehat{L}'_{μ_max}	$2 \cdot L'_{\mu_этaл} = 210$ мГн
Минимальное значение искомой оценки \widehat{R}'_2	\widehat{R}'_{2_min}	$0,5 \cdot R'_{2_этaл} = 0.506$ Ом
Максимальное значение искомой оценки \widehat{R}'_2	\widehat{R}'_{2_max}	$2 \cdot R'_{2_этaл} = 1.024$ Ом

На этапе формирования начальной популяции (рисунок 4) применяется равномерное распределение особей (параграф 2.2.4) в диапазоне поисковых значений от \widehat{L}_{σ_min} до \widehat{L}_{σ_max} , \widehat{L}'_{μ_min} до \widehat{L}'_{μ_max} , а также от \widehat{R}'_{2_min} до \widehat{R}'_{2_max} для каждой из искомых оценок относительно эталонных значений (таблица 6). Сформированные начальные популяции с равномерным распределением особей для целевых функций $S_{кз_кв}(\widehat{L}_\sigma, \widehat{L}'_\mu, \widehat{R}'_2)$ и $S_{кз_мод}(\widehat{L}_\sigma, \widehat{L}'_\mu, \widehat{R}'_2)$ при добавлении шумовой составляющей (таблица 6) в сигнал $i_{изм}(n \cdot \Delta t)$ представлены на рисунке 37.

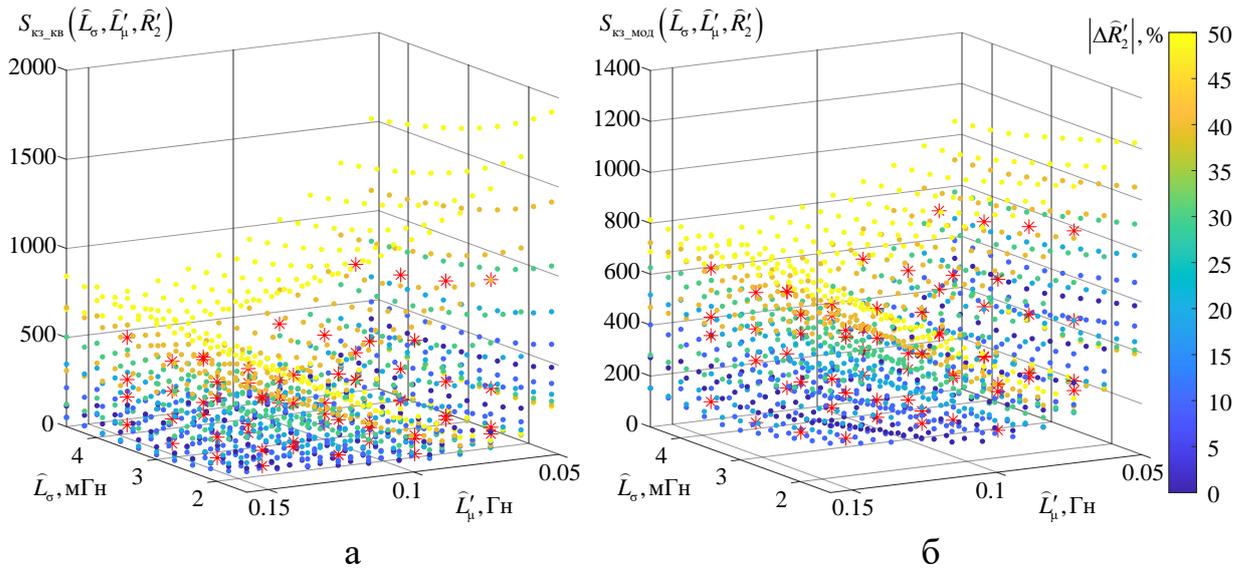


Рисунок 37. Начальные популяции с равномерным распределением особей на целевых функциях $S_{кз_кв}(\widehat{L}_\sigma, \widehat{L}'_\mu, \widehat{R}'_2)$ (а) и $S_{кз_мод}(\widehat{L}_\sigma, \widehat{L}'_\mu, \widehat{R}'_2)$ (б)

Для проверки степени сходимости метода к решению на каждом шаге расчета алгоритма k производится оценка значения целевой функции $S_{кз_поп}(k)$ для популяции, а также дисперсии особей $D_{кз_мод}(k)$ (рисунок 38).

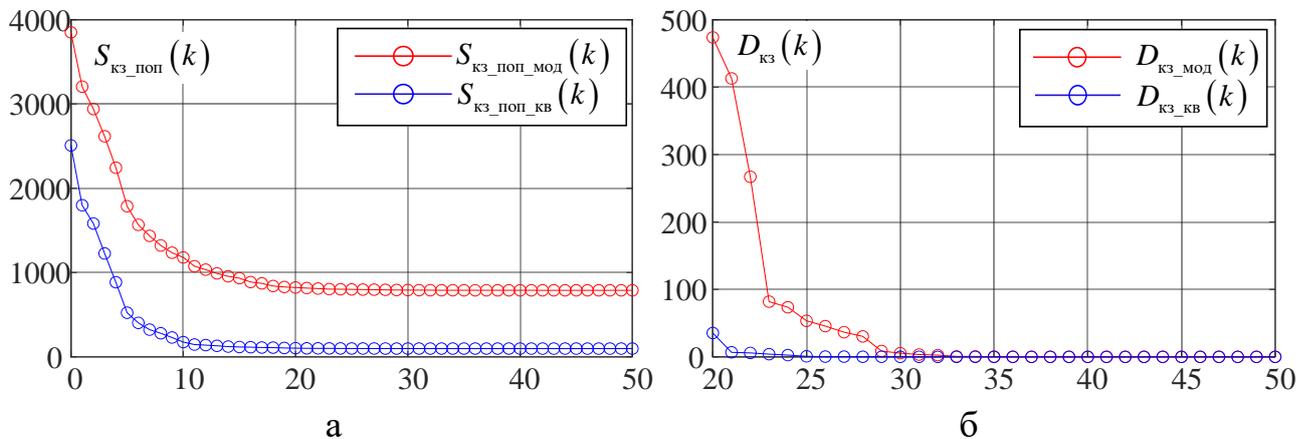


Рисунок 38. Итерационные процессы изменения значения целевой функции для популяции $S_{кз_поп}(k)$ (а) и дисперсии особей $D_{кз}(k)$ (б)

Анализ итерационных процессов изменения целевой функции для популяции $S_{кз_поп}(k)$ и дисперсии особей $D_{кз_мод}(k)$ демонстрирует устойчивую сходимость метода дифференциальной эволюции к решению независимо от способа избавления от знака невязки при формировании целевой функции.

Графики итерационных процессов уменьшения относительных погрешностей искомой оценки \hat{L}_σ , \hat{L}'_μ , \hat{R}'_2 представлены на рисунке 39.

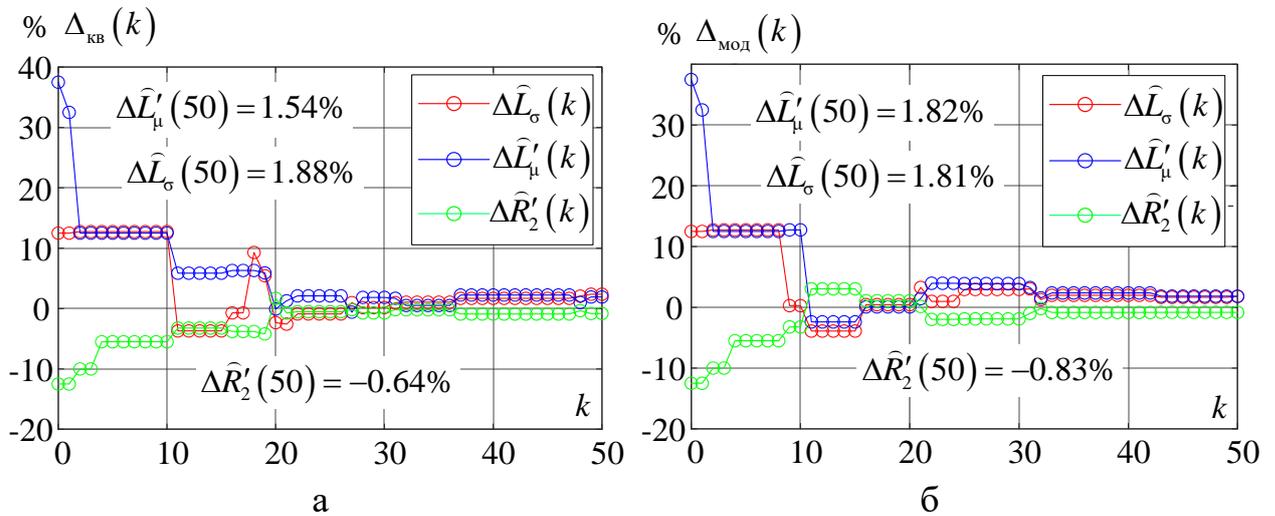


Рисунок 39. Итерационные процессы уменьшения относительных погрешностей $\Delta\hat{L}_\sigma(k)$, $\Delta\hat{L}'_\mu(k)$, $\Delta\hat{R}'_2(k)$ при возведении невязки в квадрат (а) и взятия модуля невязки (б) при минимизации целевой функции методом *DE*

Анализ итерационных процессов уменьшения относительной погрешности оценивания $\Delta\hat{L}_\sigma(k)$, $\Delta\hat{L}'_\mu(k)$, $\Delta\hat{R}'_2(k)$ (рисунок 39) с использованием метода дифференциальной эволюции не демонстрирует различные погрешности для искомых величин. Можно сделать вывод, что способ избавления от знака невязки не является принципиальным при решении данной задачи оптимизации.

3.3 Выводы по третьей главе

1. Разработанный алгоритм предварительной идентификации трех параметров схемы замещения регулируемой асинхронной машины с короткозамкнутым ротором по кривой затухания тока статора с применением DE демонстрирует гарантированную сходимость и асимптотическую устойчивость.

2. Наблюдается уменьшение скорости сходимости алгоритма идентификации, что объясняется увеличением размерности поискового пространства, а также большим числом особей исходной популяции, что при программной реализации приведет к росту вычислительного ресурса.

ГЛАВА 4. АПРОБАЦИЯ АЛГОРИТМОВ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ С НЕПОДВИЖНЫМ РОТОРОМ

4.1 Техническое описание экспериментальной измерительной установки и анализ ее метрологических характеристик

Для проведения процедуры предварительной идентификации параметров модели различных динамических объектов (глава 2, 3) на основе кривой затухания тока (рисунок 3) была разработана специализированная экспериментальная установка (рисунок 40).

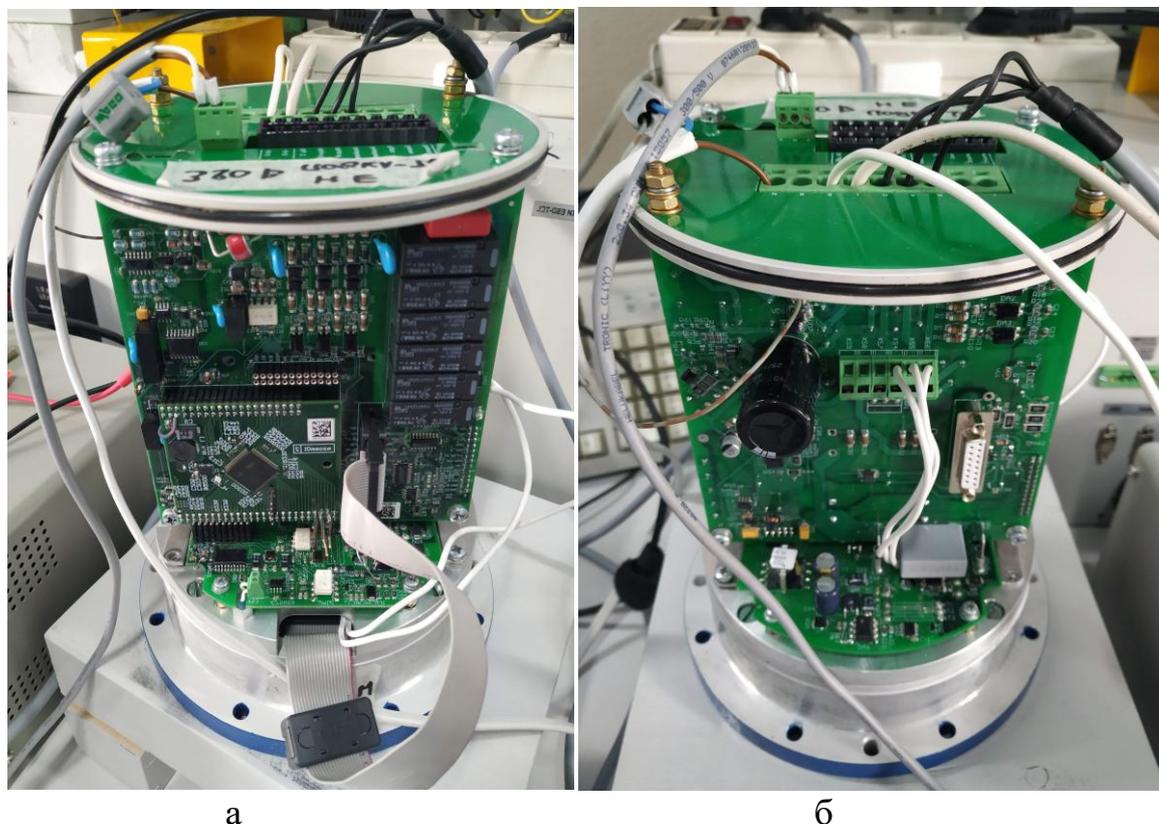


Рисунок 40. Фронтальный (а) и тыловой (б) вид экспериментальной установки для снятия кривых затухания тока и идентификации параметров АМ на их основе

Экспериментальная установка (рисунок 40) выполнена на базе промышленного блока управления *ESD-VCX* производства АО ЭлеСи (г. Томск) [121], основной функцией которого является управление АД с КЗ ротором различной мощности (90 Вт – 550 Вт) в составе электропривода запорной арматуры ГУСАР [122, 123], производимого для нужд нефтяной и газовой отрасли (рисунок 41).

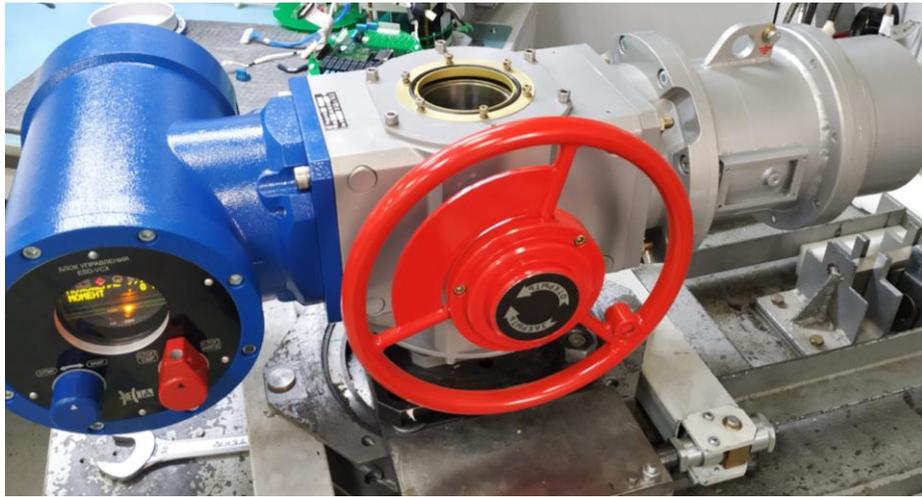


Рисунок 41. Внешний вид блока управления *ESD-VCX* в составе электропривода запорной арматуры при проведении нагрузочных испытаний

Силовая часть блока управления *ESD-VCX* (рисунок 41) выполнена в виде трехфазного преобразователя частоты, имеющего в своем составе трехфазный диодный мост, емкостной фильтр и трехфазный автономный инвертор напряжения для управления электродвигателем, а также импульсный блок питания, обеспечивающий питание низковольтной периферии.

Вышеизложенная процедура предварительной идентификации для получения и фиксации кривой затухания тока, после проведения этапа накачки током, требует замыкания выводов исследуемого динамического объекта накоротко. Таким образом, при снятии кривой затухания тока с использованием трехфазного АИН неизбежна траектория протекания тока, как от транзистора к обмотке двигателя, так и от обмотки двигателя к транзистору. В качестве силового ключа АИН лабораторной установки был использован *MOSFET*-транзистор *N*-типа с индуцированным каналом (рисунок 42).

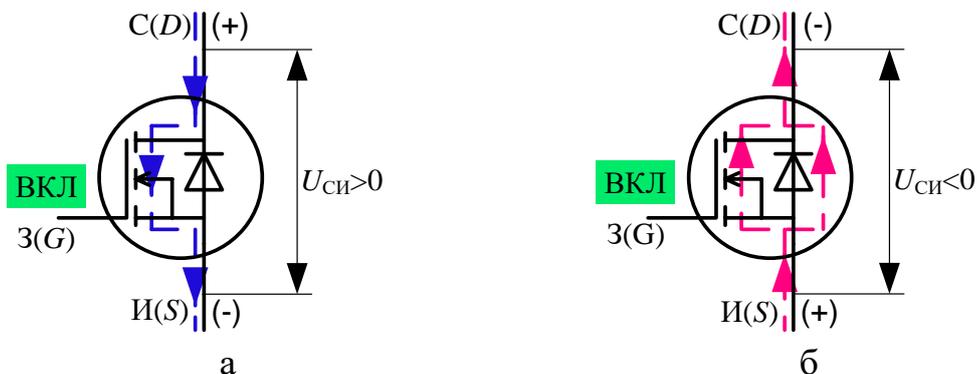


Рисунок 42. Цепи протекания тока через открытый *MOSFET*-транзистор при прикладывании к транзистору прямого (а) и обратного (б) напряжения сток-исток

При подаче достаточного отпирающего напряжения на управляющий канал (рисунок 42, а) и прикладывании прямого напряжения сток-исток ($U_{СИ} > 0$) траектория протекания тока через полупроводниковую структуру *MOSFET* транзистора минует закрытый обратный диод (без учета тока утечки). Таким образом, при протекании тока от транзистора АИН к обмотке двигателя падение напряжения сток-исток *MOSFET* транзистора равно падению напряжения открытого силового канала ключа. При прикладывании к силовому каналу обратного напряжения сток-исток ($U_{СИ} < 0$) траектория тока в полупроводниковой структуре *MOSFET* транзистора меняется, так как открывшийся обратный диод начинает пропускать ток (рисунок 42, б). Падение напряжения на обратном диоде любого из существующих и применяемых в силовой электронике типов транзисторов значительно больше падения напряжения силового канала самого транзистора и составляет единицы вольт. Особенность полупроводниковой структуры *MOSFET* транзистора *N*-типа с индуцированным каналом (иные разновидности *MOSFET* транзисторов не апробировались) заключается в том, что если при приложении обратного напряжения сток-исток ($U_{СИ} < 0$) подать достаточное отпирающее напряжения на управляющий канал, транзистор откроется, а обратный диод будет шунтирован. Таким образом, для *MOSFET* транзистора при протекании тока от обмотки двигателя к транзистору падение напряжения на транзисторе будет равно падению напряжения открытого силового канала ключа. Использование в качестве силового ключа *MOSFET* транзистора *N*-типа с индуцированным каналом позволяет существенно снизить падение напряжения на ключах АИН лабораторной установки по сравнению с *IGBT* транзисторами аналогичной мощности, полупроводниковая структура которых не позволяет шунтировать обратный диод.

