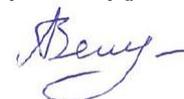


Федеральное государственное
автономное образовательное учреждение высшего образования
«Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого»

На правах рукописи



Зеленин Александр Сергеевич

ЦИФРОВЫЕ СРЕДСТВА РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ
УСТРОЙСТВ АВТОМАТИКИ ЭНЕРГОСИСТЕМ
НА ЦИФРО-АНАЛОГО-ФИЗИЧЕСКОМ КОМПЛЕКСЕ

05.14.02 – Электрические станции и электроэнергетические системы

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
Попов Максим Георгиевич
доктор технических наук,
доцент

Санкт-Петербург – 2019

ОГЛАВЛЕНИЕ

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ТЕРМИНОВ И СОКРАЩЕНИЙ	4
ВВЕДЕНИЕ	6
1 ПОВЫШЕНИЕ ДОСТОВЕРНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ И КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ РАБОТЫ ЭНЕРГОСИСТЕМ В ЦИФРОВЫХ СРЕДСТВАХ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ	15
1.1 Методические аспекты синтеза физических и цифровых моделей энергосистем для испытательных комплексов реального времени.....	16
1.2 Динамические свойства измерительных органов устройств противоаварийного управления.....	27
1.3 Разработка методики коррекции характеристик измерительных органов цифровых средств реального времени с учетом изменения амплитуды и частоты контролируемых электрических сигналов	35
1.4 Оценка эффективности разработанных цифровых моделей измерительных органов средств контроля, защиты и управления.....	42
1.5 Выводы	62
2 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ КАНАЛОВ АВТОМАТИЧЕСКИХ РЕГУЛЯТОРОВ ВОЗБУЖДЕНИЯ	64
2.1 Экспериментальное определение частотной характеристики одного канала регулятора возбуждения	67
2.2 Экспериментальное определение частотных характеристик нескольких каналов регулятора возбуждения	71
2.3 Экспериментальные исследования частотных характеристик обобщенного цифрового регулятора.....	74
2.4 Экспериментальные исследования динамических свойств автоматических регуляторов возбуждения синхронных генераторов серийного производства.....	85
2.5 Выводы	89
3 РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО СРЕДСТВА МОДЕЛИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ ПРОТИВОАВАРИЙНОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ ЦИФРО-АНАЛОГО-ФИЗИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА	91

3.1 Структурная схема функционирования разработанного программного обеспечения	94
3.2 Разработка цифровых моделей программных средств устройств режимного и противоаварийного управления	104
3.3 Численные методы решения дифференциально-алгебраических уравнений в реальном времени и оценка их эффективности	115
3.4 Оценка динамических свойств разработанных программных средств моделирования устройств противоаварийного управления энергосистемами	120
3.5 Выводы	124
4 СОЗДАНИЕ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СРЕДСТВ МОДЕЛИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ ПРОТИВОАВАРИЙНОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ КОМПЛЕКСА РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ	126
4.1 Структура микропроцессорных средств моделирования	127
4.2 Разработка вторичных преобразователей сигналов микропроцессорного устройства	130
4.3 Апробация и оценка эффективности микропроцессорных средств моделирования устройств противоаварийной автоматики	133
4.4 Выводы	147
ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ	148
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	151
ПРИЛОЖЕНИЕ А (ОБЯЗАТЕЛЬНОЕ) ВНЕДРЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ РАБОТЫ	158
ПРИЛОЖЕНИЕ Б (ОБЯЗАТЕЛЬНОЕ) ПРИМЕРЫ МОДЕЛЕЙ, РЕАЛИЗОВАННЫХ ПРИ ПОМОЩИ РАЗРАБОТАННЫХ СРЕДСТВ МОДЕЛИРОВАНИЯ	161
ПРИЛОЖЕНИЕ В (ОБЯЗАТЕЛЬНОЕ) ОСЦИЛЛОГРАММЫ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ, ПОЛУЧЕННЫЕ ПРИ АПРОБАЦИИ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СРЕДСТВ МОДЕЛИРОВАНИЯ	166

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ТЕРМИНОВ И СОКРАЩЕНИЙ

<i>FIFO</i>	<i>First in, first out</i>
<i>RTDS</i>	<i>Real Time Digital Simulator</i>
АО	Акционерное общество
АО «НТЦ ЕЭС»	Акционерное общество «Научно-технический центр Единой энергетической системы»
АОПЧ	Автоматика ограничения повышения частоты
АПВ	Автоматическое повторное включение
АРВ	Автоматический регулятор возбуждения синхронного(-ых) генератора(-ов)
АРВ-СД	Автоматический регулятор возбуждения синхронного(-ых) генератора(-ов) сильного действия
АРС	Автоматический регулятор скорости
АЦП	Аналого-цифровой преобразователь
АЧХ	Амплитудно-частотная характеристика
ВАК	Высшая аттестационная комиссия
ГТУ	Газотурбинная установка
ГЭС	Гидравлическая электростанция
ДПФ	Дискретное преобразование Фурье
ДРТ	Длительная разгрузка турбины
ЗАО	Закрытое акционерное общество
Интегральные параметры электрических сигналов	Интегральные параметры периодических сигналов – амплитуда, действующее значение; фазовый угол, частота сигнала
ИРТ	Импульсная разгрузка турбины
Испытательный комплекс реального времени	Комплекс средств, функционирующий в режиме реального времени и предназначенный для проведения испытаний. Испытательным комплексом реального времени могут являться физические модели энергосистем, цифро-аналого-физические комплексы, программно-аппаратные комплексы для математического моделирования энергосистем в режиме реального времени
КИХ	Конечно-импульсная характеристика

ЛЭП	Линия электропередачи
математическая модель	Модель объекта, описываемая математическими выражениями, и/или общепринятыми алгоритмическими схемами
математическая модель объекта в программном обеспечении	Набор файлов, исходных данных о параметрах и исходном состоянии объекта, позволяющих выполнять расчеты/моделирование объекта в программном обеспечении
ОЭС	Объединенная энергосистема
ПАК	Программно-аппаратный комплекс
ПАУ	Противоаварийное управление
ПИ	Пропорционально-интегральный
ПК	Программный комплекс
ПТУ	Паротурбинная установка
РЗА	Релейная защита и автоматика
РФ	Российская Федерация
СГ	Синхронный генератор
СМНР	Система мониторинга переходных режимов
Стандарт	СТО 59012820.29.160.20.001-2012
УРОВ	Устройство резервирования отказа выключателя
ФЧХ	Фазочастотная характеристика
ЦАП	Цифро-аналоговый преобразователь
ЦАФК	Цифро-аналого-физический комплекс
ЦОС	Цифровая обработка сигналов
цифровая модель	Модель объекта, реализуемая программно-аппаратными средствами в режиме реального времени
ЧХ	Частотная характеристика
ШНН	Шины неизменного напряжения
ЭЧХ	Экспериментальные частотные характеристики
ЭЭС	Электроэнергетическая система

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования и степень ее разработанности. Задача обеспечения надежности электроснабжения потребителей в современных электроэнергетических системах (ЭЭС) решается разными путями. Одну из основополагающих ролей в решении этой задачи играет использование различных по назначению устройств автоматического управления, регулирования и/или защиты (РЗА). Элементная база (аппаратное обеспечение) традиционно используемых устройств (например, релейная защита [1] на электромагнитных и/или электронных реле) заменяется современной микропроцессорной, при этом сохраняются заложенные и зарекомендовавшие себя долгими десятилетиями использования алгоритмы и принципы функционирования. Наряду с ними внедряются принципиально новые, ранее не имевшие аналогов, системы, решающие качественно новые задачи (например, противоаварийное управление электроэнергетической системой на основе измерений, полученных устройствами синхронизированных векторных измерений [2], [3]).

Вопросом исследования свойств энергосистем, работы устройств РЗА занимались с момента их создания. Современные ЭЭС являются весьма сложными для изучения [4], в виду этого задача исследования работы устройств РЗА также является сложной. Главенствующую роль в этом вопросе сегодня занимает применение моделирования (физического и математического [5], [6]). Иногда для подтверждения получаемых при моделировании результатов выполняются натурные физические эксперименты с привлечением реального оборудования (например, [7]; однако они применяются крайне редко из-за больших затрат на их проведение).

Физическое моделирование ЭЭС и, как следствие, возможности исследования работы устройств РЗА развивалось с 20-х годов XX века. Создавались исследовательские лаборатории и электродинамические модели. Наиболее известные: испытательные лаборатории *General Electric Co* (1923 г.), *Evans and Bergcall* (1924 г.), *Nickle and Lauton* (1926 г.), техники высоких

напряжения Ленинградского электротехнического института модели линий Свирь – Волхов – Ленинград (1924 г.), электрических систем С.А. Лебедева, электродинамические модели Ленинградского политехнического института, Среднеазиатского индустриального института академика М.П. Костенко [4], Московского Энергетического Института [8], научно-исследовательского института постоянного тока [9].

Математическое моделирование ЭЭС развивалось параллельно с физическим, однако его применение для исследования работы устройств РЗА долгое время оставалось аналитическим, без возможности взаимодействия в темпе реальных процессов с натурными устройствами. Развитие вычислительной техники, методов исследования позволили преодолеть эту проблему, реализовать возможности для создания платформ математического моделирования, работающего в режиме реального времени и позволяющего вовлекать реальное оборудование в процесс моделирования посредством блоков сопряжения (аналого-цифровых преобразователей, цифро-аналоговых преобразователей, дискретных входов/выходов и пр.). Вопросом математического моделирования в режиме реального времени занимаются ведущие компании *Mathworks*, *OPAL-RT Technologies Inc.*, *RTDS Technologies Inc.* и др.

Вместе с тем физическое моделирование энергосистем до сих пор не теряет актуальности в виду существующих упрощений, используемых при математическом моделировании.

Физическое моделирование часто не обладает широкой степенью гибкости и простотой в использовании, может при отсутствии должного внимания искажать моделируемые процессы в виду сложности «подстройки» определенных свойств, однако физическое моделирование сохраняет практически все натурные процессы, учитывает большинство явлений автоматически. В то же время, математическое моделирование обладает большей степенью гибкости, однако применяемые модели нередко пренебрегают воспроизведением ряда естественных свойств объекта моделирования, оценить степень влияния которых на результат исследования не всегда возможно.