В качестве силового ключа АИН лабораторной установки для проведения процедуры предварительной идентификации (рисунок 40) использован *MOSFET* транзисторов *N*-типа *IRFP7530* с индуцированным каналом (рисунок 43).

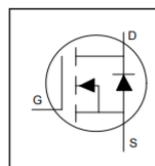
Application

- Brushed Motor drive applications
- BLDC Motor drive applications
- Battery powered circuits
- Half-bridge and full-bridge topologies
- Synchronous rectifier applications
- Resonant mode power supplies
- OR-ing and redundant power switches
- DC/DC and AC/DC converters
- DC/AC Inverters

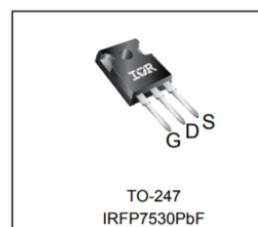
Benefits

- Improved Gate, Avalanche and Dynamic dV/dt Ruggedness
- Fully Characterized Capacitance and Avalanche SOA
- Enhanced body diode dV/dt and dI/dt Capability
- Lead-Free, RoHS Compliant

HEXFET® Power MOSFET



V_{DSS}	60V
$R_{DS(on)}$ typ.	1.65mΩ
$R_{DS(on)}$ max	2.00mΩ
I_D (Silicon Limited)	281AⓄ
I_D (Package Limited)	195A



G	D	S
Gate	Drain	Source

Рисунок 43. Сфера применения и основные характеристики *MOSFET* транзистора IRFP7530 согласно документации [124]

Выбор *MOSFET* транзистора IRFP7530 (рисунок 43) в качестве силового ключа автономного инвертора лабораторной установки (рисунок 40) для проведения процедуры предварительной идентификации и снятия кривых затухания тока (рисунок 3) обусловлен его следующими положительными качествами. Согласно документации (рисунок 43) при протекании тока в 1А в открытом состоянии транзистор имеет низкую величину напряжения ($1\text{А} \cdot 2\text{мОм} = 2\text{мВ}$) на силовом канале исток-сток. Максимальное напряжение сток-исток силового канала составляет 60В, а предельный ток через силовой канал транзистора составляет 195А. Данные характеристики позволяют использовать АИН на основе транзисторов IRFP7530 для снятия кривых затухания как микромашин [20], номинальный ток которых составляет единицы и доли Ампера, а активное сопротивление десятки Ом, так и для машин малой и средней мощности, номинальный ток которых составляет десятки и сотни Ампер, а активное сопротивление составляет единицы и доли Ом.

Важными при выборе являются динамические характеристики транзистора при замыкании и размыкании ключа (рисунок 44).



IRFP7530PbF

Dynamic Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	
g_{fs}	Forward Transconductance	242	—	—	S	$V_{DS} = 10V, I_D = 100A$	
Q_g	Total Gate Charge	—	274	411	nC	$I_D = 100A$ $V_{DS} = 30V$ $V_{GS} = 10V$	
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	64	—			
Q_{gd}	Gate-to-Drain Charge	—	83	—			
Q_{sync}	Total Gate Charge Sync. ($Q_g - Q_{gd}$)	—	191	—			
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	52	—			ns
t_r	Rise Time	—	141	—			
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	172	—			
t_f	Fall Time	—	104	—			
C_{iss}	Input Capacitance	—	13703	—	pF	$V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 25V$ $f = 1.0MHz$, See Fig.7	
C_{oss}	Output Capacitance	—	1266	—			
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	806	—			
$C_{oss\ eff.(ER)}$	Effective Output Capacitance (Energy Related)	—	1267	—			$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V\ to\ 48V$ Ⓞ
$C_{oss\ eff.(TR)}$	Output Capacitance (Time Related)	—	1630	—			$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V\ to\ 48V$ Ⓞ

Рисунок 44. Динамические электрические характеристики *MOSFET* транзистора *IRFP7530* согласно документации [124]

Согласно динамическим характеристикам транзистора *IRFP7530* (рисунок 44), время замыкания и размыкания не превышает 1 мкс, что на порядок меньше электромагнитной постоянной времени любой из электрических машин. Таким образом, низкое падение напряжения и высокая скорость коммутации позволяют пренебречь влиянием силовых ключей АИН на форму фиксируемых кривых затухающего тока при проведении процедуры предварительной идентификации.

В качестве датчиков тока лабораторной установки, необходимых для фиксации кривой затухания при проведении процедуры предварительной идентификации, использовались измерительные токовые шунты из манганина (рисунок 45).

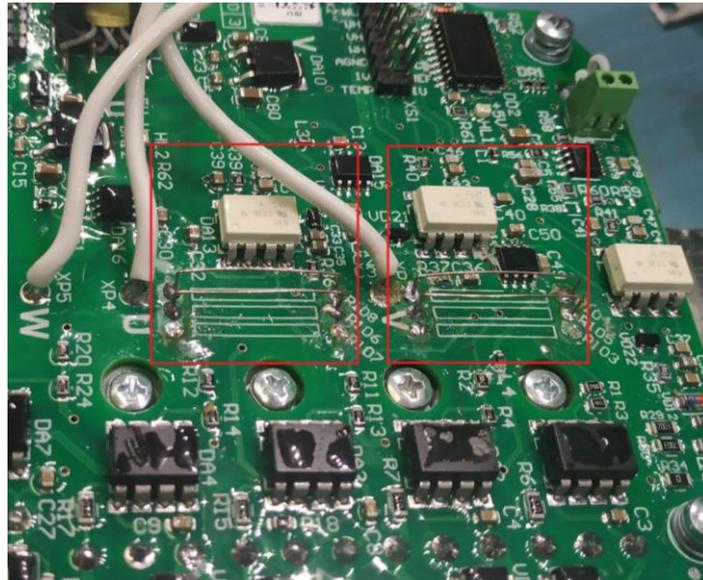


Рисунок 45. Электрическая плата АИН с каналом измерения фазного электродвигателя тока на базе токового шунта и микросхемы *HCSPL-7510* [125]

Преимущество применения для измерения фазных токов двигателя токового шунта из манганина является его чрезвычайно малое изменение электрического сопротивления в диапазоне комнатных температур. Относительное изменение электрического сопротивления участка электрической цепи характеризуется температурным коэффициентом электрического сопротивления (ТКС) [K^{-1}], определяемым по формуле

$$TKC = \frac{1}{R_{yч}} \cdot \frac{dR_{yч}}{dT}, \quad (90)$$

где $R_{yч}$ – электрического сопротивления участка электрической цепи [Ом].

Токовые шунты, применяемые в лабораторной установке, выполнены из манганина на основе материалов меди и примесей других металлов (Mn и Ni) и имеют значение ТКС равное $0,8 \left[10^{-5} \cdot K^{-1} \right]$. Каждый из каналов измерения тока фазы двигателя имеет в своем составе по два токовых шунта, рассчитанных на измерение тока 2А и имеющих суммарное сопротивление 0,0358 Ом. Согласно формуле расчета ТКС (90) при изменении температуры двух параллельно подключенных токовых шунтов одного канала измерения на $100^{\circ}C$ отклонение активного сопротивления составит

$$dR_{yч} = TKC \cdot R_{yч} \cdot dT = 0,8 \cdot 10^{-5} \cdot 0,0358 \cdot 100 = 0,02864 \text{ мОм}.$$

Низкое абсолютное омическое сопротивление для одного канала измерения тока, выполненного на двух параллельных токовых шунтах, а также низкое температурное отклонение относительного сопротивления материала токовых шунтов позволяют не учитывать влияние токового шунта на экспериментальную кривую затухания тока.

Для снятия сигнала напряжения с токовых шунтов (рисунок 45) и обеспечения гальванической развязки низковольтных от силовых цепей в лабораторной установке для проведения процедуры предварительной идентификации (рисунок 40) применялась микросхема *HCPL-7510* с использованием сигма-дельта модуляции (рисунок 46).

HCPL-7510 Isolated Linear Sensing IC

Description

The HCPL-7510 isolated linear current sensing IC family is designed for current sensing in low-power electronic motor drives. In a typical implementation, motor current flows through an external resistor and the resulting analog voltage drop is sensed by the HCPL-7510. An output voltage is created on the other side of the HCPL-7510 optical isolation barrier. This single-ended output voltage is proportional to the motor current. Since common-mode voltage swings of several hundred volts in tens of nanoseconds are common in modern switching inverter motor drives, the HCPL-7510 was designed to ignore very high common-mode transient slew rates (of at least 10 kV/μs).

The high CMR capability of the HCPL-7510 isolation amplifier provides the precision and stability needed to accurately monitor motor current in high noise motor control environments, providing for smoother control (less "torque ripple") in various types of motor control applications.

The product can also be used for general analog signal isolation applications. For general applications, we recommend the HCPL-7510 (gain tolerance of ±3%). The HCPL-7510 utilizes sigma-delta (Σ-Δ) analog-to-digital converter technology to delivery offset and gain accuracy and stability over time and temperature. This performance is delivered in a compact, auto-insert, 8-pin DIP package that meets worldwide regulatory safety standards. (A gull-wing surface mount option 300 is also available).

AVAGO
TECHNOLOGIES

Features

- 15 kV/μs common-mode rejection at $V_{cm} = 1000\text{ V}$
- Compact, auto-insertable 8-pin DIP package
- 60 ppm/°C gain drift vs. temperature
- -0.6 mV input offset voltage
- 8 μV/°C input offset voltage vs. temperature
- 100 kHz bandwidth
- 0.06% nonlinearity, single-ended amplifier output for low power application.
- Worldwide safety approval: UL 1577 (3750 Vrms/1 min.), CSA and IEC/EN/DIN EN 60747-5-2 (Option 060 only)
- Advanced sigma-delta (Σ-Δ) A/D converter technology

Applications

- Low-power inverter current sensing
- Motor phase and rail current sensing
- Switched mode power supply signal isolation
- General purpose low-power current sensing and monitoring
- General purpose analog signal isolation

Functional Diagram

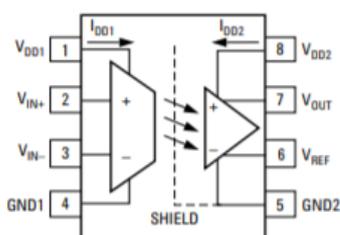


Рисунок 46. Сфера применения и основные характеристики микросхемы *HCPL-7510* согласно документации [125]

Микросхема *HCPL-7510* (рисунок 46) имеет высокую степень линейности выходной характеристики и специализирована для организации измерения фазного тока электродвигателя на базе токового шунта в составе электроприводов малой мощности. Степень нелинейности выходной характеристики составляет 0,06%, а искажение выходной характеристики при изменении температуры составляет $60 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

Оптический канал микросхемы *HCPL-7510* с применением сигма-дельта модуляции обеспечивает высокую частоту передачи информации об измеряемом падении напряжения на токовом шунте (рисунок 47), а также невосприимчивость к электромагнитным помехам.

Switching Specifications (AC)

Over recommended operating conditions unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Fig. Note
V_{IN} to V_{OUT} Signal Delay (50 – 10%)	t_{PD10}		2.2	4	μs	$V_{IN+} = 0 \text{ mV to } 200 \text{ mV step}$	13
V_{IN} to V_{OUT} Signal Delay (50 – 50%)	t_{PD50}		3.4	5	μs		
V_{IN} to V_{OUT} Signal Delay (50 – 90%)	t_{PD90}		5.2	9.9	μs		
V_{OUT} Rise Time (10 – 90%)	t_R		3.0	7	μs		
V_{OUT} Fall Time (10 – 90%)	t_F		3.2	7	μs		
V_{OUT} Bandwidth (-3 dB)	BW	50	100		kHz	$V_{IN+} = 200 \text{ mV}_{pk-pk}$	14
V_{OUT} Noise	N_{OUT}		31.5		mVrms	$V_{IN+} = 0 \text{ V}$	
Common Mode Transient Immunity	CMTI	10	15		kV/ μs	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_{CM} = 1000 \text{ V}$	15

Рисунок 47. Частотные характеристики микросхемы *HCPL-7510* [125]

Согласно документации (рисунок 47), максимальная задержка на передачу сигнала составляет 9,9 мкс, что на порядок меньше электромагнитной постоянной времени любой из электрических машин.

Для организации управления транзисторами АИН, оцифровки сигналов с каналом измерения тока, также проведения процедуры идентификации на основе полученных кривых затухания тока фазных токов АМ в лабораторной установке (рисунок 40) применялся микроконтроллер *STM32F407VGT6* (рисунок 48).



STM32F405xx STM32F407xx

Arm® Cortex®-M4 32b MCU+FPU, 210DMIPS, up to 1MB Flash/192+4KB RAM, USB OTG HS/FS, Ethernet, 17 TIMs, 3 ADCs, 15 comm. interfaces & camera

Datasheet - production data

Features

- Core: Arm® 32-bit Cortex®-M4 CPU with FPU, Adaptive real-time accelerator (ART Accelerator) allowing 0-wait state execution from Flash memory, frequency up to 168 MHz, memory protection unit, 210 DMIPS/1.25 DMIPS/MHz (Dhrystone 2.1), and DSP instructions
- Memories
 - Up to 1 Mbyte of Flash memory
 - Up to 192+4 Kbytes of SRAM including 64-Kbyte of CCM (core coupled memory) data RAM
 - 512 bytes of OTP memory
 - Flexible static memory controller supporting Compact Flash, SRAM, PSRAM, NOR and NAND memories
- LCD parallel interface, 8080/6800 modes
- Clock, reset and supply management
 - 1.8 V to 3.6 V application supply and I/Os
 - POR, PDR, PVD and BOR
 - 4-to-26 MHz crystal oscillator
 - Internal 16 MHz factory-trimmed RC (1% accuracy)
 - 32 kHz oscillator for RTC with calibration
 - Internal 32 kHz RC with calibration
- Low-power operation
 - Sleep, Stop and Standby modes
 - V_{BAT} supply for RTC, 20×32 bit backup registers + optional 4 KB backup SRAM
- 3×12-bit, 2.4 MSPS A/D converters: up to 24 channels and 7.2 MSPS in triple interleaved mode
- 2×12-bit D/A converters
- General-purpose DMA: 16-stream DMA controller with FIFOs and burst support
- Up to 17 timers: up to twelve 16-bit and two 32-bit timers up to 168 MHz, each with up to 4 IC/OC/PWM or pulse counter and quadrature (incremental) encoder input
- Debug mode
 - Serial wire debug (SWD) & JTAG interfaces
 - Cortex-M4 Embedded Trace Macrocell™
- Up to 140 I/O ports with interrupt capability
 - Up to 136 fast I/Os up to 84 MHz
 - Up to 138 5 V-tolerant I/Os
- Up to 15 communication interfaces
 - Up to 3 × I²C interfaces (SMBus/PMBus)
 - Up to 4 USARTs/2 UARTs (10.5 Mbit/s, ISO 7816 interface, LIN, IrDA, modem control)
 - Up to 3 SPIs (42 Mbits/s), 2 with muxed full-duplex I²S to achieve audio class accuracy via internal audio PLL or external clock
 - 2 × CAN interfaces (2.0B Active)
 - SDIO interface
- Advanced connectivity
 - USB 2.0 full-speed device/host/OTG controller with on-chip PHY
 - USB 2.0 high-speed/full-speed device/host/OTG controller with dedicated DMA, on-chip full-speed PHY and ULPI
 - 10/100 Ethernet MAC with dedicated DMA: supports IEEE 1588v2 hardware, MII/RMII

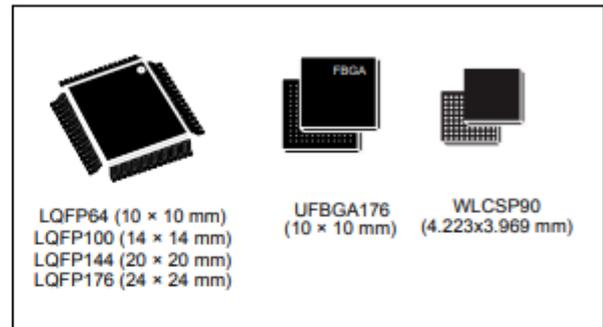


Рисунок 48. Основные характеристики микроконтроллера *STM32F407VG* [126]

Микроконтроллер *STM32F407VGT6* является современным сигнальным DSP процессором, максимальная рабочая частота которого составляет 168 МГц.

Микроконтроллер оснащен 12 битным АЦП последовательного приближения, для которого при подключении внешнего источника опорного напряжения в 3,3 В предельная чувствительность оцифровки напряжения составляет

$$dU_{\min} = \frac{3,3\text{В}}{2^{12}} = \frac{3,3\text{В}}{4096} = 0,8\text{мВ},$$

что является достаточным для решения задач предварительной идентификации параметров и управления АМ.

4.2 Работа экспериментальной измерительной установки в режиме снятия кривой затухания фазного тока асинхронной машины

Рисунки 49, 50 иллюстрируют этапы проведения эксперимента снятия кривой затухания фазного тока ротора АМ. Подключение АИН экспериментальной лабораторной установки, имеющей в своем составе транзисторы $VT1-VT6$, производится к клеммам обмоток АМ A, B, C . Фиксация мгновенных значений тока i_A фазы A производится с помощью соответствующего канала измерения.

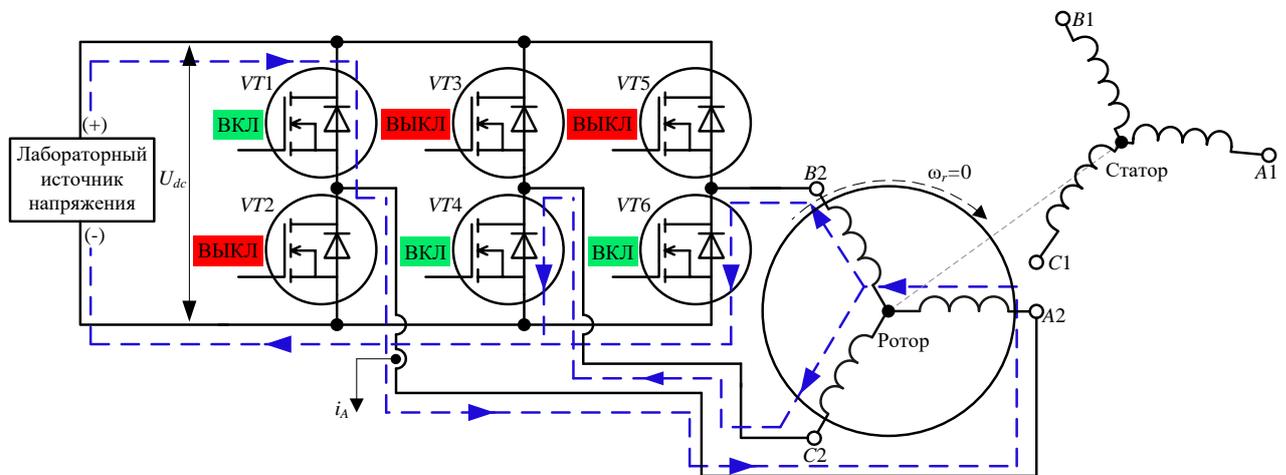


Рисунок 49. Схема коммутации ключей АИН для обеспечения этапа накачки током на примере АМ с ФР с разомкнутыми вторичными обмотками

На первом этапе эксперимента предварительной идентификации производится накачка током (рисунок 49), контур протекания которого обозначен синим цветом, испытуемых обмоток АМ до гарантированного завершения переходного процесса по току, по окончании которого значение тока фиксируется микроконтроллером. Формирование требуемого уровня установившегося значения тока обеспечивается уровнем напряжения звена постоянного тока U_{dc} , регулируемого

лабораторным источником напряжения в зависимости от активного сопротивления испытуемых обмоток. Контур протекания тока обеспечивается замыканием транзисторов $VT1$, $VT4$, $VT6$, транзисторы $VT2$, $VT3$, $VT5$ при этом остаются закрыты. Уровень постоянной составляющей тока, формируемой на этапе накачки током обмоток, целесообразно задавать приближенным к величине номинального тока АМ, что при интеграции данного метода идентификации в программное обеспечение ПЧ обеспечит хорошее соотношение сигнала и шума в измерительном канале, и как следствие, меньшую погрешность оценивания параметров. Для организации этапа накачки в ПЧ, входные цепи которого запитаны от промышленной сети 380 В, а АИН выполнен на полупроводниковых ключах к крайне низкому падению напряжения на открытом канале, возможно применение широтно-импульсной модуляции, что позволит сформировать требуемый уровень тока в статорных обмотках, не превышающий номинальных значений.