На сегодняшний день физическое моделирование энергосистем используется при исследованиях работы устройств РЗА на цифро-аналого-физическом комплексе (ЦАФК) АО «НТЦ ЕЭС», на электродинамической модели электроэнергетической системы НИУ МЭИ. С целью расширения спектра исследований, выполняемых с помощью ЦАФК, комплекс постоянно совершенствуется. Одной из задач совершенствования ЦАФК является вовлечение в процесс моделирования энергосистем средств, реализующих принципы математического моделирования.

При испытаниях на ЦАФК создаются эквивалентные физические модели энергосистем с использованием силового оборудования (модельные физические синхронные генераторы, трансформаторы, линии электропередачи, асинхронные двигатели и статическая нагрузка) и устройств управления (автоматические регуляторы возбуждения, автоматические регуляторы скорости). Испытываемые (исследуемые) физические устройства автоматического управления при этом подключаются к оборудованию ЦАФК, реализуется имитация их работы в реальной энергосистеме. Нередко возникает необходимость имитации действия устройств противоаварийного управления энергосистемы, не являющихся испытываемыми и не предоставляемыми на испытания. Работа таких устройств может быть реализована в физической модели энергосистемы с помощью разработанных автором цифровых средств моделирования. Здесь и далее под цифровыми средствами реального времени понимаются разработанные автором программное обеспечение, функционирующее в режиме реального времени и выполняющее моделирование устройств автоматики энергосистем, созданные автором на базе промышленных микропроцессорных плат устройства, выполняющие имитацию работу устройств автоматики энергосистем при испытаниях на физических моделях энергосистем.

Объектом исследования являются электроэнергетическая система и устройства автоматики энергосистем. **Предметом исследования** являются динамические свойства устройств автоматики энергосистем, таких как автоматические регуляторы возбуждения, автоматика ограничения повышения

частоты, регуляторы скорости и др., разработанные цифровые средства реального времени, используемые для испытаний устройств автоматики энергосистем на цифро-аналого-физическом комплексе.

Цели и задачи исследования

Целью данной диссертационной работы является создание и исследование цифровых средств для испытаний устройств автоматики энергосистем на цифро-аналого-физических комплексах.

Для достижения сформулированной цели в диссертации были поставлены и успешно решены следующие *задачи*:

1. Разработано математическое описание измерений параметров электрического режима трехфазных систем, их цифровой обработки для использования измерений в темпе реальных процессов;

2. Исследованы методы измерения параметров электрического режима, приведены методы учета их динамических свойств при анализе частотных характеристик измерительных органов;

3. Разработана и исследована методика экспериментального определения частотных характеристик каналов автоматических регуляторов возбуждения, выполнен анализ методической погрешности использования разработанной методики;

4. Разработано математическое описание, реализующее численное решение систем дифференциально-алгебраических уравнений, описывающих работу средств противоаварийного управления (ПАУ) и выполнена оценка его эффективности;

5. Разработаны программные средства для моделирования устройств автоматики энергосистем, структурные схемы испытательных стендов с программными средствами моделирования локальных и системных устройств противоаварийного управления, апробация программных средств выполнена при исследовании частотных характеристик работы воспроизводимой модели устройства ПАУ;

6. Разработаны микропроцессорные средства для моделирования устройств противоаварийного управления, выполнена их апробация при исследованиях работы реализуемой с их помощью модели и анализе ее частотных характеристик.

Методология и методы исследования. Методология исследования заключается в экспериментальном определении динамических свойств применяемых в электроэнергетических системах устройств автоматики и определении способов их моделирования.

Моделирование устройств осуществляется при помощи созданных автором цифровых средств, функционирующих в темпе реальных процессов. В прикладном программном обеспечении реализовывались численные методы решения систем дифференциально-алгебраических уравнений, подбирались оптимальные способы их реализации.

Научная новизна

1. Усовершенствованы и обобщены способы расчета интегральных параметров электрических сигналов, способы учета свойств интегральных преобразований и источников их погрешности.

2. Разработаны цифровые средства реального времени для испытаний устройств автоматики энергосистем на цифро-аналого-физическом комплексе. Разработаны и научно обоснованы программные и микропроцессорные средства для моделирования устройств противоаварийного управления, реализуемые посредством электронно-вычислительных машин, для использования при исследованиях энергосистем на их физических моделях.

3. Разработана методика экспериментального определения частотных характеристик автоматических регуляторов возбуждения, учитывающая динамические характеристики измерительных органов. Создан испытательный стенд для экспериментального определения частотных характеристик.

Теоретическая значимость работы

1. Обобщено математическое описание измерений стационарных сигналов трехфазной системы для выполнения измерений в темпе реальных

процессов и при анализе динамических свойств устройств автоматического управления, приведены рекомендации по учету динамических свойств разработанных методов измерений.

2. Разработана методика получения экспериментальных частотных характеристик автоматических регуляторов возбуждения, учитывающая характеристики работы их измерительных органов.

3. Исследованы критерии оценки качества математических моделей устройств автоматического управления.

Практическая значимость работы

1. Разработаны программные и микропроцессорные средства моделирования устройств противоаварийного управления для физических моделей энергосистем. Разработанные программные средства использовались при исследованиях на физических моделях энергосистем (для проверки настроек автоматических регуляторов возбуждения электрических станций – Сургутской ГРЭС-2, Волжской ГЭС, Ростовской АЭС; для проверки уставок систем автоматики ограничения повышения частоты Калининградской ТЭЦ-2).

2. Разработан испытательный стенд для получения экспериментальных частотных характеристик автоматических регуляторов возбуждения по Стандарту организации «Требования к системам возбуждения и автоматическим регуляторам возбуждения сильного действия синхронных генераторов». Разработанный испытательный стенд использовался для получения экспериментальных частотных характеристик промышленных образцов автоматических регуляторов возбуждения сильного действия производства *Siemens, Andritz* и др.

Основные положения диссертации, выносимые на защиту

1. Методика получения экспериментальных частотных характеристик систем автоматического управления и регулирования.

2. Результаты исследования работы созданного программного средства моделирования устройств противоаварийного управления.

3. Результаты исследования работы созданного микропроцессорного средства моделирования устройств противоаварийного управления.

Публикации и апробация результатов. По теме диссертационной работы опубликовано 11 работ, в том числе 4 статьи в изданиях, входящих в список рекомендуемых из перечня ВАК, в наукометрических индексируемых базах *Scopus* размещена 1 публикация. Перечень публикаций автора приведен в списке литературы.

Основные результаты работы докладывались на III, VI и VII международной научно-технической конференции «Электроэнергетика глазами молодежи» (Екатеринбург, 2012 г.; Иваново, 2015 г.; Казань 2016 г.), Европейских встречах пользователей *RTDS* (Копенгаген, 2014 г.; Генк, 2018 г.), круглом столе «Задачи и технологии моделирования РЗА» Международной выставки производителей релейного оборудования и автоматики (Москва, 2016 г.).

Работа выполнялась при поддержке Комитета по науке и высшей школе Правительства Санкт-Петербурга в форме гранта для студентов, аспирантов, молодых ученых, молодых кандидатов наук 2014 года (распоряжение Комитета по науке и высшей школе от 05.12.2014 №161).

Личный вклад автора в получении результатов диссертационной работы

Личный вклад автора заключается в обобщении, исследовании и совершенствовании приведенных в работе методов измерений, разработке испытательного стенда для экспериментального определения частотных характеристик, разработке программного обеспечения цифровых средств моделирования, создании структурных схем испытаний для проведения исследований энергосистем с программным и микропроцессорным средствами моделирования устройств противоаварийного управления, проведении экспериментальных и теоритических исследований и анализе полученных результатов. Основные теоритические и практические результаты получены автором лично.

Автор выражает благодарность всем сотрудникам кафедры «Электрические станции и автоматизация энергосистем» ФГАОУ ВО «СПбПУ» и научно-исследовательского отдела 3 АО «НТЦ ЕЭС». Особенную благодарность автор выражает: Булыгиной М.А., Герасимову А.С., Гурикову О.В., Елисееву Д.А., Есиповичу А.Х., Кабанову Д.А., Кушниру А.Н., Мичурину Н.А., Попову М.Г., Семенову К.Н., Смирнову А.Н., Тимофеевой Я.А., Штефке Й.

Структура и основное содержание диссертационной работы.

Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, трех приложений, списка литературы из 60 наименований. Основной текст диссертации общим изложен на 174 страницах, содержит 70 рисунков и 11 таблиц, текст диссертации занимает не менее 90 страниц машинописного текста.

В первой главе рассмотрены способы оценки динамических свойств измерительных органов напряжения и частоты устройств режимного противоаварийного управления. Разработано и апробировано математическое описание расчета частоты напряжения прямой последовательности, использующее в качестве входной информации значения коэффициентов, полученных при интегральном преобразовании сигналов фазных напряжений. Развита методика частотной коррекции динамических характеристик измерительных органов, разработаны рекомендации по учету динамических характеристик синтезированных измерительных органов при амплитудной или фазовой модуляции входных фазных напряжений. Разработанные математическое описание методов измерений использовано при создании программных и микропроцессорных средств моделирования устройств автоматики энергосистем.

Во второй главе разработана и апробирована методика экспериментального определения амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик автоматических регуляторов возбуждения, позволяющая получать частотные характеристики каналов регулирования с учетом работы измерительных органов устройств. Обоснована обобщенная мера оценки качества математических моделей устройств с учетом анализа их экспериментальных частотных характеристик.

В третьей главе описано и исследовано практическое приложение работы. Разработаны и реализованы в виде программных алгоритмов численные методы решения дифференциально-алгебраических уравнений устройств противоаварийного управления. Разработаны программные средства моделирования этих устройств. На основе применения программных средств моделирования синтезированы обобщенные структурные схемы стендов для моделирования устройств локальной и системной режимной и противоаварийной автоматики на физических моделях энергосистем. Выполнена апробация программных средств моделирования при исследовании динамических свойств создаваемых с их помощью математических моделей с использованием методики экспериментального определения частотных характеристик.

В четвертой главе описаны разработанные микропроцессорные средства моделирования устройств противоаварийного управления, усовершенствована структурная схема стендовых испытаний в реальном времени устройств локальной и системной автоматики. Выполнена апробация и оценка эффективности разработанных микропроцессорных средств моделирования.