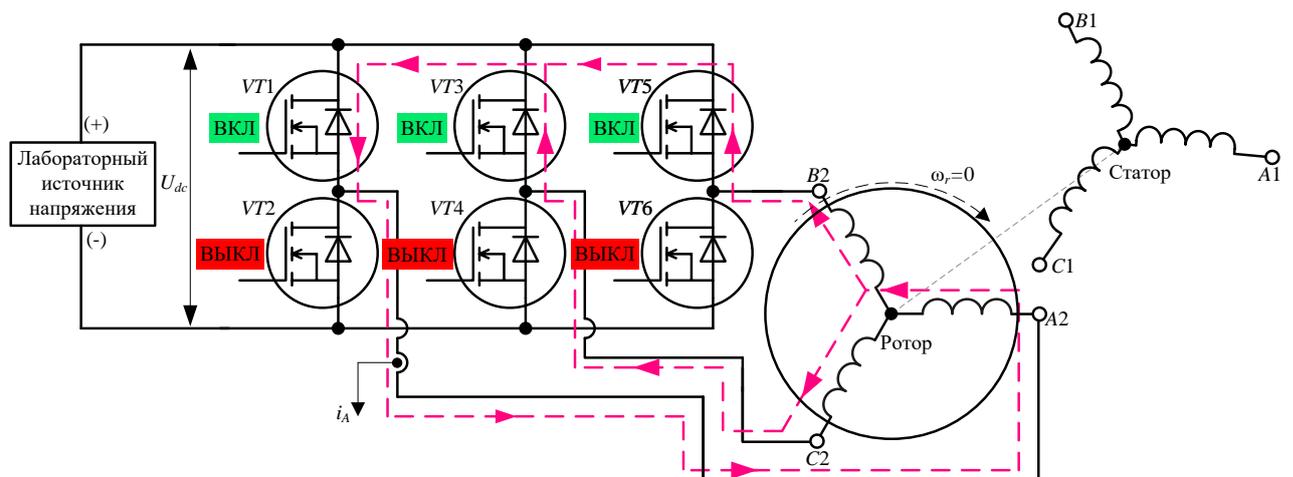


Рисунок 50. Схема коммутации ключей АИН для снятия кривых затухания тока на примере АМ с ФР с разомкнутыми вторичными обмотками

На втором этапе эксперимента предварительной идентификации (рисунок 50) происходит отключение обмоток АМ от звена постоянного тока и их замыкание друг на друга коммутацией транзисторов $VT1$, $VT3$, $VT5$, транзисторы $VT2$, $VT4$, $VT6$ при этом разомкнуты. В момент коммутации транзисторов начинается плавное затухание токов фазных обмоток АМ, поддержание которых обеспечивается за счет энергии, накопленной в магнитных цепях АМ, и дискретная фиксация этих токов, обозначенных розовым цветом, с помощью канала измерения в память

микроконтроллера. Частота дискретизации мгновенных значений тока, а также фиксируемых значений тока согласуется с характеристиками применяемого в составе системы управления микропроцессора, а также приблизительной электрической постоянной времени АМ и временем переходного процесса.

Частота оцифровки мгновенных значений кривой затухания тока составляет 10 кГц, что согласуется с характеристиками применяемого в составе системы управления микропроцессора [126], а также приблизительной электрической постоянной времени АМ и временем переходного процесса. Полученные мгновенные значения кривой затухания тока фиксируются в памяти микроконтроллера, после чего на их основе производится итерационное нахождение требуемых оценок параметров схемы замещения АМ одним из предложенных методов оптимизации. Стоит отметить, предварительная программная фильтрация экспериментально полученной кривой затухания тока не требуется, так как отклик настроенной регрессионной модели, позволяет оптимальным образом провести линию тренду через зашумленные исходные данные с максимально возможной достоверностью. Также стоит отметить, что принудительное стопорение вала АМ при проведении процедуры предварительной идентификации не требуется. Возможное вращение вала АМ полностью завершится на этапе накачки, при котором фиксируется только установившееся значение тока после полного окончания переходного процесса, как по току, так и по скорости. На этапе снятия кривой затухания тока вращение вала не происходит, так как не происходит изменение направления вектора тока в обмотках АМ, сформированного на этапе накачки, а происходит только уменьшение его длины, что соответствует принятым допущениям [параграф 2.1].

4.3 Апробирование алгоритмов предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронной машины с фазным ротором

4.3.1 Описание испытательного оборудования

В качестве исследуемого динамического объекта, использованного для экспериментальной оценки работоспособности алгоритмов предварительной идентификации схемы замещения, описанных в главе 2, а также проверки правильности принятых допущений (параграф 2.1), выступала АМ с ФР (рисунок 51).

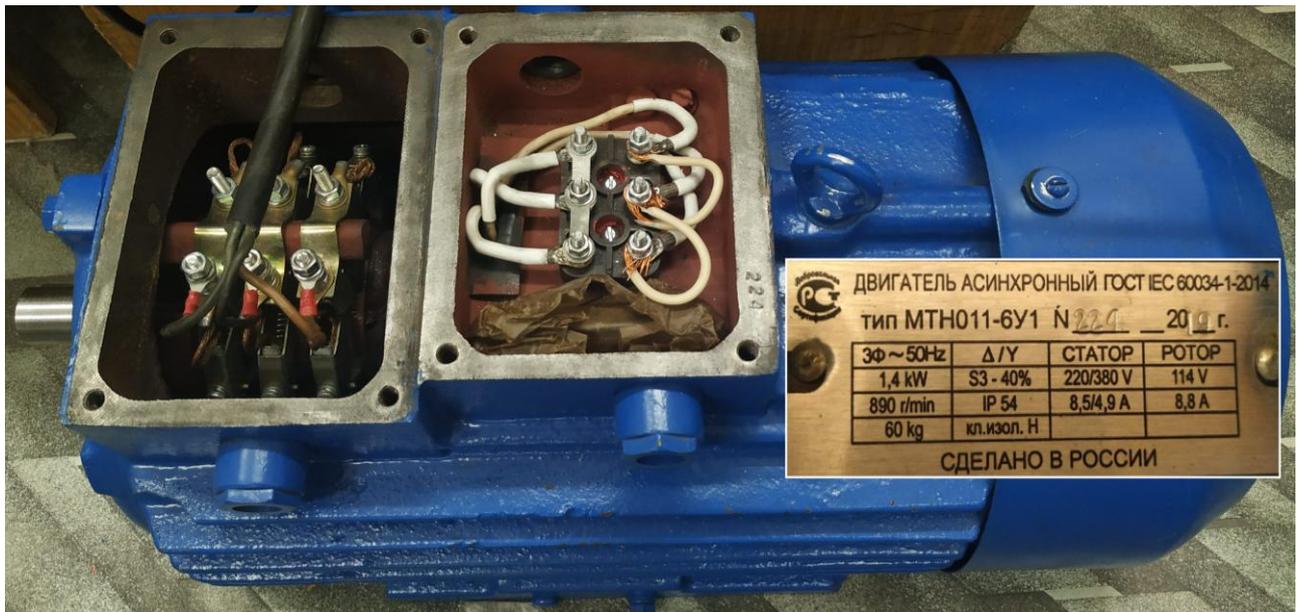


Рисунок 51. Внешний вид АМ с ФР МТН011-6У1 мощностью 1,4 кВт

Справочные данные АМ с ФЗ МТН011-6У1 представлены в таблице 7.

Таблица 7. Справочные данные АМ с ФЗ МТН011-6У1

$P_{\text{ном}}$, Вт	$n_{\text{ном}}$, об/мин	$I_{\text{ном стат}}$, А	$U_{\text{ном}}$, В	$I_{\text{ном рот}}$, А	$U_{\text{ном рот}}$, В	КПД, %	$\cos\phi$
1400	890	8,5/4,9	220/380	8,8	114	65	0,67

Снятия кривых затухания тока, на основе которых в дальнейшем осуществлялась оценка идентифицируемых параметров схемы замещения машины, производилась с помощью подключенной к лабораторной установке АМ с ФР (рисунок 40), питаемой от лабораторного источника (рисунок 52).



Рисунок 52. Внешний вид АМ с ФР МТН011-6У1, подключенной к лабораторной установке для получения кривых затухания тока фазных токов ротора

4.3.2 Сравнение экспериментальной кривой затухания фазного тока ротора асинхронной машины с фазным ротором с разомкнутыми вторичными обмотками и отклика тока настроенной регрессионной модели

Рисунок 53 иллюстрирует подключение АИН лабораторной установки (рисунок 52) к клеммам $A2$, $B2$, $C2$ обмоток ротора АМ с ФР через контактные кольца, обозначенные как $P1$, $P2$, $P3$. Клеммы $A1$, $B1$, $C1$ статорных обмоток АМ с ФР при этом остаются разомкнутыми.

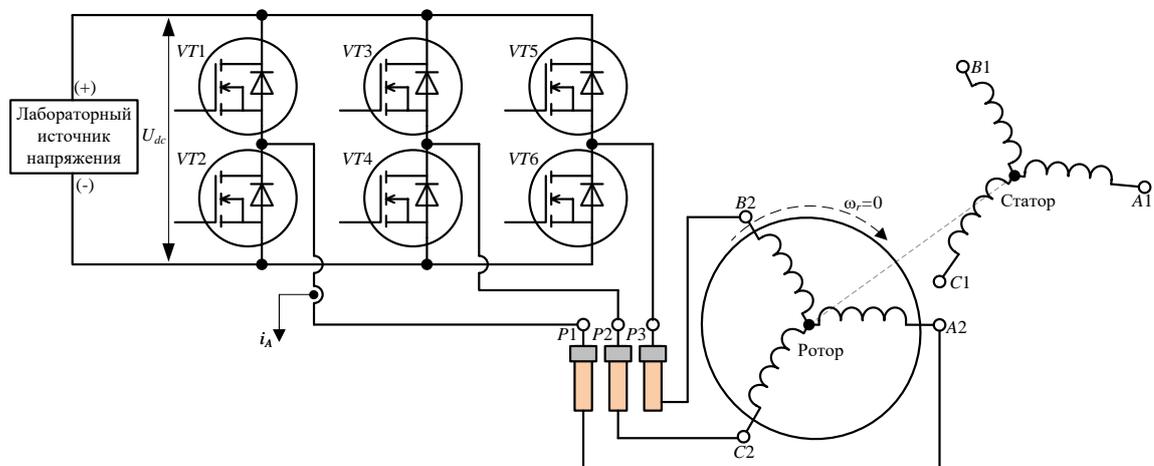


Рисунок 53. Подключение экспериментальной лабораторной установки для снятия кривой затухания тока обмотки АМ с ФР с разомкнутыми обмотками статора

Экспериментально полученная кривая затухания тока ротора АМ с ФР с разомкнутыми обмотками статора, зафиксированная АЦП микроконтроллера лабораторной установки (рисунок 40) в момент коммутации ключей АИН (рисунок 50), представлена на рисунке 54.

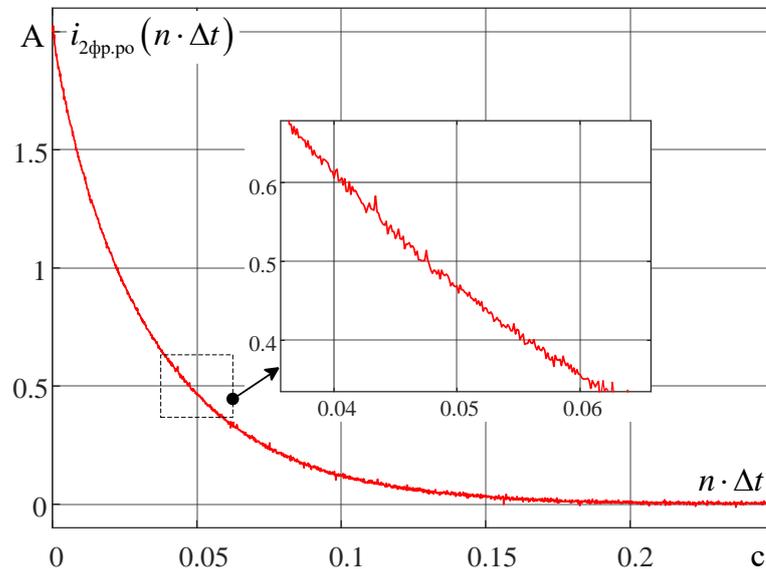


Рисунок 54. Экспериментально полученная кривая затухания тока ротора АМ с ФР с разомкнутыми обмотками статора

Визуальный анализ экспериментально полученной кривой затухания тока ротора АД с ФР с разомкнутыми обмотками статора (рисунок 54) позволяет предположить ее экспоненциальный характер и применить для идентификации индуктивности на ее основе разработанных алгоритмов, описанных при решении одномерной модельной задачи оптимизации (параграф 2.4).

График сравнения экспериментально полученной зависимости кривой затухания тока ротора АМ с ФР с разомкнутыми обмотками статора и кривой затухания тока, полученной при найденной в результате расчета итерационной процедуры идентификации оценки $\hat{\lambda}_{21фр.ро}$ (рисунок 55).

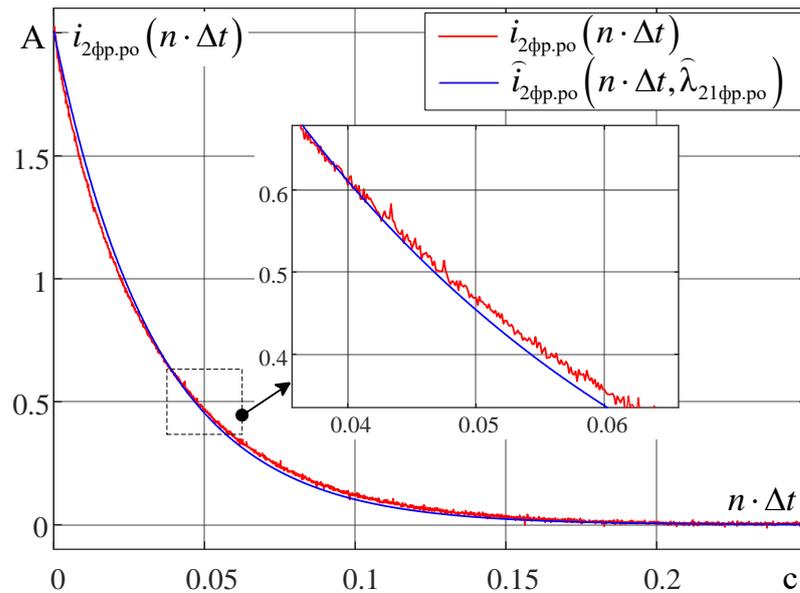


Рисунок 55. Сравнение экспериментально полученной кривой затухания тока ротора $i_{2фр.по}(n \cdot \Delta t)$ АМ с ФР с разомкнутыми вторичными обмотками и отклика $\hat{i}_{2фр.по}(n \cdot \Delta t, \hat{\lambda}_{21фр.по})$ настроенной регрессионной модели

Для численной проверки корректности полученных оценок определена интегральная погрешность (таблица 8) между экспериментальной кривой затухающего тока и откликом тока настроенной регрессионной модели согласно выражению [127]

$$\delta = \left[\int_0^t [i_{\text{эксп}}(t) - \hat{i}(t, \hat{X})] \cdot dt \right] / \int_0^t i_{\text{эксп}}(t) \cdot dt \cdot 100\% \quad (91)$$

Таблица 8. Значения экспериментальных и оцененных параметров схемы замещения АМ с ФР модели МТН011-6У1 с разомкнутыми вторичными обмотками

$i(0+), \text{A}$	$k_{\text{прив}}$	$R_2, \text{Ом}$	$R'_1, \text{Ом}$	$\hat{L}'_{\mu}, \text{Гн}$	$\hat{L}_{\sigma}, \text{Гн}$	$\delta, \%$
2	9,9	0,545	0,45	160	4,2	2

Величина интегральной погрешности не превышает приемлемые для инженерной практики 4,2 %.

4.3.3 Сравнение экспериментальной кривой затухания фазного тока ротора асинхронной машины с фазным ротором с замкнутыми вторичными обмотками и отклика тока настроенной регрессионной модели

Рисунок 56 иллюстрирует подключение АИН лабораторной установки к клеммам A_2, B_2, C_2 обмоток ротора АМ с ФР через контактные кольца, обозначенные как P_1, P_2, P_3 . Клеммы A_1, B_1, C_1 статорных обмоток АМ с ФР при замкнуты.

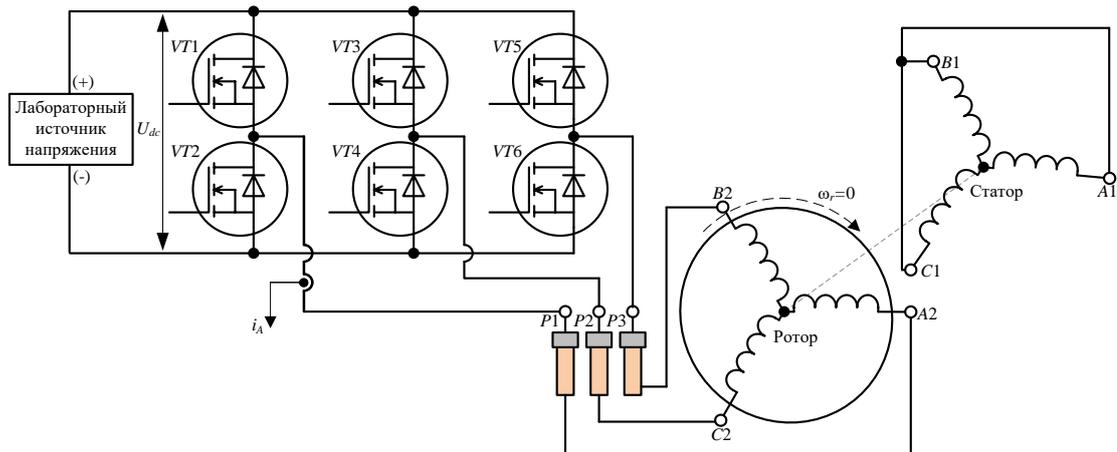


Рисунок 56. Подключение экспериментальной лабораторной установки для снятия кривой затухания тока ротора АМ с ФР

Экспериментально полученная кривая затухания тока ротора АМ с ФР, зафиксированная АЦП микроконтроллера лабораторной установки (рисунок 40) от момента коммутации ключей АИН (рисунок 50) после этапа накачки током (рисунок 49), представлена на рисунке 57.