В заключении диссертационной работы приведены основные результаты теоретических и экспериментальных исследований. *Приложения* содержат Акты внедрения результатов диссертационной работы, а также некоторые структурные схемы цифровых моделей систем регулирования и противоаварийного управления, реализованные в программных и микропроцессорных средствах моделирования устройств противоаварийного управления, которые не включены в основной текст глав диссертации.

1 ПОВЫШЕНИЕ ДОСТОВЕРНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ И КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ РАБОТЫ ЭНЕРГОСИСТЕМ В ЦИФРОВЫХ СРЕДСТВАХ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ

Современные электроэнергетические системы характеризуются большим многообразием первичных схем электрических присоединений распределительных устройств электрических станций и распределения электроэнергии. Указанные факторы осложнили проблему обеспечения надежного и устойчивого электроснабжения. Традиционно для повышения предела передаваемой мощности в объединенных энергосистемах используются системные стабилизаторы (каналы стабилизации) автоматических регуляторов напряжения, регуляторы частоты и мощности. В настоящее время для решения задачи обеспечения надежного электроснабжения широко привлекается управляемое силовое высоковольтное оборудование (*FACTS*), функции противоаварийного управления которым возлагаются на современные микропроцессорные устройства защиты и автоматики.

Разработка и проектирование многофункциональных интеллектуальных устройств противоаварийного управления энергосистемами требует тщательного, всестороннего исследования и решения целого ряда задач.

Одной из таких задач является задача синтеза адекватных математических и физических моделей защищаемого силового электрооборудования энергосистем, включающих его системы автоматического управления и диагностики. Использование силового оборудования реальных объектов энергетики в натурных (полевых) условиях сопряжено со значительными энергозатратами и рисками безопасного проведения натурных испытаний. Последнее достижимо только с использованием согласованных программ испытаний, сертифицированного программного и метрологического обеспечения эксперимента, а также высочайшей квалификации научно-технического персонала. С учетом этих ограничений в последнее время большинство научных исследований, требующих

изучения физических свойств электрооборудования производится с применением цифро-аналоговых моделей реального времени.

При этом физические модели силового оборудования и/или его систем защиты и противоаварийного управления заменяются математическими (программными) аналогами или микропроцессорными средствами моделирования. Естественно, что для проведения достоверных экспериментальных исследований особенно важным является качественное измерительно-информационное обеспечение, с помощью которого производятся количественные оценки погрешности измерительных органов регуляторов возбуждения, частоты и мощности. Для снижения или устранения методической составляющей погрешности в последующих разделах этой главы автором предлагается использование частотной коррекции коэффициентов передаточных характеристик измерительных органов цифровых средств реального времени. Исследованию этого предлагаемого автором подхода в целом посвящена настоящая глава диссертации. Кроме этого в нижеследующем разделе излагаются основные методические аспекты создания микропроцессорных и программных средств моделирования устройств противоаварийного управления энергосистемами для испытательных комплексов реального времени (в том числе для цифро-аналого-физических комплексов).

1.1 Методические аспекты синтеза физических и цифровых моделей энергосистем для испытательных комплексов реального времени

Основная задача при выполнении исследований с использованием физических и/или математических моделей (в том числе энергосистем, устройств автоматики энергосистем) – обеспечение адекватной для цели исследования степени подобия между оригиналом (натурными условиями/процессами) и физической/математической моделью.

Исследование работы микропроцессорного оборудования применяемого в электроэнергетических системах, его тестирование и диагностика на сегодняшний день выполняется путем:

1. математического моделирования ЭЭС программными средствами (например, с помощью известных программ *MATLAB*, *Simulink*, *EUROSTAG*) для тестирования алгоритмов на этапе разработки устройства;
2. воспроизведения зафиксированных в ЭЭС процессов с целью отладки/тестирования алгоритмов программным способом (для алгоритмов – путем подачи на их вход осциллограмм, например, в формате *COMTRADE*), физическим способом (для готовых/разрабатываемых устройств, например, с использованием устройств типа РЕТОМ-51, *OMICRON* и т.д.);
3. математического моделирования ЭЭС программно-аппаратными средствами в режиме реального времени (например, с помощью *Real Time Digital Simulator*, *Opal RT*);
4. физического моделирования ЭЭС (например, на цифро-аналого-физическом комплексе АО «НТЦ ЕЭС», далее – ЦАФК).

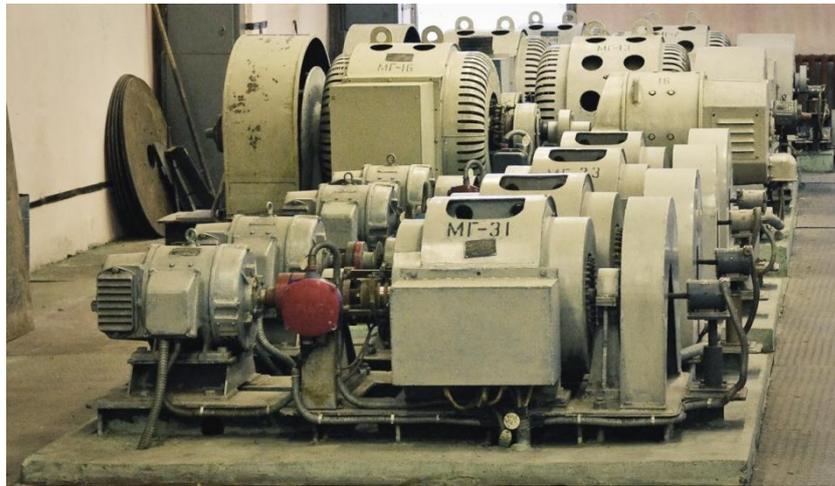
Физическое моделирование ЭЭС в России применяется для решения широкого спектра задач электроэнергетической отрасли, среди них:

1. сертификация конкретной модели автоматического регулятора возбуждения, версии его программного обеспечения по Стандарту СТО 59012820.29.160.20.001-2012 [10] (далее – Стандарт);
2. проверка настройки автоматических регуляторов возбуждения для конкретных генераторов электрических станций ЕЭС России по Стандарту СТО 59012820.29.160.20.001-2012;
3. проверка функционирования устройств группового регулирования активной и/или реактивной мощности и напряжения для конкретных электрических станций;
4. проверка функционирования устройств автоматики, проверка параметров их настройки.

Эти задачи для того или иного объекта электроэнергетики в конечном итоге решаются путем проведения имитационных исследований на специальной физической модели энергосистемы. Физическая модель энергосистемы (в зависимости от исходных требований) может воспроизводить необходимые для исследований свойства одного или нескольких узлов энергосистемы, района или энергетической системы в целом.

Физические модели энергосистем содержат типовые модели электротехнического оборудования с изменяемыми электромагнитными характеристиками и параметрами, что позволяет достичь требуемых динамических свойств исследуемого энергообъекта [11]:

1. физические модели обобщенного генераторного узла, каждая из которых включает (модельные синхронные генераторы приведены на рисунке 1а):
 - а. синхронную машину (с возможностью выбора необходимого типа ротора – явнополюсного, неявнополюсного; величины воздушного зазора);
 - б. первичный двигатель с системой его управления;
 - в. быстродействующую систему возбуждения с автоматическим регулятором (в том числе с устройством компенсации активного сопротивления ротора для моделирования значений постоянных времени обмотки возбуждения синхронной машины);
2. физические модели трансформаторов;
3. физические модели линий электропередачи (Π-схема замещения);
4. физические модели статической и двигательной нагрузки.



а) машинный зал – модельные синхронные генераторы



б) зал управления – устройства контроля за проведением эксперимента

Рисунок 1 – Силовое оборудование (а) и программно-технические средства (б) физической модели электроэнергетической системы

Кроме этого физические модели электротехнического оборудования дополняются устройствами его мониторинга и устройствами управления. Среди них особенно часто при проведении экспериментов используются:

1. аналоговые регуляторы возбуждения для моделей синхронных машин;
2. аналоговые регуляторы скорости для моделей первичных двигателей;

3. устройства для воспроизведения (имитации) технологических нарушений режима работы линий электропередачи (короткие замыкания, включая работу автоматики типа АПВ, УРОВ и пр.);
4. аналоговые (вторичные преобразователи сигналов, контрольно-измерительная аппаратура) и цифровые средства измерения и регистрации параметров режима работы физической модели ЭЭС (рисунок 1б).

Возможности по исследованию крупных, протяженных энергосистем с привлечением большого количества физических моделей силового оборудования ЦАФК в значительной мере ограничиваются экономической целесообразностью привлечения временных и трудовых ресурсов на создание общей структуры ЭЭС и настройку ее отдельных элементов. Поэтому синтез физических моделей объединенных систем, обладающих полным структурным подобием практически невозможен. В этой связи существует и развивается еще одно научное направление – поиск оптимальных методов синтеза эквивалентных моделей меньшей размерности, которые сохраняют необходимые для исследований статические и динамические свойства исходных подробных моделей энергосистем.

Ввиду указанных ограничений физические эксперименты проводятся на эквивалентных моделях энергосистем с меньшей по сравнению с оригиналом размерностью, но адекватно описывающих его динамические свойства. В частности, требования к таким эквивалентным физическим моделям при исследовании работы автоматических регуляторов возбуждения приведены в [10] (Стандарт АО «Системный Оператор»). Как показано в [12] и [13], свойства исходных ЭЭС для проверки настройки АРВ могут быть воспроизведены с помощью эквивалентных моделей. Согласно [10] эквивалентная модель энергосистемы может быть использована для проверки параметров настройки АРВ, если:

- обеспечивается соответствие значения предельного перетока активной мощности в контролируемом сечении модели исходной энергосистемы

аналогичному значению в эквивалентной модели с относительной погрешностью не превышающей 5 %;

- обеспечивается соответствие значений частот колебаний параметров электроэнергетических режимов при технологических нарушениях, зафиксированных в энергорайоне, значениям частот при воспроизведении аналогичных технологических нарушений в эквивалентной модели с относительной погрешностью не превышающей 5 %.

Пример исходной схемы исследуемого района (схема прилегающей к Богучанской ГЭС электрической сети 110-500 кВ в ОЭС Сибири [14]) и ее упрощенной эквивалентной модели использованной при исследованиях [15] приведен на рисунках 2, 3. Сравнение размерностей исходной схемы и эквивалентной модели приведено в таблице 1.