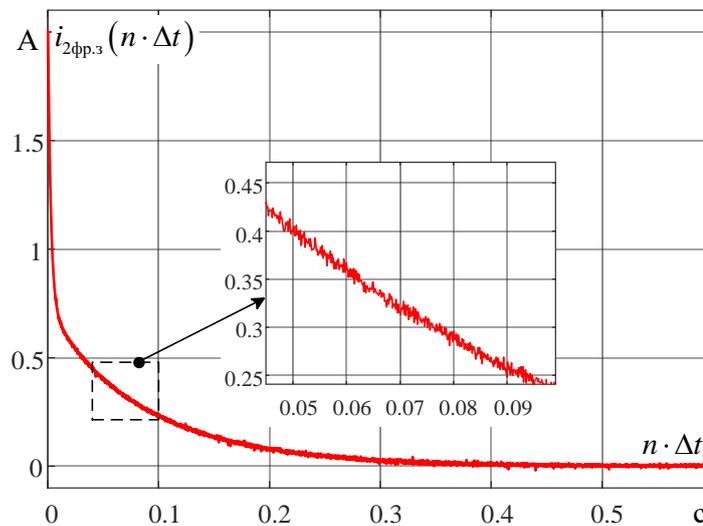


Рисунок 57. Экспериментально полученная кривая затухания тока ротора АМ с ФР с замкнутыми обмотками статора

Визуальный анализ экспериментально полученной кривой затухания тока ротора АМ с ФР с замкнутыми обмотками статора свидетельствует о сложном характере кривой затухания тока, у которой имеется начальный участок быстрого спада тока с малой постоянной времени и конечный участок более плавного спада тока со значительно большей постоянной времени. Подобная динамика затухания тока ротора позволяет применить для идентификации параметров $\widehat{L}_{\sigma.\text{фр.з}}, \widehat{L}'_{\mu.\text{фр.з}}, \widehat{R}'_{1.\text{фр.з}}$ разработанные алгоритмы, описанные при решении двухмерной (параграф 2.5) и трехмерной (параграф 3.2) модельной задачи оптимизации.

График сравнения экспериментально полученной зависимости кривой затухания тока ротора АМ с ФР с замкнутыми вторичными обмотками статора и откликов тока настроенных регрессионных $\widehat{i}_{2\text{фр.з}}(n \cdot \Delta t, \widehat{L}_{\sigma.\text{фр.з}}, \widehat{L}'_{\mu.\text{фр.з}})$, $\widehat{i}_{2\text{фр.з}}(n \cdot \Delta t, \widehat{L}_{\sigma.\text{фр.з}}, \widehat{L}'_{\mu.\text{фр.з}}, \widehat{R}'_{1.\text{фр.з}})$ представлен на рисунке 58.

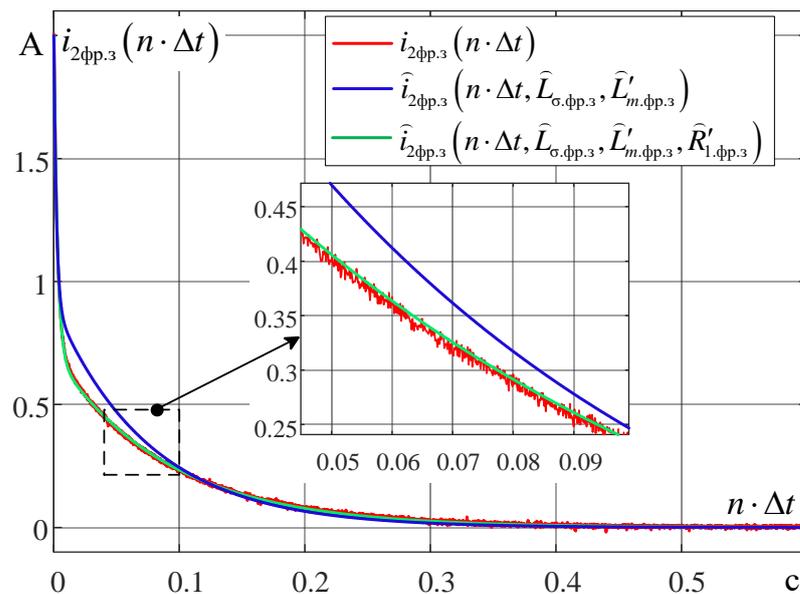


Рисунок 58. Сравнение экспериментально полученной кривой затухания тока ротора $i_{2\text{фр.з}}(n \cdot \Delta t)$ АМ с ФР с замкнутыми вторичными обмотками и откликов тока $\widehat{i}_{2\text{фр.з}}(n \cdot \Delta t, \widehat{L}_{\sigma.\text{фр.з}}, \widehat{L}'_{\mu.\text{фр.з}})$, $\widehat{i}_{2\text{фр.з}}(n \cdot \Delta t, \widehat{L}_{\sigma.\text{фр.з}}, \widehat{L}'_{\mu.\text{фр.з}}, \widehat{R}'_{1.\text{фр.з}})$ настроенных регрессионных моделей

Оценки параметров, полученные в результате расчета итерационной процедуры, представлены в таблице 9.

Таблица 9. Значения экспериментальных и оцененных параметров схемы замещения АМ с ФР модели МТН011-6У1 с замкнутыми вторичными обмотками

$i(0+)$, А	$k_{\text{прив}}$	R_2 , Ом	R'_1 , Ом	\hat{L}'_μ , Гн	\hat{L}'_σ , Гн	δ , %
2	9,9	0,545	0,45	184	1,1	3,79

Из рисунок 58 видно, что восстановленная кривая тока АМ с ФР практически на всей протяженности соответствует данным, полученным экспериментально, что подтверждает правильность принятых допущений при составлении модели АМ с ФР ротором с замкнутыми обмотками ротора. Наибольшее расхождение между кривыми выявлено в месте «перелома» кривых, что связано с принятым допущением о равенстве индуктивности рассеивания ротора и приведенного к ротору индуктивности рассеяния обмотки статора. Погрешности δ_i (91) между восстановленной кривой тока и экспериментальной на участках сведены в таблицу 10.

Таблица 10. Погрешность восстановленной и экспериментальной кривых тока АМ с ФР модели МТН011-6У1 с замкнутыми вторичными обмотками

	Временной интервал, с			
	Весь участок	От 0 до 0,1	От 0,1 до 0,4	От 0,4 до 1
δ_i , %	3,79	13,64	1,32	0,9

В связи с тем, что δ_i на всем участке составляет 3,79%, что допустимо в инженерной практике, то оценки индуктивностей рассеяния обмотки статора и ротора, а также результирующая индуктивность, обусловленная магнитным потоком в воздушном зазоре электрической машины найдены верно. Но для получения полной информации об адекватности построенной модели и правильности нахождения оценок параметров необходимо провести анализ регрессионных остатков модели и экспериментально полученных данных.

4.3.4. Анализ регрессионных остатков

Для подтверждения того, что настроенная регрессионная модель с приемлемой достоверностью описывает экспериментальные данные, получаемые в результате взятия невязки регрессионные остатки $\varepsilon_i (i = 1, \dots, n)$ должны соответствовать следующим критериям [128, 129]:

Критерий 1. Модельные данные должны стремиться к истинному значению математического ожидания, в качестве которого при решении данной задачи оптимизации выступают экспериментальные данные. При этом регрессионные остатки должны быть $E\varepsilon_i = 0, i = 1, \dots, n$.

Критерий 2. Регрессионные остатки должны иметь одинаковую дисперсию $D\varepsilon_i = \sigma^2, i = 1, \dots, n$, т.е. быть равномерно расположены относительно математического ожидания ошибки, в данном случае относительно нуля.

Критерий 3. Остатки должны быть независимыми $\varepsilon_i \cdot i = 1, \dots, n$.

Построение зависимости распределения регрессионных остатков от времени (рисунок 59) позволяет произвести **визуальный** анализ регрессионных остатков.

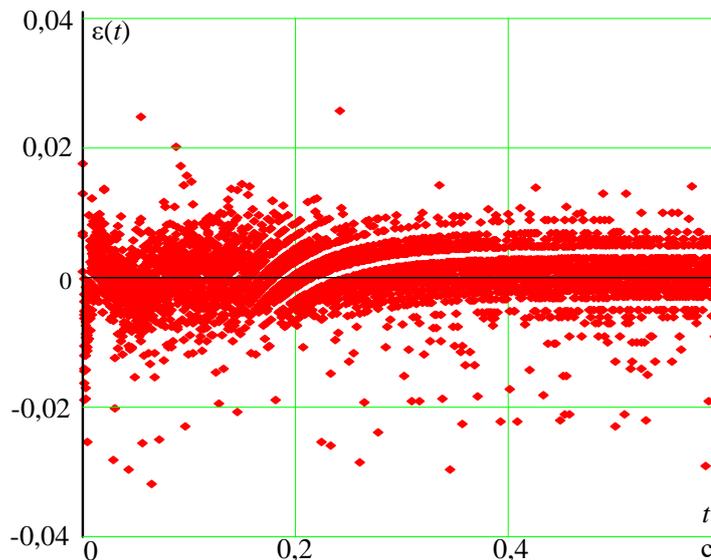


Рисунок 59. Распределение регрессионных остатков при обработке данных АМ с ФР модели МТН011-6У1 с разомкнутыми вторичными обмотками

На основании визуального анализа регрессионных остатков (рисунок 59) можно утверждать, что регрессионные остатки стремятся к нулю, при этом рас-

пределение остатков относительно математического ожидания расположено равномерно (критерий 1).

Иным методом регрессионного анализа является критерий **Стьюдента** [130], который требует определения среднеквадратичной ошибки расхождения в наборах данных

$$s = \sqrt{\frac{(n1 - n) \cdot s1^2 + (n2 - 1) \cdot s2^2}{v} \cdot \left(\frac{1}{n1} + \frac{1}{n2} \right)},$$

где $n1 = n2$ – число элементов в выборке и это является полной выборкой снятых величин;

$m1, m2$ – средние значения на выборке для экспериментально полученной кривой затухания тока и отклика настроенной регрессионной модели;

$s1$ и $s2$ – среднеквадратичные значения на выборке для экспериментально полученной кривой затухания тока и отклика настроенной регрессионной модели;

$v = n1 + n2 - 2$ – степень свободы при комбинировании двух средних значений.

Критерий значимости согласно критерию Стьюдента определяется как:

$$t = (m1 - m2) / s.$$

Нулевая и альтернативная гипотезы заданы как: $H0: m1 \leq m2$ и $H1: m1 > m2$.

Нахождение p -значения, определяющего вероятность получить для данной вероятностной модели распределения значений случайной величины такое же или более экстремальное значение статистики, по сравнению с ранее наблюдаемым, при условии, что нулевая гипотеза верна, согласно критерию Стьюдента вычисляется как:

$$p = 2 \cdot (1 - pt(|t|, v)),$$

где α – уровень значимости, принятый 0,01.

Расчет предела критической области согласно критерию Стьюдента производится как

$$crit = \left| qt\left(\frac{\alpha}{2}, v\right) \right|,$$

что позволяет проверить нулевую гипотезу.

Для проверки независимости остатков (критерий 3) применяется статистика **Дарбина-Уотсона (DW-критерий)** [131]

$$DW = \frac{\sum_{t=2}^T (\varepsilon_t - \varepsilon_{t-1})^2}{\sum_{t=2}^T (\varepsilon_t)^2} \approx 2 - 2 \cdot \frac{\sum_{t=2}^T \varepsilon_t \cdot \varepsilon_{t-1}}{\sum_{t=2}^T \varepsilon_t^2} = 2 \cdot (1 - \rho_1),$$

где ρ_1 – коэффициент автокорреляции первого порядка, при этом

$$\begin{cases} \rho_1 = 0 \Rightarrow DW = 2 \\ \rho_1 = 1 \Rightarrow DW = 0 \\ \rho_1 = -1 \Rightarrow DW = 4. \end{cases}$$

Проведенный анализ регрессионных остатков данных, полученных при обработке результатов идентификации параметров АМ с ФР с разомкнутыми и замкнутыми обмотками представлен в таблице 11.

Таблица 11. Значения экспериментальных и оцененных параметров схемы замещения АМ с ФР модели МТН011-6У1, а также показатели корректности настроенных регрессионных моделей

$i(0+),$ А	$k_{прив}$	$R_2,$ Ом	$R'_1,$ Ом	$\hat{L}'_{\mu},$ Гн	$\hat{L}'_{\sigma},$ Гн	$\delta,$ %	DW, о.е.	Критерий Стьюдента	
								$s,$ о.е. $\cdot 10^{-3}$	$p,$ о.е.
Разомкнутые вторичные обмотки									
2	9,9	0,545	0,45	160	4,2	0,067	2,2	0,456	
Замкнутые вторичные обмотки									
2	9,9	0,545	0,45	184	1,1	3,79	0,052	2,4	0,351

Внешний вид графика распределения Стьюдента на примере обработки данных для АМ с ФР представлен на рисунке 60.

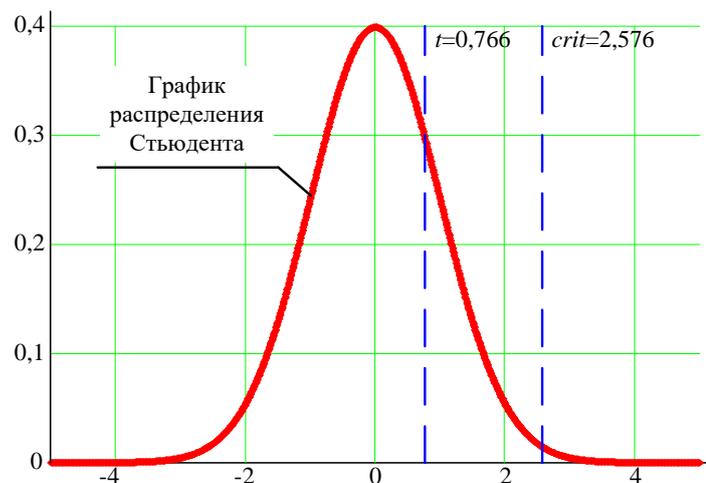


Рисунок 60. График распределения Стьюдента при обработке данных для АМ с ФР

На основании графика распределения Стьюдента (рисунок 60, таблица 11), значений критерия значимости, предела критической области, p -значения, среднеквадратичной ошибки расхождения в наборах данных и их анализа, делается заключение, что средние значения между полученной экспериментальной кривой затухания тока и откликом настроенной регрессионной модели равны, а также соблюдается условие равенства дисперсий (критерий 2).

Согласно определенному DW-критерию (таблица 4), регрессионные остатки независимы, но имеют небольшую положительную автокорреляцию (критерий 3).

4.4 Апробирование алгоритмов предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронной машины с короткозамкнутым ротором

4.4.1 Описание испытательного оборудования

В качестве исследуемого динамического объекта, использованного для экспериментальной оценки работоспособности алгоритмов предварительной идентификации, описанных в главе 3, а также проверки правильности принятых допущений (параграф 2.1) применялись асинхронные двигатели с КЗ ротором ЭЛАС производства ОАО «МОГИЛЕВЛИФТМАШ», республики Беларусь, г. Могилёв (рисунок 61). Серия электродвигателей ЭЛАС применяется в составе электропривода ГУСАР [122] под управлением преобразователя частоты *ESD-VCX* производства АО ЭлеСи, г. Томск.



а



б

Рисунок 61. Внешний вид (а) и шильдик (б) электродвигателя ЭЛАС-С63-0.12-1500

Справочные данные АД с КЗ ротором ЭЛАС производства ОАО «МОГИЛЕВЛИФТМАШ [131] представлены в таблице 12.

Таблица 12. Справочные данные АД с КЗ ротором ЭЛАС

$P_{\text{ном}}$, Вт	$n_{\text{ном}}$, об/мин	$I_{\text{ном}}$, А	$U_{\text{ном}}$	КПД	$\cos\varphi$
120	1350	0,5	380	57	0,66
180	1350	0,7	380	60	0,68
370	1385	1,24	380	68	0,67
550	2730	1,4	380	75	0,81

Снятия кривых затухания тока статора, на основе которых в дальнейшем осуществлялась оценка идентифицируемых параметров схемы замещения машины, производилась с помощью подключения к питаемой от лабораторного источника (рисунок 62) экспериментальной установке различных АД с КЗ ротором серии ЭЛАС (рисунок 40).



Рисунок 62. Внешний вид АМ с КЗ ротором ЭЛАС, подключенной к лабораторной установке для получения кривых затухания тока фазных токов статора

4.4.2 Сравнение экспериментальной кривой затухания фазного тока статора асинхронной машины с короткозамкнутым ротором и отклика тока настроенной регрессионной модели

Рис. 63 иллюстрирует подключение АИН лабораторной установки к клеммам $A1$, $B1$, $C1$ обмоток статора АМ с КЗ.

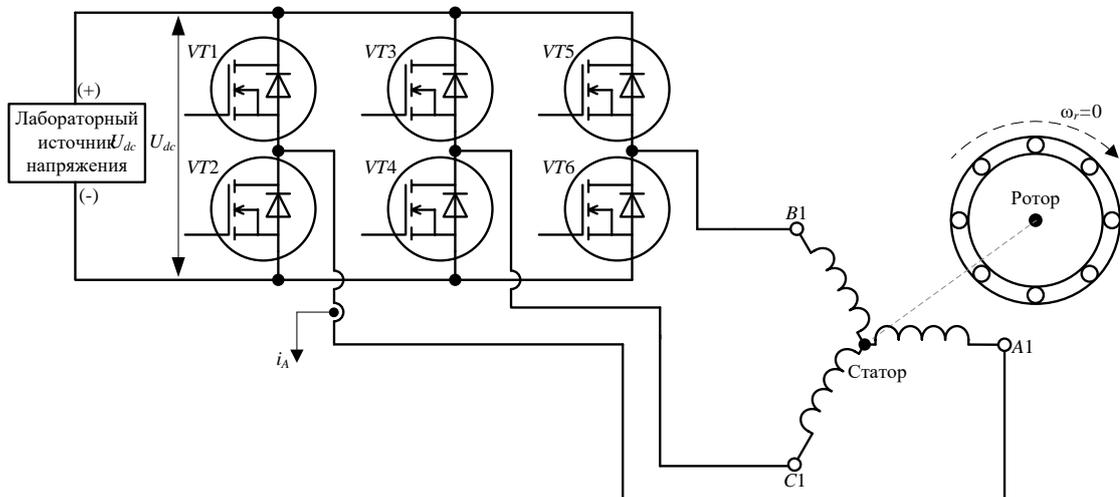


Рисунок 63. Подключение экспериментальной лабораторной установки для снятия кривой затухания тока ротора АМ с ФР

Экспериментально полученная кривая затухания тока ротора АМ с КЗ ротором, зафиксированная АЦП микроконтроллера лабораторной установки (рисунок 40) после этапа накачки током (рисунок 49) в момент коммутации ключей АИН (рисунок 50), представлена на рисунке 64.

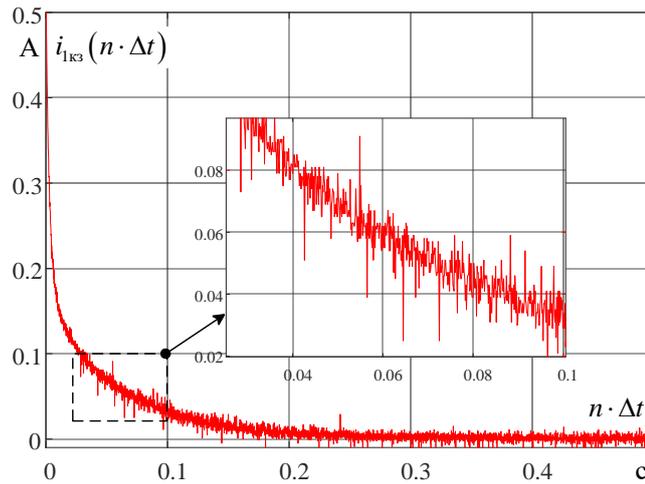


Рисунок 64. Экспериментально полученная кривая затухания тока АД с КЗ ротором ЭЛАС мощностью 120 Вт

Подобная динамика затухания тока статора, аналогичная кривой затухания тока ротора АД с ФР (рисунок 57), позволяет применить для идентификации параметров \hat{L}_σ , \hat{L}_m , \hat{R}_2 разработанные алгоритмы, описанные при решении трехмерной модельной задачи оптимизации (параграф 3.2).

Графики экспериментально полученных кривых затухания тока статора АД с КЗ ротором ЭЛАС и кривых затухания тока, полученных в результате расчета итерационной процедуры идентификации параметров \hat{L}_σ , \hat{L}_m , \hat{R}_2 , представлены на рисунке 65.

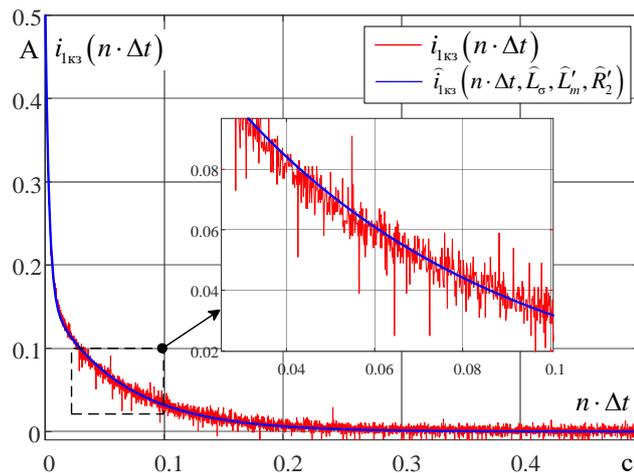


Рисунок 65. Сравнение экспериментально полученных кривых затухания токов статора $i_{\text{КЗ_эксп}}(n \cdot \Delta t)$ АД с КЗ ротором и откликом тока настроенной регрессионной модели $\hat{i}_{\text{КЗ}}(n \cdot \Delta t, \hat{L}_\sigma, \hat{L}'_m, \hat{R}'_2)$

Таблица 13. Значения экспериментальных и оцененных параметров схемы замещения АМ с КЗ ротором серии ЭЛАС, а также показатели корректности настроенных моделей

Модель	$i(0+)$, А	R_1 , Ом	\hat{R}'_2 , Ом	\hat{L}'_μ , Гн	\hat{L}'_σ , Гн	δ , %	DW , о.е.	Критерий Стьюдента	
								s , о.е. · 10 ⁻³	p , о.е.
ЭЛАС 120	0,5	72,95	36,76	1,419	0,17	1,01	1,924	0,546	0,444
ЭЛАС 180	0,7	43,10	21,96	1,042	0,12	1,295	1,65	0,8228	0,344
ЭЛАС 370	1,24	21,35	11,04	0,638	0,06	1,678	0,876	1,526	0,469
ЭЛАС 550	1,4	6,27	6,27	0,653	0,03	3,514	0,285	1,874	0,137

Значения интегральных погрешностей превышают 4% (таблица 13), что является приемлемым для инженерной практики. Иным способом, позволяющим подтвердить, что настроенная регрессионная модель с приемлемой достоверностью описывает экспериментальные данные, является анализ регрессионных остатков, для чего использованы критерии Дарбина-Уотсона (DW) и Стьюдента. Согласно критерию Дарби-Уотсона полученные значения DW -критерия находятся в допустимом диапазоне 0...2 о.е., что свидетельствует о том, что регрессионные остатки независимы, но имеют положительную автокорреляцию. Согласно критерию Стьюдента среднеквадратическая ошибка s расхождения в наборах экспериментальных и модельных данных составляет не более 1,874 с вероятностью (p -значение) не менее 0,137.

4.4.3 Описание нагрузочного стенда

Одним из объективных критериев, позволяющих оценить применимость на практике и корректность параметров схемы замещения АМ с КЗ ротором, полученных в результате предложенной процедуры предварительной идентификации (подпараграф 4.4.2), является анализ поведения настроенной на их основе векторной системы управления. Тестирование векторной системы управления, настроенной на основе идентифицированных параметров схемы замещения и организованной на базе ПО электропривода *ESD-VCX* (производство АО ЭлеСи, г. Томск) производилось с применением нагрузочного стенда (рисунок бб), обеспечивающего формирование требуемого уровня момента нагрузки на валу испытуемой АМ.

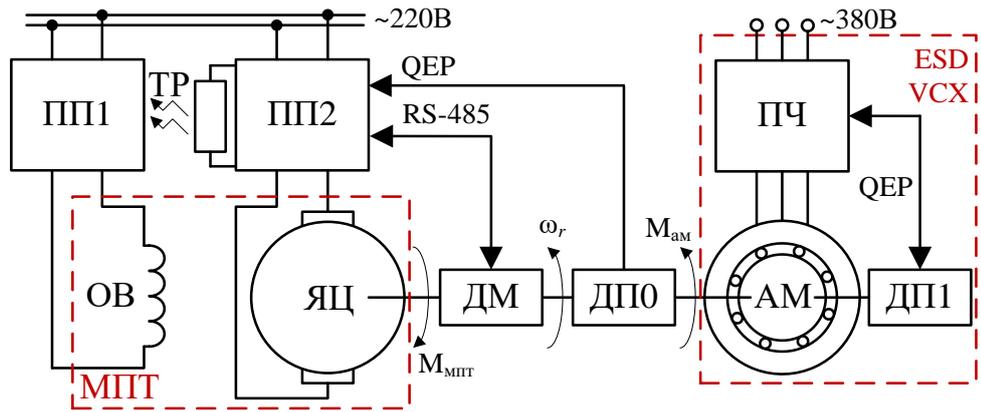


Рисунок 66. Функциональная схема нагрузочного для испытаний электропривода запорной арматуры ESD-VCX

Формирование момента нагрузки на валу испытуемой АМ в составе электропривода ESD-VCX обеспечивается, нагружающей машиной, в качестве которой применена машина постоянного тока (МПТ) независимого возбуждения. Полупроводниковый преобразователь ПП1 обеспечивает стабилизацию тока обмотки возбуждения (ОВ) МПТ, обеспечивая требуемый уровень потокосцепления, соответствующий синхронной скорости нагружаемой АМ. Двухконтурная система управления, организованная в ПО полупроводникового преобразователя ПП2, замкнутая по сигналам тока якорной цепи (ЯЦ) и скорости ω_r , вычисляемой на основе импульсов QEP с датчика положения стэнда (ДПО), обеспечивает стабильное поддержание заданного уровня момента $M_{МПТ}$ на валу МПТ, противоположного направлению движения общего вала, не зависимо от скорости. В стэнде предусмотрен датчик момента (ДМ), опрос которого ведется ПП2 по интерфейсу RS-485, обеспечивая мониторинг момента, определяемого разницей моментов МПТ и АМ, а также аварийное снятие напряжения с обмоток МПТ в случае нештатных ситуаций. Так как МПТ при формировании момента $M_{МПТ}$ работает в режиме рекуперативного торможения, ПП2 организует уменьшение избыточного напряжения звена постоянного тока на тормозной резистор ТР и преобразование его в тепло. Питание ПП1 и ПП2 производится от сети в 220В, а ограничение напряжения обмоток МПТ производится с помощью ШИМ модуляции. Преобразователь частоты ПЧ1, входящий в состав электропривода ESD-VCX, обеспечивает функционирование векторной системы управления, настроенной на основе идентифици-

рованных параметров схемы замещения, с использованием сигнала со встроенного датчика положения ДП1. Питания электропривода *ESD-VCX* осуществляется от сети 380 В. Внешний вид нагрузочного стенда, соответствующего, функциональной схеме (рисунок 66), представлен на рисунке 67.

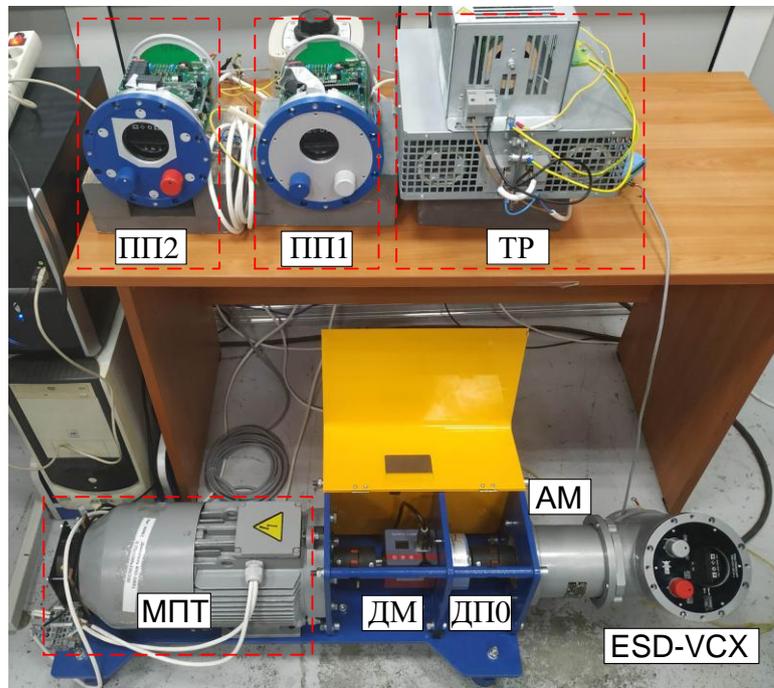


Рисунок 67. Внешний вид испытательного нагрузочного стенда

Нагрузочный стенд (рисунок 67) выполнен на базе металлической станины, обеспечивающей надежное крепление компонентов стенда и допустимый уровень деформации и вибрации. Жесткое крепление валов МПТ, ДМ, ДПО и испытуемой АМ осуществляется соединительными муфтами. Для безопасности в составе нагрузочного стенда присутствует защитный кожух.

Параметры МПТ, примененной в составе нагрузочного стенда (рисунок 67) в качестве нагружающей машины, представлены на рисунке 68 и таблице 14.

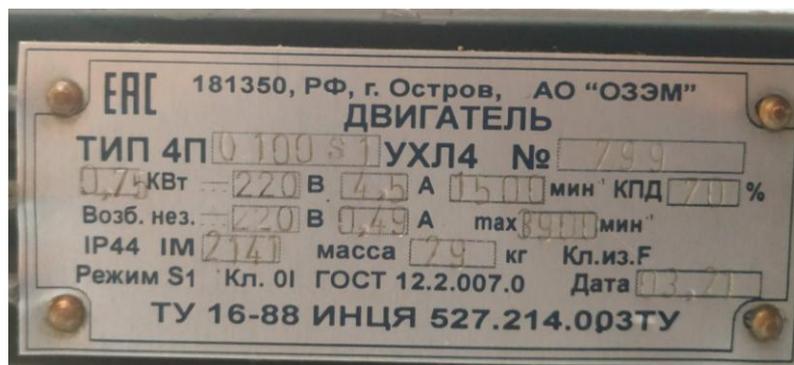


Рисунок 68. Шильдик машины постоянного тока 4П0100S1

Таблица 14. Параметры машины постоянного тока независимого возбуждения

Модель	4П0100S1
Номинальная мощность на валу	0,75 кВт
Номинальная скорость при ослаблении поля	1500 об/мин
Предельная скорость при ослаблении	3900 об/мин
Номинальное напряжение якорной обмотки	220 В
Номинальный ток якорной обмотки	4,5 А
Номинальное напряжение обмотки возбуждения	220 В
Номинальный ток обмотки возбуждения	0,49 А
КПД	70%

С учетом КПД машина постоянного тока 4П0100S1 (таблица 14) при номинальном токе обмотки возбуждения способна обеспечивать долговременное формирование момента нагрузки для испытуемых асинхронных машин с КЗ ротором мощностью до 550 Вт.

Параметры датчика момента (рисунок 69), применяемого в составе нагрузочного стенда (рисунок 67), представлены в таблице 15.

**Рисунок 69.** Внешний вид датчика момента DYN-200**Таблица 15.** Параметры датчика момента

Модель	DYN-200
Номинальное измеряемое значение	10 Н*м
Предельный момент	20 Н*м
Напряжение питания DC	24 В
Чувствительность	0,1 %
Выход	±5В, RS-485
Предельная скорость	10000 об/мин

Параметры датчика положения (рисунок 70), применяемого в составе нагрузочного стенда (рисунок 67), в качестве которого использован инкрементальный

оптический энкодер с квадратурным выходным сигналом, представлены в таблице 16.



Рисунок 70. Внешний вид датчика положения WDG100H

Таблица 16. Параметры датчика положения

Модель	WDG100H
Число меток на оборот	4096
Максимальная скорость	3500 об/мин
Рабочее напряжение	4,75...5,5 В

Подбор номинала тормозного резистора, предназначенного для стабилизации напряжения звена постоянного тока ПП2 (рисунок 66) на уровне номинального напряжения якорной цепи МПТ, производится исходя из предельной мощности нагружаемой машины АМ с КЗ ротором. Предельный ток тормозного резистора равен

$$I_{\text{тр max}} \approx \frac{P_{\text{МПТ max}}}{U_{\text{яц ном}}} = \frac{550}{220} = 2,5 \text{ А},$$

где $P_{\text{МПТ max}}$ – предельная мощность на валу МПТ [Вт];

$U_{\text{яц ном}}$ – номинальное напряжение якорной цепи МПТ (таблица 14) [В].

Согласно предельному току тормозного резистора $I_{\text{тр max}}$ сопротивление тормозного резистора приблизительно определяется

$$R_{\text{тр}} \approx \frac{U_{\text{яц ном}}}{I_{\text{тр}}} = \frac{220}{2,5} = 88 \text{ Ом}.$$

В качестве тормозного резистора в составе нагрузочного стенда (рисунок 66) применены *ESD-TBR-1,0-60* суммарным сопротивлением 90 Ом и мощностью 1 кВт.

4.4.4 Инженерная методика настройки векторной системы управления на основе идентифицированных параметров схемы замещения асинхронной машины с короткозамкнутым ротором

Для обеспечения основных требований, предъявляемых к приводу запорной арматуры, таких как высокая точность регулирования скорости, а также ограничение момента, в ПО блока управления *ESD-VCX* (рисунок 41) была реализована векторная система управления АД с КЗ ротором с косвенной ориентацией по [55, 132] полю ротора.

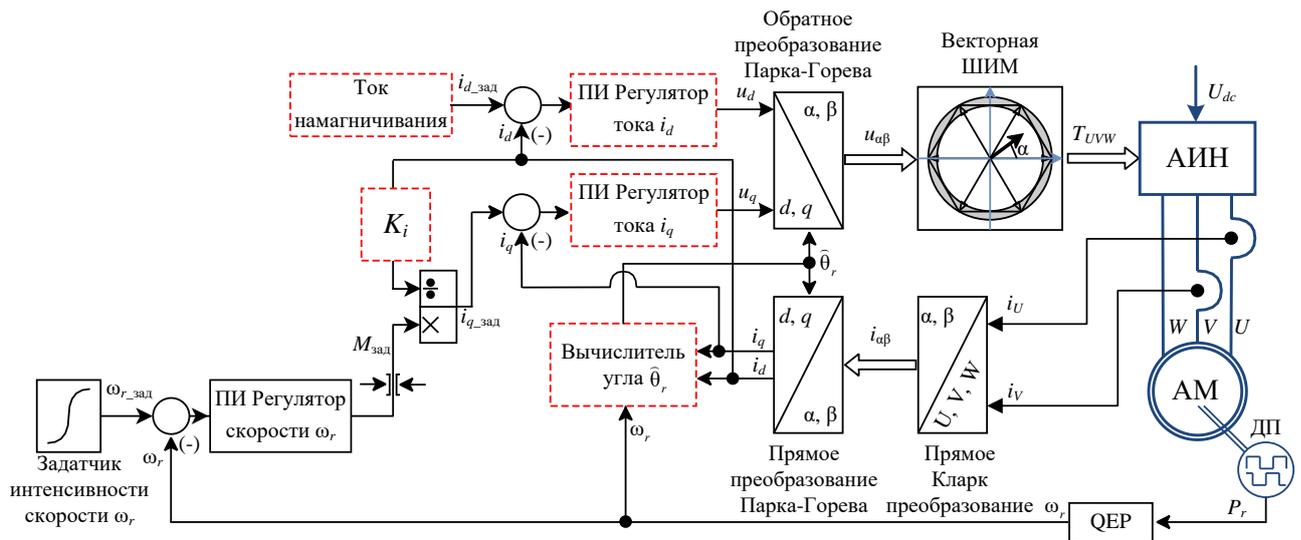


Рисунок 71. Компоненты в составе структуры векторной системы управления с косвенной ориентацией по полю ротора, настройка которых требует оценок параметров схемы замещения АМ

Отличительной особенностью представленной векторной системы управления с косвенной ориентацией по полю ротора (рисунок 71), от более традиционной векторной системы управления [40, 133] с непосредственной ориентацией по полю ротора (рисунок 1), является отсутствие контура регулирования потокосцепления и его замена на постоянную уставку – ток намагничивания. Подобный подход применим при отсутствии необходимости осуществления регулирования потокосцепления, к примеру, для организации второй зоны регулирования, что не

требуется для электропривода запорной арматуры. Преимуществом такого подхода при построении векторной системы управления является отсутствие необходимости в нахождении оценок составляющих вектора потокосцепления ротора, для чего требуется построение наблюдателя состояния. Вместо наблюдателя состояния, определяющего составляющие вектора потокосцепления ротора в данной системе управления (рисунок 71) применяется блок, вычисляющий только угол поворота вектора потокосцепления ротора $\hat{\theta}_r$, что в конечном итоге экономит вычислительный ресурс микроконтроллера. Вектор $\hat{\theta}_r$ применяется для ориентации вращающейся координатной системы в осях d, q относительно потокосцепления ротора, а его расчет требует величин мгновенного значения скорости ротора ω_r , а также токов i_d, i_q .