Таблица 1 – Структурные свойства исходной и эквивалентной математической модели электроэнергетической системы

Параметр	Исходная модель энергосистемы	Эквивалентная модель энергосистемы
Число узлов	597	30
Число ветвей (ЛЭП, трансформаторов и автотрансформаторов)	1074	39
Число генераторных узлов	98	13
Число узлов нагрузки	417	11

Выполнения первого критерия [10] для эквивалентной физической модели осуществляется за счет адекватного получения эквивалентной схемы электрической части ЭЭС. В то время как выполнение второго критерия – за счет обеспечения подобия динамических свойств электрической части эквивалента и моделируемой ЭЭС.

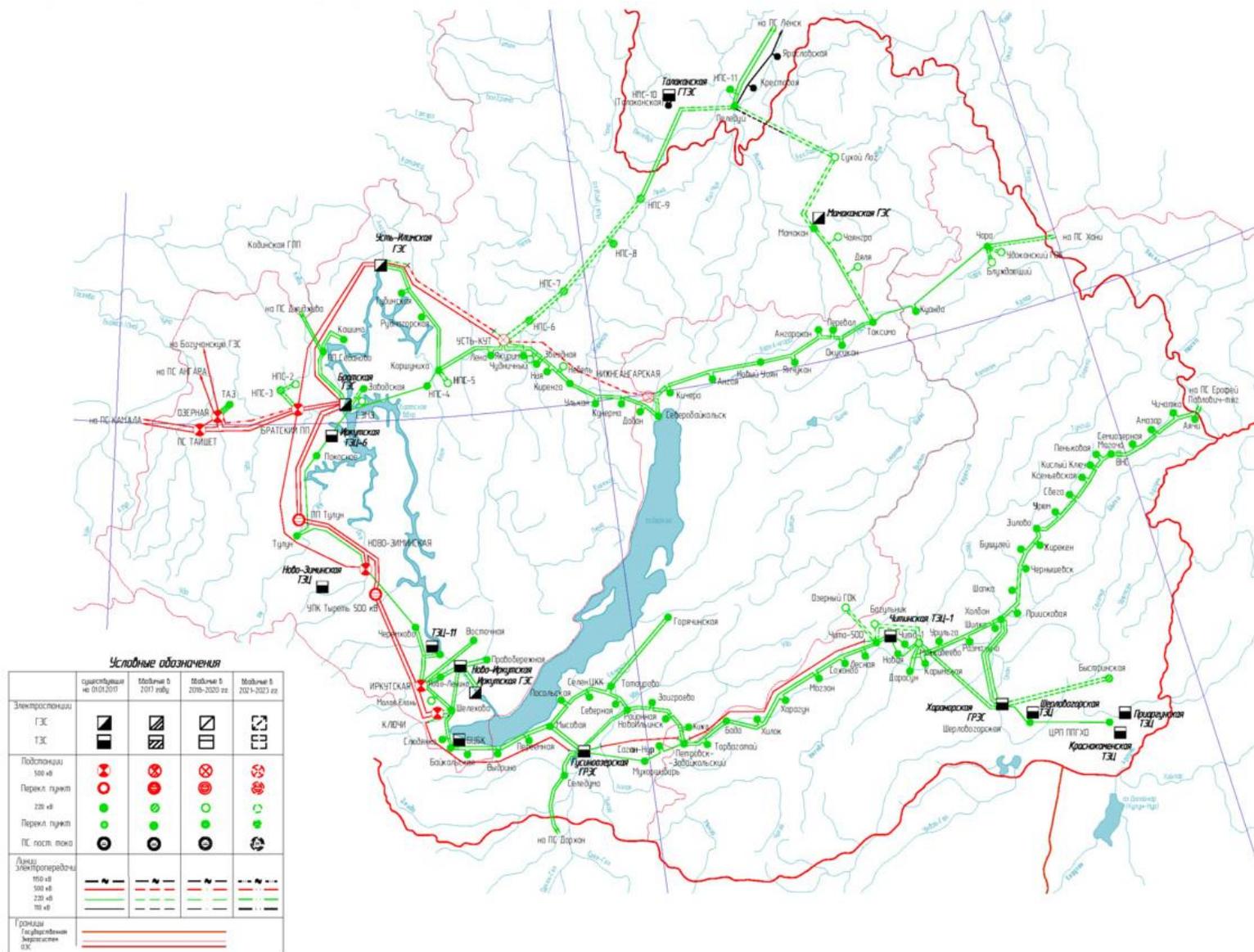


Рисунок 2 – Схема прилегающей к Богучанской ГЭС электрической сети 110-500 кВ в ОЭС Сибири