Так как векторная система управления (рисунок 71) является системой подчиненного регулирования, наиболее критичной для функционирования электропривода в целом является корректная настройка наиболее быстродействующего контура тока, подчиненного более медленному контуру скорости. Производимая оптимизация контура тока [134, 135] при учете инерционности ОС с ПИ регулятором близка к настройке на модульный оптимум системы 2-го порядка [40]. Контур является астатической системой 1-го порядка по управлению. Согласно критерию оптимизации контура коэффициенты двух регуляторов тока i_d, i_q определяются следующим образом. Структурная схема оптимизированного контура тока с инерционной обратной связью и полной компенсацией внутренней отрицательной обратной связи по ЭДС двигателя приведена на рисунке 72. Контуров токов i_d, i_q идентичные.

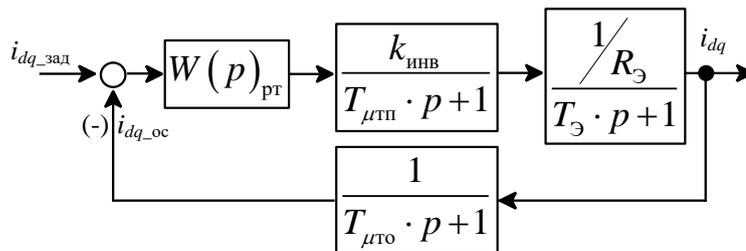


Рисунок 72. Структурная схема обобщенного контура тока i_{dq} с ПИ регулятором

Передаточная функция ПИ-регулятора тока

$$W(p)_{\text{пр}} = k_{\text{пр}} \cdot \frac{T_{\text{пр}} \cdot p + 1}{T_{\text{пр}} \cdot p}.$$

Коэффициент усиления регулятора тока

$$k_{\text{пр}} = \frac{\widehat{T}_{1\sigma} \cdot \widehat{R}_{1\sigma}}{a_{\text{т}} \cdot k_{\text{инв}} \cdot (T_{\mu\text{пр}} + T_{\mu\text{то}})},$$

где $\widehat{T}_{1\sigma}$ – оценка электромагнитной постоянной времени АМ, с;

$$\widehat{R}_{1\sigma} = R_1 + \frac{\widehat{R}'_2 \cdot \widehat{L}'^2_{\mu}}{L_2^2} \text{ – оценка эквивалентного активное сопротивление цепей}$$

статора АМ, Ом;

$a_{\text{т}} = 2$ – коэффициент оптимизации контура тока, о.е.;

$k_{\text{инв}} = 311$ – коэффициент усиления инвертора при питании ПЧ от 380 В и использовании векторной ШИМ модуляции, В;

$T_{\mu\text{пр}}$ – малая постоянная времени в прямом канале, с;

$T_{\mu\text{то}}$ – малая постоянная времени в цепи обратной связи, с.

Интегральная составляющая регулятора тока $T_{\text{пр}} = \widehat{T}_{1\sigma}$.

Оценка электромагнитной постоянной времени $\widehat{T}_{1\sigma}$, характеризующая динамику изменения токов в обмотках статора АМ во время переходного процесса, определяется как

$$\widehat{T}_{1\sigma} = \frac{\widehat{\sigma} \cdot \widehat{L}_1}{\widehat{R}_{1\sigma}},$$

где $\widehat{\sigma} = 1 - \frac{\widehat{L}'^2_{\mu}}{\widehat{L}_1 \cdot \widehat{L}_2}$ – оценка коэффициента рассеяния, о.е.

С учетом допущений, принятых при составлении математической модели (параграф 1.1)

$\widehat{L}_1 = \widehat{L}_{1\sigma} + \widehat{L}_m = \widehat{L}_{\sigma} + \widehat{L}'_{\mu}$ – оценка эквивалентной индуктивности обмотки статора, Гн;

$\widehat{L}_2 = \widehat{L}'_{2\sigma} + \widehat{L}_m = \widehat{L}'_{2\sigma} + \widehat{L}'_m$ – оценка эквивалентной индуктивности обмотки ротора, Гн.

Постоянная $T_{\mu\text{тп}}$ характеризует время, за которое, с помощью коммутации ключей АИН, на обмотках формируется управляющее воздействие в виде среднего значения напряжения за период ШИМ. Постоянная $T_{\mu\text{то}}$ характеризует время, необходимое для измерения среднего значения тока за период ШИМ. Таким образом $T_{\mu\text{тп}} = T_{\mu\text{то}} = \frac{1}{F_{\text{pwm}}}$, где $F_{\text{pwm}} = 10 \text{ кГц}$ – частота ШИМ модуляции аппаратного таймера блока *ESD-VCX*.

Структурная схема контура скорости с инерционной обратной связью и ПИ-регулятором, а также возможностью ограничения электромагнитного момента двигателя при условии постоянства намагничивающего тока i_d и полной компенсации внутренней отрицательной обратной связи по ЭДС приведена на рисунке 73.

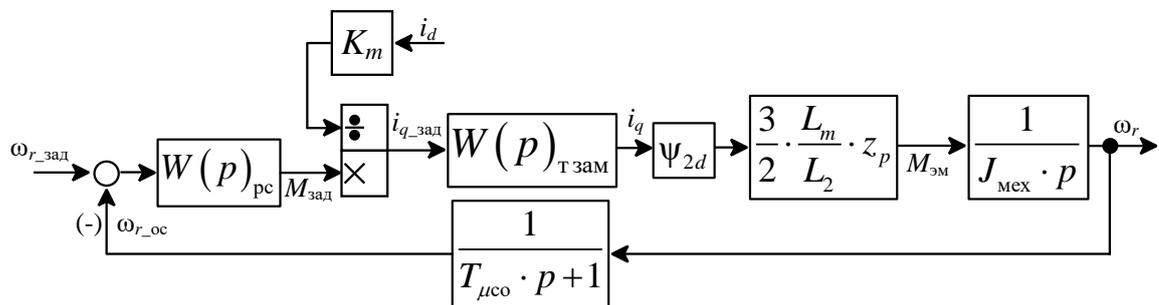


Рисунок 73. Структурная схема контура скорости с ПИ-регулятором

При оптимизации контура скорости внутренний оптимизированный замкнутый контур тока i_q представлен усеченной передаточной функцией 1-го порядка

$$W(p)_{\text{т зам}} \approx \frac{1}{T_{\text{т}} \cdot p + 1},$$

где $T_{\text{т}} = a_{\text{т}} \cdot T_{\mu\text{тэ}} = a_{\text{т}} \cdot (T_{\mu\text{тп}} + T_{\mu\text{то}})$ – эквивалентная постоянная времени оптимизированного контура тока, с.

Передаточная функция ПИ-регулятора скорости

$$W(p)_{\text{pc}} = k_{\text{pc}} \cdot \frac{T_{\text{pc}} \cdot p + 1}{T_{\text{pc}} \cdot p}$$

Коэффициент усиления контура скорости, на выходе которого формируется задание требуемого электромагнитного момента $M_{\text{зад}}$

$$k_{\text{pc}} = \frac{J_{\text{мех}}}{a_c \cdot T_{\text{мсэ}}},$$

где $J_{\text{мех}}$ – момент инерции механизма, приводимого в движение электроприводом, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$;

a_c – коэффициенты оптимизации с контура скорости.

Интегральная составляющая регулятора тока определяется как

$$T_{\text{pc}} = a_c \cdot b_c \cdot (T_{\text{мсн}} + T_{\text{мсо}}),$$

где $T_{\text{мсн}} = T_{\text{т}}$ – малая постоянная времени в прямом канале контура скорости, определяемая быстродействием оптимизированного контура тока, с;

$T_{\text{мсо}}$ – малая постоянная времени в цепи обратной связи контура скорости, определяемая частотой расчета сигнала скорости ω_{r_oc} и частотой расчета регулятора тока в микроконтроллере, с;

b_c – коэффициент оптимизации с контура скорости.

Таким образом, настройка параметров регулятора скорости k_{pc} и T_{pc} для структурной схемы контура скорости (рисунок 73) с возможностью ограничения электромагнитный момент АМ, не требует значений оценок параметров Т-образной схемы замещения АМ и зависит только от параметров механической подсистемы ЭП.

Представленная векторная система управления с косвенной ориентацией по полю ротора (рисунок 71), в которой отсутствует контур регулирования потокосцепления ротора, не имеет звена, осуществляющего расчет составляющих вектора потокосцепления ротора ψ_{2d} , ψ_{2q} . Таким образом, при условии постоянства намагничивающего тока i_d , отвечающего за формирование потокосцепления в роторе, для организации ограничения момента на выходе регулятора скорости

рисунок 73 вводится коэффициент момента, величина которого зависит от параметров оценок Т-образной схемы замещения $\hat{K}_i = \frac{3}{2} \cdot \frac{\hat{L}'_u}{\hat{L}_2} \cdot z_p$.

В асинхронном электроприводе угловая скорость ротора по определению не равна угловой скорости вектора потокосцепления ротора. Это означает, что необходимое положение вектора магнитного потока ротора не может быть обнаружено непосредственно датчиком положения, устанавливаемым на вал АМ (рисунок 71). Итерационный расчет относительной оценки угла поля ротора $\hat{\theta}_r$ для ориентации вращающейся системы координат в осях d, q производится на основании оценок параметров схемы замещения АМ согласно системе уравнений [136]

$$\begin{cases} \hat{i}_{mR_{k+1}} = \hat{i}_{mR_k} + \frac{T_{smp}}{T_r} \cdot (i_{d_k} - \hat{i}_{mR_k}) \\ \hat{f}_{S_{k+1}} = \omega_{e_{k+1}} + \frac{1}{\hat{T}_r \cdot \omega_b} \cdot \frac{i_{q_k}}{\hat{i}_{mR_{k+1}}} \\ \hat{\theta}_{r_{k+1}} = \hat{\theta}_{r_k} + K \cdot \hat{f}_{S_{k+1}} \end{cases},$$

где \hat{i}_{mR_k} – оценка тока намагничивания ротора на соответствующем шаге расчета [А];

$$T_{smp} = \frac{1}{F_{pwm}} \text{ – период дискретизации, с;}$$

$$\hat{T}_r = \frac{\hat{L}_2}{\hat{R}'_2} \text{ – оценка постоянной времени ротора, с;}$$

i_{d_k}, i_{q_k} – токи во вращающейся системе координат d, q , ориентированной относительно поля ротора АМ, полученные на соответствующем шаге расчета с использованием измерительных средств ПЧ, А;

$$\hat{f}_{S_{k+1}} \text{ – угловая скорость вращения поля ротора, рад/с;}$$

$\omega_e = \frac{\omega_r}{z_p}$ – электрическая угловая скорость ротора на соответствующем шаге

расчета, вычисляемая на основе импульсов с датчика положения с учетом числа пар полюсов z_p АМ, рад/с;

$\omega_b = 2 \cdot \pi \cdot f_b$ – номинальная угловая скорость вращения поля в магнитном зазоре АМ, рад/с;

$f_b = 50$ – номинальная электрическая частота поля в магнитном зазоре АМ, Гц;

$K = T_{samp} \cdot f_b$ – постоянная величина, используемая для расчета токовой модели;

k – шаг расчета токовой модели.

Для вычисления тока намагничивания требуется определить ЭДС ветви намагничивания E_m , наведенной потоком воздушного зазора в обмотке статора в номинальном режиме работы согласно выражению [39]

$$\hat{E}_{mн} = \sqrt{(U_{1н} \cdot \cos \varphi_{1н} - R_1 \cdot I_{1н})^2 + (U_{1н} \cdot \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_{1н}} - \hat{X}_{1\sigma} \cdot I_{1н})^2},$$

где $U_{1н}$ – номинальное фазное напряжение, [В];

$\cos \varphi_{1н}$ – номинальный косинус;

$\hat{X}_{1\sigma} = 2 \cdot \pi \cdot f_b \cdot \hat{L}'_{\sigma}$ – оценка реактивного сопротивления статора, [Ом].

Ток намагничивания определяется как

$$\hat{i}_{flux} = \frac{\hat{E}_{mн}}{\hat{x}_{\mu}} = \frac{\hat{E}_{mн} \cdot \omega_b}{\hat{L}'_{\mu}}, [A].$$

4.4.5. Тестирование векторного электропривода, настроенного на основе оцененных параметров схемы замещения, с использованием нагрузочного стенда

Для проверки функционирования векторной системы управления (рисунок 71), настроенной на основе идентифицированных параметров схемы замещения (таблица 13), организованной в ПО электропривода *ESD-VCX* (АО ЭлеСи, г. Томск) применялся нагрузочный стенд (рисунок 67), обеспечивающий формирование требуемого момента нагрузки на валу испытуемой АМ серии ЭЛАС.

Кроме коэффициентов регуляторов тока и скорости, ключевыми параметрами векторной системы управления, непосредственно влияющими на характеристики и работоспособность ЭП в целом, являются постоянная времени ротора \hat{T}_r , коэффициент момента \hat{K}_i и ток намагничивания \hat{i}_{flux} , значения которых определены на основании оцененных параметров схемы замещения АМ. Рассчитанные на основании оценок параметров схемы замещения АМ серии ЭЛАС настройки векторной системы управления представлены в таблица 17.

Таблица 17. Настройки векторной системы управления, полученные на основе оцененных параметров схемы замещения, а также расхождения относительно номинальных параметров

Модель	$\hat{T}_r = \frac{\hat{L}_2}{\hat{R}_2}, \text{ с}$	$\hat{K}_i = \frac{3}{2} \cdot \frac{\hat{L}_m^2}{\hat{L}_2} \cdot z_p, \text{ о.е.}$	$\hat{i}_{flux}, \text{ А}$	$\Delta M_{\text{ном}}, \text{ \%}$	$\Delta I_{\text{ном}}, \text{ \%}$	$\Delta \omega_{\text{ном}}, \text{ \%}$
ЭЛАС 120	0,043	3,79	0,3	22,38	10	1,5
ЭЛАС 180	0,052	2,8	0,46	24,6	7,5	0,3
ЭЛАС 370	0,063	1,74	0,81	28,7	2,4	2,7
ЭЛАС 550	0,11	0,92	1,05	12,28	8,5	1,6

В качестве примера приведены временные диаграммы векторного ЭП, настроенного на основе идентифицированных параметров, обеспечивающего стабилизацию скорости при набросе нагрузки вплоть до номинального значения (рисунок 74).

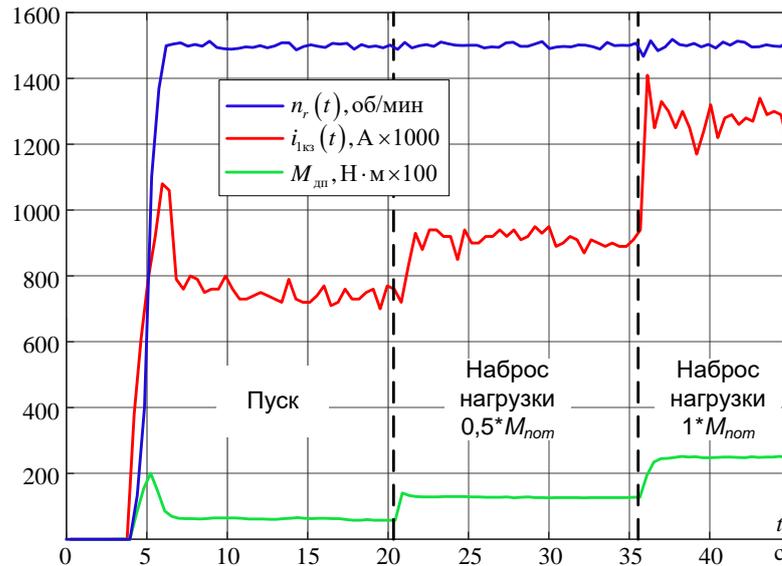


Рисунок 74. Работа векторной системы управления, настроенной с использованием оцененных параметров схемы замещения АМ ЭЛАС 370

Векторная система управления ЭП, настроенная на основе оцененных параметров АМ, работоспособна (рисунок 74) и обеспечивает стабилизацию скорости при изменении момента нагрузки на валу АМ, что свидетельствует о корректной настройке регуляторов контуров тока и скорости. Максимальная величина относительной погрешности момента (таблица 17) $\Delta M_{\text{ном}}$, определяемого на выходе регулятора скорости векторной системы управления относительно сигнала с датчика момента при номинальном уровне нагрузки на валу АМ, не превышает 29%. Достигнутый результат является приемлемым для классических систем подчиненного регулирования ЭП с постоянными коэффициентами регуляторов. Тем не менее, величины относительных отклонений тока статора $\Delta I_{\text{ном}}$ и скорости ротора $\Delta \omega_{\text{ном}}$ при номинальном уровне нагрузки на валу относительно номинальных величин не превышают 10% и 2,7% соответственно, что свидетельствует о корректности настроек системы управления, отражающих реальные процессы, происходящие в АМ. Разработанная процедура предварительной идентификации может быть применена для настройки векторного ЭП запорной арматуры, что подтверждено соответствующим актом (приложение 4).

4.5 Выводы по четвертой главе

1. Продемонстрирована устойчивая сходимость алгоритмов предварительной идентификации, синтезированных для оценки параметров схемы замещения АМ с короткозамкнутым и фазным ротором.

2. Получены интегральные погрешности расхождения между экспериментальной кривой затухания тока статора АМ и откликом настроенной регрессионной модели, не превышающие 4%, что допустимо в инженерной практике;

3. В результате проведенного анализа регрессионных остатков было выявлено:

3.1 Согласно визуальному анализу можно утверждать, что регрессионные остатки стремятся к нулю, при этом распределение остатков относительно математического ожидания расположено равномерно;

3.2 Согласно критерию Стьюдента среднеквадратичная ошибка расхождения в наборах экспериментальных и модельных данных составляет не более 1,874 с вероятностью (p -значение) не менее 0,137;

3.3 Согласно критерию Дарби-Уотсона полученные значения DW-критерия находятся в допустимом диапазоне 0...2 о.е., что свидетельствует о том, что регрессионные остатки независимы, но имеют положительную автокорреляцию;

4. Подтверждена корректность допущений, принятых при составлении настраиваемых регрессионных моделей для рассматриваемого режима работы АМ. Продемонстрирована устойчивая сходимость разработанных алгоритмов предварительной идентификации. Разработанный алгоритм предварительной идентификации параметров схемы замещения АМ с КЗ ротором может быть применен при настройке различных систем управления АМ, включая векторную систему управления ЭП запорной арматуры.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

1. Полученные на основании системы дифференциальных уравнений аналитические выражения, описывающие кривые затухания фазного тока асинхронной машины с фазным и короткозамкнутым ротором, позволяют вычислять частные производные по оцениваемым параметрам схемы замещения. Это делает возможным их применение в качестве настраиваемых регрессионных моделей при построении алгоритмов предварительной идентификации, как с помощью классических, так и с помощью метаэвристических методов оптимизации оцениваемых параметров.

2. Разработанные алгоритмы предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронной машины с неподвижным фазным ротором с разомкнутыми и замкнутыми вторичными обмотками по кривой затухания фазного тока ротора методом Ньютона демонстрируют гарантированную сходимость, что обеспечивается обоснованным выбором начальных приближений. Алгоритмы предварительной идентификации параметров схемы замещения методом Ньютона демонстрируют высокую скорость сходимости, однако составление итерационной процедуры требует вычисления значительного числа частных производных целевой функции по оцениваемым параметрам, что затрудняет их программную реализацию.

3. Разработанные алгоритмы предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронной машины с неподвижным фазным и короткозамкнутым ротором по кривым затухания фазного тока методом дифференциальной эволюции демонстрируют гарантированную сходимость не зависимо от способа избавления от знака невязки, что обеспечивается ограничением поискового пространства в заданных пределах, имеющих физический смысл. Алгоритмы предварительной идентификации параметров схемы замещения методом дифференциальной эволюции демонстрируют более низкую скорость сходимости по сравнению с методом Ньютона. Это, однако, компенсируется простотой программной реализации итерационной процедуры, для организации которой не требуется вычисление частных производных целевой функции по оцениваемым параметрам.

4. На основании данных, полученных на электротехнической установке, произведена апробация разработанных алгоритмов предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронной машины с фазным и короткозамкнутым ротором методами Ньютона и дифференциальной эволюции. Анализ регрессионных остатков с использованием трех критериев: визуального анализа, критерия Стьюдента и критерия Дарби-Уотсона, а также определенный уровень интегральной погрешности (не более 5%) свидетельствуют о корректности допущений, принятых при составлении настраиваемых регрессионных моделей для рассматриваемого режима работы асинхронной машины, а также об устойчивой сходимости разработанных алгоритмов предварительной идентификации.

5. Произведенная на базе нагрузочного стенда апробация функционирования разработанного алгоритма предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронной машины с короткозамкнутым ротором в составе электропривода запорной арматуры свидетельствует о применимости на практике полученных оценок параметров при настройке векторной системы управления.

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

АМ – асинхронная машина;
ЭП – электропривод;
ПО – программное обеспечение;
ПЧ – преобразователь частоты;
ФР – фазный ротор;
ТРН – тиристорный регулятор напряжения;
СИФУ – система импульсно-фазового управления;
ДПТ – двигатель постоянного тока;
САУ – система автоматического управления;
ШИМ – широтно-импульсная модуляция;
АИН – автономный инвертор напряжения;
АЦП – аналогово-цифровой преобразователь;
МНМ – методом наименьших модулей;
МНК – методом наименьших квадратов;
КЗ – короткозамкнутый;
ХХ – холостой ход;
СДУ – система дифференциальных уравнений;
МПТ – машина постоянного тока;
КПД – коэффициент полезного действия.

FOC – *field oriented control*, система векторного управления с ориентацией по полю ротора;

DTC – *direct torque control*, система прямого управления моментом;

DE – *differential evolution*, дифференциальная эволюция;

GA – *genetic algorithm*, генетический алгоритм;

D – *dimension of parameter vector*, размерность поискового пространства;

NP – *population size*, размер популяции;

F – *mutation factor*, сила мутации;

CR – *crossover probability*, вероятностью скрещивания.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. – М.: Высшая школа, 1980. – 890 с.
2. R. De Doncker, D. W.J. Pulle, A. Veltman. Advanced Electrical Drives. - Springer Netherlands, 2011. – 462 p.
3. Grzegorz Sieklucki. An Investigation into the Induction Motor of Tesla Model S Vehicle // International Symposium on Electrical Machines (SME). – 2018. – pp. 1 – 6.
4. Епифанов А. П., Епифанов Г. А. Электрические машины: Учебник. - СПб.: Издательство «Лань», 2017. - 300 с.
5. L. Bai, W. Ma. Energy-saving Principles and Technologies for Induction Motors - John Wiley & Sons Limited, 2019 – 227 p.
6. Бекишев Р. Ф., Дементьев Ю. Н. Электропривод. – М.: Изд-во Юрайт, 2019. – 301 с.
7. R. Crowder. Electric Drives and Electromechanical Systems. 2nd Edition - Butterworth-Heinemann, UK, 2019. – 322 p.
8. Bose B. K. Modern power electronics and AC drives. – New Jersey, USA: Prentice Hall PTR, 2002. – 711 p.
9. Котин Д.А. Адаптивные алгоритмы бездатчикового управления асинхронными электроприводами подъемно-транспортных механизмов. дис. ... канд. тех. наук. – Новосибирск, 2010. – 135 стр.
10. R. Marino, P. Tomei, C. M. Verrelli. Induction Motor Control Design, Springer-Verlag London, 2011. – 351 p.
11. H.Mohan, S. K. Dwivedi. Sensorless Control of Electric Drives – A Technological Review // IETE Technical Review. – 2019. – vol. 37 (8). – 1-25.
12. Панкратов В.В. Методы синтеза автоматического управления электроприводами переменного тока, малочувствительных к изменениям параметров: дис. ... д-ра тех. наук. – Новосибирск, 1997. – 479 стр.

13. Тарнецкая А.В.. Энергоэффективный электропривод ленточного конвейера на базе безредукторного синхронного мотор-барабана: дис.... канд. тех. наук. – Кемерово, 2019. – 128 стр.
14. Макаров В.Г. Асинхронный электропривод электромеханических систем с оптимальными режимами работы по критерию энергосбережения: дис.... канд. тех. наук. – Казань, 2011. – 162 стр.
15. Козярук А.Е., Васильев Б.Ю. Методы и средства повышения энергоэффективности машин и технологий с асинхронными электроприводами // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика» – 2015. – Т.15. – №1. – С. 47–53.
16. Cheng-Ta Chung, Chien-Hsun Wu, Yi-Hsuan Hung. Evaluation of driving performance and energy efficiency for a novel full hybrid system with dual-motor electric drive and integrated input- and output-split e-CVT // Energy. –2020. – vol. 191. – p. 1-10.
17. Tatiana A. Minav, Lasse I.E Laurila, Juha J. Pyrhönen. Analysis of electrohydraulic lifting system's energy efficiency with direct electric drive pump control // Automation in Construction. – 2013. – vol. 30. – p. 144-150.
18. Поляков В.Н. Энергоэффективные режимы регулируемых электроприводов: концепция, задачи оптимизации, математические модели и алгоритмы управления: дис. ... д-ра тех. наук. – Екатеринбург, 2009. – 510 стр.
19. Веселов Г.Е. Прикладная теория и методы синергетического синтеза иерархических систем управления: дис. ... д-ра тех. наук. – Таганрог, 2006. – 332 стр.
20. Вольдек А.И. Электрические машины. – Л.: Энергия, 1985. – 840 с.
21. Попов В.В. Электрические машины. Машины переменного тока: Учебник для вузов. – СПб.: Питер, 2007. – 350 с.
22. А.с. 1295347 СССР, МКИ G 01 R 31/34. Способ определения активного, индуктивного сопротивлений и ЭДС асинхронного двигателя по высшим гармоникам / С.И. Кузовков, Н.Г. Широков. – № 3927765/24-07; заявл. 11.07.85; опубл. 07.03.87, Бюл. № 9. – 5 с.

23. А.с. №1295347 СССР, МКИ G 01R 31/34. Способ определения активно-го, индуктивного сопротивлений и ЭДС асинхронного двигателя по высшим гармоникам / С.И.Кузовков, Н.Г.Широков – 3927765/24-07; заявл. 11.07.86; опубл. 07.03.88, бюл. №9.-5с.

24. А.с. №1004906 СССР, G 01 R 31/34. Способ определения частотной характеристики проводимости асинхронной машины / Г.Г.Рогозин, Н.Г. Пятлина, Ю.И. Печуркин, Н.С. Лапшина, В.В. Бабай. – SU 1780062; заявл. 11.11.90; опубл. 07.12.92, бюл. №45. – 7с.

25. ГОСТ Р 53472-2009. Машины электрические вращающиеся. Двигатели асинхронные. Методы испытаний (с Изменениями № 1, 2). – М.: Изд-во стандартов, 2003. – 41 с.

26. Muller S, Deicke M, De Doncker RW. Doubly fed induction generator systems for wind turbines // IEEE Industry Applications Magazine. – 2002. – vol. 8. – №3. – pp. 26–33. doi: 10.1109/2943.999610

27. Безруких П.П., Безруких П.П. (младший). Ветроэнергетика. Вымыслы и факты. Ответы на 100 вопросов. – М.: Институт устойчивого развития Общественной палаты Российской Федерации / Центр экологической политики России, 2011. – 74 с.

28. A. Tilli, C. Conficoni, A. Hashemia, An effective control solution for doubly-fed induction generator under harsh balanced and unbalanced voltage sags // Control Engineering Practice. – 2019. – vol. 84. – p. 172-182. doi: 10.1016/j.conengprac.2018.11.014

29. L.M. Papera. Microhydro Power Plant Future Energy Source. – Saarbrücken, Germany: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2017. – 56 p.

30. М.И. Дворецкая, А.П. Жданова, О.Г. Лушников, И.В. Слива / под общей ред. к. т. н., проф. В.В. Берлина. Возобновляемая энергия. Гидроэлектростанции России. Справочник. - СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2018. - 224 с.

31. Пат. № 381968 US. Electro-magnetic motor / N. Tesla. - заявл. 10.1887; опубл. 01.05.1888, - 9 с: ил.

32. Fouzi Harrou, Jacques F. Ramahleomiarantsoa, Mohamed N. Nounou, Hazem N. Nounou. A data-based technique for monitoring of wound rotor induction machines: A simulation study // *Engineering Science and Technology, an International Journal*. – 2016. – vol. 19. – p. 1424-1435.

33. Боловин Е. В. Разработка алгебраических методов идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей: дис. ... канд. тех. наук. – Томск, 2018. – 271 стр.

34. Каширских В.Г. Динамическая идентификация параметров и управление состоянием электродвигателей приводов горных машин: дис. ... доктор тех.наук. – Кемерово, 2005. – 335 стр.

35. Эйкхофф П. Основы идентификации систем управления – М.: Изд-во Мир, 1975. – 680 с.

36. E. V. Bolovin, A. S. Glazyrin. Method for identifying parameters of submersible induction motors of electrical submersible pump units for oil production // *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering*. – 2017. – vol. 328. – № 1. – pp. 123–131.

37. Глазырин А.С. Способы и алгоритмы эффективной оценки переменных состояния и параметров асинхронных двигателей регулируемых электроприводов: дис. ... д-ра тех. наук. – Томск, 2016. – 376 стр.

38. Козлова Л.Е. Разработка нейросетевого наблюдателя угловой скорости ротора в электроприводе по схеме ТРН-АД: дис. ... канд. тех. наук. – Томск, 2016. – 144 стр.

39. Чернышев А.Ю., Дементьев Ю.Н., Чернышев И.А. Электропривод переменного тока – Томск: Изд-во ТПУ, 2011. – 213 с.

40. Удут Л.С., Мальцева О.П., Кояин Н.В. Проектирование и исследование автоматизированных электроприводов. Часть 8. Асинхронный частотно-регулируемый электропривод: Учебное пособие. Томск: Изд. ТПУ, 2000. 448 стр.

41. Шрейнер Р.Т., Поляков В. А. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом с ориентацией поля ротора // *Электротехника*. – 1998. – №2. – С.23-29.

42. Шрейнер Р.Т., Калыгин А.И., Кривовяз В.К., Шилин С.И. Система векторного управления асинхронным электроприводом // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. – 2010. – № 3-1. – С. 101-108.
43. Виноградов А.Б., Колодин И.Ю., Монов Д.А. Новая серия высококачественных адаптивно-векторных асинхронных электроприводов с IGBT инвертором напряжения // Известия ВУЗов. Электромеханика. – 2003. – №1. – С. 31-41.
44. Виноградов А. Б., Сибирцев А.А., Колодин Ю.И. Адаптивно-векторная система бездатчикового асинхронного электропривода серии ЭПВ // Силовая электроника. – 2006. – №3. – С 46-51.
45. Козярук А.Е., Рудаков В.В. Прямое управление моментом в электроприводе переменного тока машин и механизмов горного производства: Учебное пособие . СПб.: СПГГИ, 2008. – 99 с.
46. Амр Рефки Али Абд Эль Вхаб. Разработка алгоритмов управления электропривода с улучшенными динамическими характеристиками на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами: дис. ... канд. тех. наук. – Томск, 2012. – 145 стр.
47. Тимошкин В.В. Разработка и исследование наблюдателя угловой скорости для асинхронных электроприводов по схеме ТРН-АД: дис. ... канд. тех. наук. – Томск, 2014. – 162 стр.
48. Зюзев А.М. Развитие теории и обобщение опыта разработки автоматизированных электроприводов агрегатов нефтегазового комплекса: дис. ... д-ра тех. наук. – Екатеринбург, 2004. – 347 стр.
49. Буньков Д.С. Обзор методов оценивания параметров схемы замещения асинхронной электрической машины для организации векторной системы управления // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2021 – Т. 17. – №. 3-4. – С. 24–38.
50. P.Friese, J. Rambau. Online-optimization of multi-elevator transport systems with reoptimization algorithms based on set-partitioning models // Discrete Applied Mathematics. 2006. – vol. 154 (13). – pp. 1908 – 1931.

51. Utgoff P.E., Connell M.E. Real-Time Combinatorial Optimization for Elevator Group Dispatching // IEEE transactions on Systems, Man and Cyberneics, Part A: Systems and Humans. 2012. – vol.42. – №1. – pp. 130 – 146.

52. Архангельский Г.Г. Современные тенденции и перспективы развития лифтостроения / Г.Г.Архангельский // Стройпрофиль. - 2008. - №7. - С.94-96.

53. Плахотникова Е.В. Обеспечение качества систем электропривода запорная арматура на стадии проектирования // Известия Тульского государственного университета. – 2014. – № 11. – ч. 2. – С. 358-364

54. Shun-ChangChang. Stability analysis, routes to chaos, and quenching chaos in electromechanical valve actuators // Mathematics and Computers in Simulation. – 2020. – vol. 177. – pp. 140-151.

55. Калачев Ю.Н. Векторное регулирование (заметки практика). ООО «Гамем», 2015. – 72 с.

56. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. Иваново: ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина», 2008. – 298 с.

57. Iñaki Erazo-Damián; Judith M. Apsley; Roberto Perini; Matteo F. Iacchetti; Gil D. Marques. Stand-Alone DFIG FOC Sensitivity and Stability Under Mismatched Inductances // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 2019. – vol.34. – №2. – pp. 860 – 869.

58. Olga I. Tolochko, Danylo V. Kaluhin, Stefan Palis, Serhii V. Oshurko. Field weakening control for induction motors based on copper and iron losses minimization // Applied aspects of information technology. 2020. - vol.3. - №2. - pp. 44 – 57.

59. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage für die TRANSVECTOR - Regelung von Asynchronmaschinen // Siemens-Zeitschrift. – 1971. – №45. – pp.757.

60. Aravind M.A., Dinesh N.S., K. Rajanna. Application of EMPC for precise position control of DC-motor system with Backlash // Control Engineering Practice. – 2020. – vol. 100 – pp. 1-10.

61. Мисеюк О.И., Васюков С.А., Красовский А.Б. Исследование двигателя постоянного тока независимого возбуждения. – М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2014. – 24 с.
62. Кенио Т., Нагамори С. Двигатели постоянного тока с постоянными магнитами: Пер. с англ. - М.: Энергоатомиздат, 1989. —184 с.
63. Мощинский Ю.А., Беспалов В.Я., Кирякин А.А. Определение параметров схемы замещения асинхронной машины по каталожным данным // Электричество. – №4/98. – 1998. – С. 38–42
64. Свит П.П., Семкин Б.В. Определение параметров схем замещения асинхронных двигателей небольшой мощности // Ползуновский Альманах. – 2004. – №3. – С. 96 – 99.
65. Гридин В.М. Расчет характеристик асинхронных двигателей по каталожным данным // Электричество. – 2018. – №9/98. – С. 44–48.
66. Макеев М.С., Кувшинов А.А. Алгоритм расчета параметров схемы замещения асинхронного двигателя по каталожным данным // Вектор науки ТГУ. – 2013. – №1 (23). – С. 108 – 112.
67. Терёхин В.Б. Моделирование систем электропривода в Simulink (Matlab 7.0.1): учебное пособие / В.Б. Терёхин; Национальный исследовательский Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2010. – 292 с.
68. Усольцев А.А. Определение параметров схемы замещения асинхронного двигателя по справочным данным [Электронный ресурс] / [Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра электротехники и прецизионных электромеханических систем]. – URL: http://ets.ifmo.ru/usolzev/wopros/op_ad.pdf (дата обращения: 19.03.2017).
69. K. Lee, S. Frank, P.K. Sen and other. Estimation of induction motor equivalent circuit parameters from nameplate data // in Proc. 2012 North American Power Symposium (NAPS). – Urbana. – Sep. 2012. – pp. 1–6.
70. IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators. IEEE Std. 112-2017. IEEE Power and Energy Society, New York

71. Сидельников Б.В., Беляев М.А., Поташов А.И. Модифицированная схема замещения асинхронного двигателя // Известия Санкт-Петербургского государственного аграрного университета. – 2014. – С. 186–189.

72. Якушев А.Я., Назирхонов Т.М., Викулов И.П., Марков К.В. Определение основных параметров асинхронного тягового электродвигателя // Известия петербургского университета путей сообщения. – 2019. – №4/16. – С. 592–601.

73. Шеремет А.И., Шевченко Г.С. Определение параметров Т-образной схемы замещения асинхронного двигателя на основе опыта холостого хода // Научный вестник ДГМА. – №3/24Е. – 2017. – С. 103–108

74. Ярымбаш Д.С., Коцур М.И., Ярымбаш С.Т., Коцур И.М. Особенности определения параметров схемы замещения асинхронного двигателя для режима короткого замыкания // Электротехника та електроенергетика. – 2017. – №1. – С. 24–30.

75. Калачев Ю.Н. К вопросу определения параметров схемы замещения асинхронного двигателя // Труды IX международной (XX всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу. – 2016. – №1. – С. 352–355.

76. Бакубаев Б.Т., Лыткин В.В., Мойсейченков А.Н., Денисенко В.И. Определение параметров рассеяния асинхронных двигателей по экспериментальным данным на основе Т-образной схемы замещения // III международная конференция. Актуальные проблемы энергосберегающих электротехнологий. – 2014. – С. 167–168.

77. M. Cirincione, M. Pucci, G. Girrincione, G. Calolino. A new experimental application of least-squares techniques for the estimation of the induction parameters // Journal of electrical engineering and technology – 2002– pp. 345–349.

78. Baiqiang Yu, Anwen Shen, Yu Kong and Shuo Yue. Parameter Identification for Induction Motor Eliminating Dead Zone Effect // 2019 Chinese Automation Congress (CAC). – 2019. – vol.1. – pp. 1669–1675.

79. Chen Yang, Jing Yang. Off-line Parameter Identification of Linear Induction Motor Based on PWM Inverter // 2019 5th International Conference on Control, Automation and Robotics (ICCAR). – 2019. – vol.1. – pp. 477–481.

80. Stephen J. Chapman. *Electric Machinery Fundamentals*. – New York: McGraw-Hill Book Co., 2003. – 746 p.

81. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: УрО РАН, 2000. – 654 с.

82. Виноградов А.Б., Гнездов Н.Е., Глебов Н.А., Журавлев С.В. Учет потерь и насыщения стали при оптимальном векторном управлении тяговым асинхронным электроприводом // Вестник ивановского государственного энергетического университета. – 2012. – №1. – С. 35-41.

83. Bo Wan, Xu Zhang, Yong Yu, Jing Zhang, Dianguo Xu. Maximum Torque Analysis and Extension in Six-Step Mode-Combined Field-Weakening Control for Induction Motor Drives // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2019. – vol.66. – № 12. – pp. 9129–9138.

84. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: учебник для вузов. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Высшая школа. 2001. - 327 с.

85. Анучин А.С. Системы управления электроприводов: учебник для вузов. – М., Издательский дом МЭИ, 2015. – 373 с.

86. Д. А. Котин, Е. Кучер. Адаптивные алгоритмы бездатчикового управления асинхронными электроприводами. - Новосибирский государственный технический университет, 2017. – 152 с.

87. D. W. J. Pulle, P. Darnell, A. Veltman. *Applied Control of Electrical Drives: Real Time Embedded and Sensorless Control using VisSim™ and PLECS™ (Power Systems)*, Springer International Publishing, 2015 – 417 p.

88. Калачев Ю.Н. Наблюдатели состояния в векторном электроприводе. ООО «Гамем», 2015. – 80 с.

89. A. S. Glazyrin, S. N. Kladiev, K. S. Afanasiev, V. V. Timoshkin, I. G. Slepnev, V. I. Polishchuk, S. Halasz. Design of full order observer with real time monitoring of load torque for submersible induction motors // *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering*. – 2018. – vol. 329. – № 2. – pp. 118–126.

90. Афанасьев А.Ю., Макаров В.Г., Ханнанова В.Н. Идентификация параметров трехфазного асинхронного двигателя при изменении начальных значений оценок в широком диапазоне // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. – 2015. – № 11. – С. 87–96.

91. Каширских В.Г. Определение параметров асинхронных электродвигателей в процессе их работы // Вестник КузГТУ. – 2015. – №5. – С. 96–102.

92. Муравлев О.П., Стрельбицкий Э.К. Определение неравномерности воздушного зазора в асинхронных двигателях по данным ОТК о числе задеваний ротора за статор // Известия Томского политехнического института [Известия ТПИ] / Томский политехнический институт (ТПИ). – Изд-во Томского ун-та. – 1966. – Т. 145: Электрические машины. – С. 121-127.

93. Иванчина Е.И. Сравнительный анализ математических моделей высоковольтного асинхронного двигателя с постоянными и переменными параметрами // Вестник Чувашского университета. – 2017. – №3. – С.47-55.

94. Ковалев В.З. Моделирование электротехнических комплексов и систем как совокупности взаимодействующих подсистем различной физической природы: дис. ... д-ра тех. наук. – Омск, 2000. – 370 стр.

95. Ковалёв Ю.З., Ковалёв А.Ю. Механическая характеристика погружного асинхронного электродвигателя // Электротехника. – 2010. – №9. – С. 20–24.

96. Мощинский Ю.А., Аунг Вин Тут. Обобщенная математическая модель частотно-регулируемого асинхронного двигателя с учетом потерь в стали // Электричество. – 2007. – №11. – С.60–66.

97. Глазырин А.С., Аникин В.В., Буньков Д.С., Антяскин Д.И., Старцева Ю.Н., Ковалев В.З., Хамитов Р.Н., Кладиев С.Н., Филипас А.А. Нелинейное алгебраическое оценивание индуктивности вибрационного электромагнитного активатора по кривой затухания тока // Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. – 2020 – Т. 331. – №. 1. – С. 148–157.

98. Котельников В.А. О пропускной способности эфира и проволоки в электросвязи — Всесоюзный энергетический комитет // Материалы к I Всесоюзному съезду по вопросам технической реконструкции дела связи и развития слаботоч-

ной промышленности, 1933. Репринт статьи в журнале УФН. – 2006. – Т. 176. – № 7. – С. 762-770.

99. Kotelnikov V.A. The Theory of Optimum Noise Immunity. – New York: McGraw-Hill Book Co., 1959. – 140 p.

100. Линник Ю.В. Метод наименьших квадратов и основы математико-статистической теории обработки наблюдений. – 2-е изд. – М., Высшая школа, 1962. – 354 с.

101. Мудров, В.И., Кушко, В.Л. Метод наименьших модулей. – 2-е изд. – М., Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1971. – 64 с.

102. Копчёнова Н.В., Марон И.А. Вычислительная математика в примерах и задачах: Учебное пособие. 2-е изд., стер. – СПб.: Изд-во «Лань», 2008, – 368 с.

103. Математический форум Math Help Planet. Численные методы. Методы алгебры. Методы решения систем нелинейных уравнений URL: <http://mathhelpplanet.com/static.php?p=metody-resheniya-sistem-nelineynykh-uravneniy> (дата обращения: 26.03.2022).

104. Поляк В.Т. Метод Ньютона и его роль в оптимизации и вычислительной математике // Труды ИСА РАН. – 2006 – Т. 28. – С. 48–66.

105. Пантелеев А. В. Методы оптимизации в примерах и задачах : учебное пособие / А. В. Пантелеев, Т. А. Летова. – 4-е изд., испр. – Санкт-Петербург : Лань, 2015. – 512 с.

106. Аникин В. В. Методика и средства предварительной идентификации параметров модели послеремонтных регулируемых погружных асинхронных электродвигателей: дис. ... канд. тех. наук. – Томск, 2020. – 182 стр.

107. Пантелеев А.В. Метаэвристические алгоритмы поиска глобального экстремума. – М.: МАИ, 2009. – 160 с.

108. Storn R., Price K. Differential Evolution — A Simple and Efficient Adaptive Scheme for Global Optimization over Continuous Spaces // Journal of Global Optimization. – 1995. – № 23(1). – pp. 1-12.

109. Storn R., Price K. Lampinen J. Differential Evolution: A Practical Approach to Global Optimization. – Berlin, Germany, Springer-Verlag, 2005. – 285 p.

110. Гладков Л.А., Курейчик В.В., Курейчик В.М. Генетические алгоритмы. – М., ФИЗМАЛИТ, 2006. – 320 с.
111. Angelo Accetta, Francesco Alonge, Maurizio Cirrincione, Filippo D'Ippolito, Marcello Pucci, Antonino Sferlazza. GA-Based Off-Line Parameter Estimation of the Induction Motor Model Including Magnetic Saturation and Iron Losses // IEEE Open Journal of Industry Applications. – 2017. – vol.1. – pp. 135–147.
112. Соболев И.М., Статников Р.Б. Выбор оптимальных параметров в задачах со многими критериями. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Дрофа, 2006, – 175 с.
113. Звонков В. Б., Попов А. М. Сравнительное исследование классических методов оптимизации и генетических алгоритмов // Сибирский журнал науки и технологий. – 2013. – №4 (50). – С 23–27.
114. Шубин С.С., Ямалиев В.У., Глазырин А.С., Буньков Д.С., Кладиев С.Н., Раков И.В., Боловин Е.В., Ковалев В.З., Хамитов Р.Н. Определение параметров схемы замещения погружного электродвигателя на основании данных испытаний // Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. - 2021 - Т. 332 - №. 1 - С. 204-214.
115. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2021665731. Федеральная служба по интеллектуальной собственности. Программный модуль «Программа для ЭВМ для идентификации параметров асинхронной машины с помощью модифицированного метода дифференциальной эволюции с ограничением многомерного поискового пространства» / Буньков Д.С., Антяскин Д.И., Глазырин А.С., Раков И.В., Боловин Е.В., Кладиев С.Н., Набунский И.В., Баннов Д.М., Филипас А.А. Дата регистрации: 01 октября 2021 года.
116. Казаков П.В. Использование дифференциальной эволюции при определении множества Парето генетическими алгоритмами многокритериальной оптимизации // Информационные технологии. – 2015 – Т. 21. – №. 2. – С. 109–116.
117. Пупков К.А., Феоктистов В.А. Алгоритм дифференциальной эволюции для задач технического проектирования // Информационные технологии. – 2004 – №. 8. – С. 25–31.

118. Деч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования. -М.: Наука, 1971. – 288 с.

119. Штокало И.З. Операционное исчисление (обобщения и приложения). Киев: Наукова думка, 1972. – 304 с.

120. Алямкин Д.И. Разработка элементов системы векторного управления асинхронного двигателя: Диссертация на соискание ученой степени магистра техники и технологий. – М., 2007. – 87с.

121. Официальный сайт компании АО «ЭлеСи». URL: <https://elesy.ru> (дата обращения: 27.03.2022).

122. Официальный сайт компании ООО НПО «Сибирский машиностроитель». Продукция. Электроприводы для трубопроводной арматуры. URL: <https://www.nposibmach.ru/product/cable/> (дата обращения: 27.03.2022).

123. Гарганеев, А.Г., Каракулов А.С., Ланграф С.В. Электропривод запорной арматуры: монография; Национальный исследовательский Томский политехнический университет (ТПУ). – Томск: Изд-во ТПУ. – 157 с.

124. Официальный сайт компании Infineon Technologies AG. Products. Power. MOSFET (Si/SiC). N-Channel Power MOSFET. IRFP7530. URL: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/n-channel/irfp7530/> (дата обращения: 27.03.2022).

125. Официальный сайт компании Broadcom. Products. Optocouplers and Opto-Isolators. Industrial Plastic. Isolation Amplifiers & Modulators. Isolation Amplifiers. HCPL-7510. URL: <https://www.broadcom.com/products/optocouplers/industrial-plastic/isolation-amplifiers-modulators/isolation-amplifiers/hcpl-7510> (дата обращения: 27.03.2022).

126. Официальный сайт компании ST Microelectronics. Products. STM32 High Performance MCUs. STM32F4 Series. STM32F407/417. URL: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/dm00037051.pdf> (дата обращения: 27.03.2022).

127. Афанасьев К.С. Разработка наблюдателя состояния для асинхронного электропривода с повышенной параметрической робастностью: дис. ... канд. тех. наук. – Томск, 2015. 106 стр.
128. Richard L. Burden, J. Douglas Faires. Numerical Analysis, 7th Edition. – Brooks/Cole, 2000. 837 p.
129. Буньков Д.С. Алгоритм предварительной идентификации параметров схемы замещения асинхронной машины с короткозамкнутым ротором по кривой затухания фазного тока // Электротехнические и информационные комплексы и системы. - 2022 - Т. 18 - №. 1 - С. 5-23.
130. Student. The probable error of a mean. // Biometrika. – 1908. – № 6 (1). pp. 1-25.
131. Durbin, J.; Watson, G. S. Testing for Serial Correlation in Least Squares Regression, I // Biometrika. – 1950. – Vol. 37. – pp. 409–428.
132. Bunkov D.S. Technique of setting up a pipeline valve electric actuators control system using the equivalent circuit parameters, estimated by falling current curve // Resource-efficient technologies. – 2021 – V. 2 – P. 1-9.
133. Ключев В.И. Теория электропривода. 2-е изд. -М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.
134. Kessler C. Das symmetrische Optimum. Teil I und III // Regelungstechnik.– 1958. – В. 6. – Н. 11. – S. 395–400; Н. 12. –S. 432–436.
135. Kessler C. Uber Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise. Teil III. Die optimale Einstellung des Reglers nach dem Betragsoptimum // Regelungstechnik. – 1955. – В. 3. – Н. 2. – S. 40–49.
136. Официальный сайт компании Texas Instruments. Digital Motor Control. Software Library: Target Independent Math Blocks. URL: https://e2e.ti.com/cfs-file/__key/communityserver-discussions-components-files/171/4812.DMC-MATH_5F00_v13.1.pdf (дата обращения: 27.03.2022).

ПРИЛОЖЕНИЯ

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 718 708** ⁽¹³⁾ **C1**
 (51) МПК
G01R 31/34 (2006.01)

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
 ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(52) СПК
G01R 31/34 (2019.08)

(21)(22) Заявка: 2019130851, 01.10.2019
 (24) Дата начала отсчета срока действия патента:
 01.10.2019
 Дата регистрации:
 14.04.2020
 Приоритет(ы):
 (22) Дата подачи заявки: 01.10.2019
 (45) Опубликовано: 14.04.2020 Бюл. № 11
 Адрес для переписки:
 634050, Томская обл., г.Томск, пр-кт Ленина,
 30, Отдел правовой охраны результатов
 интеллектуальной деятельности, ФГАОУ ВО
 "НИ ТПУ", Агафонова Е.В.

(72) Автор(ы):
 Глазырин Александр Савельевич (RU),
 Боловин Евгений Владимирович (RU),
 Антякин Дмитрий Ильич (RU),
 (НП)Буньков Дмитрий Сергеевич (RU),
 Раков Иван Витальевич (RU),
 Слепнёв Иван Георгиевич (RU),
 Кладиев Сергей Николаевич (RU)

(73) Патентообладатель(и):
 федеральное государственное автономное
 образовательное учреждение высшего
 образования "Национальный
 исследовательский Томский
 политехнический университет" (RU)

(56) Список документов, цитированных в отчете
 о поиске: RU 123541 U1, 27.12.2012. RU 2030088
 C1, 27.02.1995. RU 151954 U1, 20.04.2015. CN
 102193066 A, 21.09.2011.

(54) УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

(57) Реферат:

Изобретение относится к области автоматизированных электроприводов и может быть использовано для построения адаптивных систем управления двигателями постоянного тока. Техническим результатом является определение в режиме реального времени ряда параметров электродвигателя. Устройство для определения параметров электродвигателя постоянного тока содержит датчик тока и датчик напряжения, которые подключены к якорной обмотке электродвигателя, а также датчик

частоты вращения выходного вала, установленный на выходном валу электродвигателя, блок памяти, блок дифференцирования, первый и второй блоки временной задержки, блок определения электрических параметров и блок определения электромеханических параметров, подключенные к ЭВМ. Управляющие входы блока определения электрических параметров и блока памяти электрических параметров и блока памяти соединены с системой управления электродвигателем. 1 ил.

RU 2 718 708 C 1

RU 2 718 708 C 1

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

(19) RU⁽¹¹⁾2 763 849⁽¹³⁾ C1(51) МПК
G01R 31/34 (2006.01)ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(52) СПК
G01R 31/34 (2021.08)

(21)(22) Заявка: 2021114881, 26.05.2021

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
26.05.2021Дата регистрации:
11.01.2022Приоритет(ы):
(22) Дата подачи заявки: 26.05.2021

(45) Опубликовано: 11.01.2022 Бюл. № 2

Адрес для переписки:
634050, Томская обл., г. Томск, пр-кт Ленина,
30, Отдел правовой охраны результатов
интеллектуальной деятельности, ФГАОУ ВО
"Национальный исследовательский Томский
политехнический университет", Агафонникова
Елена Викторовна

(72) Автор(ы):

Глазырин Александр Савельевич (RU),
Набунский Иван Альбертович (RU),
Баннов Дмитрий Михайлович (RU),
Антяскин Дмитрий Ильич (RU),
Буньков Дмитрий Сергеевич (RU),
Раков Иван Витальевич (RU),
Боловин Евгений Владимирович (RU),
Кладиев Сергей Николаевич (RU),
Полищук Владимир Иосифович (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего
образования «Национальный
исследовательский Томский
политехнический университет» (RU)(56) Список документов, цитированных в отчете
о поиске: RU 2626231 C1, 24.07.2017. RU
2495444 C1, 10.10.2013. RU 181087 U1, 04.07.2018.
RU 2552854 C2, 10.06.2015. CN 107091985 A,
25.08.2017. CN 104569819 B, 16.06.2017. CN
107091985 A, 25.08.2017. CN 109031118 A,
18.12.2018.

(54) УСТРОЙСТВО ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ СОСТОЯНИЯ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

(57) Реферат:

Изобретение относится к средствам
диагностики электрических машин, а именно к
диагностике асинхронного электродвигателя, и
может быть использовано для контроля
состояния его короткозамкнутой обмотки.
Сущность: устройство для диагностики состояния
асинхронного электродвигателя содержит три
датчика статорных фазных токов, подключенных
к фазам питания двигателя. Выходы датчиков
тока подключены к блоку вычисления
результатирующего модуля тока (БРМТ). К БРМТ
подключены блок отстройки от переходного
процесса и блок формирования задержки,
которые соединены с блоком регрессионногоанализа (БРА). К БРА последовательно
подключены блок памяти векторов состояния,
блок определения геометрической разницы
векторов заведомо исправного и исследуемого
состояния асинхронного двигателя, блок
выделения модуля вектора состояния, блок
выделения диагностического признака и
персональный компьютер. Блок памяти векторов
состояния подключен к блоку выделения модуля
вектора состояния. Технический результат:
расширение арсенала технических средств
диагностики состояния асинхронного
электродвигателя. 6 ил.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021665731

Программа для ЭВМ для идентификации параметров асинхронной машины с помощью модифицированного метода дифференциальной эволюции с ограничением многомерного поискового пространства

Правообладатель: *Буньков Дмитрий Сергеевич (RU)*

Авторы: *Буньков Дмитрий Сергеевич (RU), Антяскин Дмитрий Ильич (RU), Глазырин Александр Савельевич (RU), Раков Иван Витальевич (RU), Боловин Евгений Владимирович (RU), Кладиев Сергей Николаевич (RU), Набунский Иван Альбертович (KZ), Баннов Дмитрий Михайлович (RU), Филипас Александр Александрович (RU)*

Заявка № 2021665009

Дата поступления 29 сентября 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 01 октября 2021 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат ключа электронной подписи: 701155343233900254118
Владелец: *Ильяев Владимир Петрович*
Действителен с 14.10.2021 по 15.01.2026

Г.П. Ильяев

ПРИЛОЖЕНИЕ 4



 Петухов Дмитрий Владимирович

 2021 г.
 АКТ

использования результатов диссертационной работы
 Бунькова Дмитрия Сергеевича
 «Алгоритмы предварительной идентификации электромагнитных параметров схемы
 замещения регулируемой асинхронной машины по кривым затухания фазных токов»,
 представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук

Результаты диссертационной работы Бунькова Дмитрия Сергеевича применялись при разработке программного обеспечения для микропроцессорной векторной системы управления на базе преобразователя частоты ESD-VCX-24, осуществляющего управление асинхронным электроприводом запорной арматуры. В частности:

Устройство идентификатора параметров Т-образной схемы замещения асинхронной машины и методика его настройки опубликованы в открытой печати:

1. Глазырин А.С., Буньков Д.С., Антяскин Д.И., Старцева Ю.Н., Кладиев С.Н., Филипас А.А., Ковалев В.З., Аникин В.В., Хамитов Р.Н. Нелинейное алгебраическое оценивание индуктивности вибрационного электромагнитного активатора по кривой затухания тока // Известия Томского политехнического университета. - 2020 - Т. 321 - №. 1 - С. 148-157.

2. Шубин С.С., Ямалиев В.У., Глазырин А.С., Буньков Д.С., Кладиев С.Н., Раков И.В., Боловин Е.В., Ковалев В.З., Хамитов Р.Н. Определение параметров схемы замещения погружного электродвигателя на основании данных испытаний // Известия Томского политехнического университета. - 2020 - Т. 332 - №. 1 - С. 204-214.

Ведущий инженер-аналитик

отдела разработки программного обеспечения

ООО «ЭлеТим»

Пискунов Сергей Николаевич