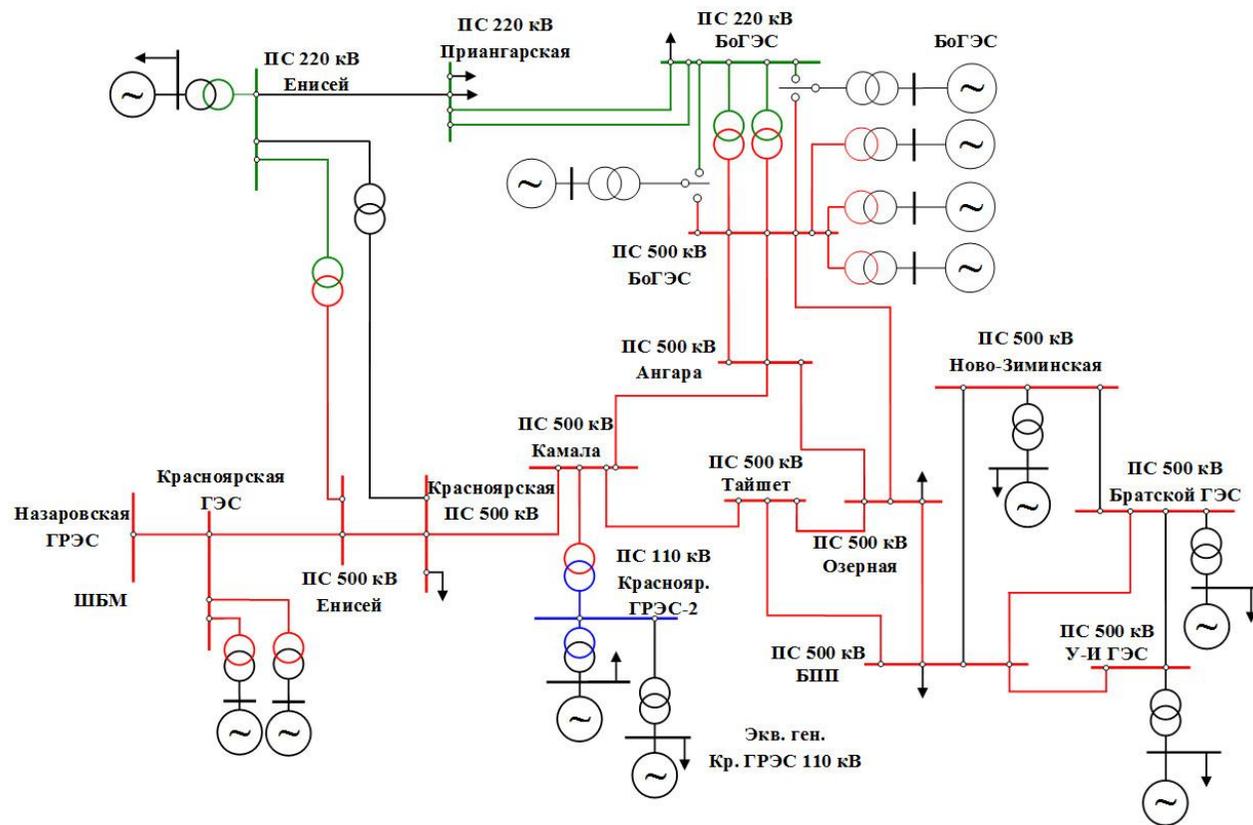


Рисунок 3 – Эквивалентная схема прилагающей к Богучанской ГЭС ОЭС Сибири сети, созданная для проверки настройки автоматических регуляторов возбуждения сильного действия *UNITROL* генераторов Богучанской ГЭС

Необходимые для моделирования характеристики энергосистемы выявляются на начальном этапе исследовательской работы. Их определяют в результате анализа осциллограмм поведения объекта энергетики (например, зафиксированных при технологическом нарушении и/или системной аварии), при проведении исследований с использованием верифицированной математической модели рассматриваемой ЭЭС (в ПВК «*EUROSTAG*», [16]).

При этом, как известно из [16], процедура верификации математической модели ЭЭС содержит следующий комплекс мероприятий: актуализацию баз данных параметров силового оборудования ЭЭС; устройств автоматического управления и регулирования; разработку адекватных математических моделей устройств автоматического управления и регулирования, тестирование динамической модели.

При тестировании динамической модели согласно [16] контролируется выполнение ряда качественных и количественных критериев подобия. К количественным критериям относятся соотношения следующих параметров, зафиксированных при помощи систем мониторинга переходных режимов (СМНР) в ЭЭС при технологическом нарушении и при его воспроизведении в верифицируемой математической модели ЭЭС:

1. значений максимальных отклонений частоты напряжения в точках установки СМНР;
2. значений установившихся значений частоты напряжений;
3. максимальных значений амплитуд колебаний относительных углов напряжения;
4. коэффициентов корреляции между измеренными и расчетными изменениями рассматриваемых параметров в точках установки цифровых регистраторов СМНР;
5. значений наблюдаемых регулярных частот колебаний.

На основании выполненных исследований верифицированная математическая модель ЭЭС (которая, поскольку является верифицированной, в дальнейшем выступает в роли «оригинала») упрощается посредством

эквивалентных преобразований (понижается порядок размерности модели: объединяются генераторные узлы, узлы нагрузки, электрически близкие узлы энергосистемы и т.д.). После чего в эквивалентной математической модели ЭЭС (или района ЭЭС) выполняется проверка степени подобия необходимых для воспроизведения свойств энергосистемы, в том числе свойств, определяемых работой систем автоматического регулирования.

При этом эквивалентная математическая модель энергосистемы может содержать модели устройств автоматического управления и регулирования, которые исходно не предусмотрены для имитации в лаборатории ЦАФК. Однако качественное воспроизведение характеристик этих устройств может являться определяющим для соблюдения ранее полученных критериев подобия эквивалентной математической модели.

В виду большого многообразия таких устройств разрабатывать их прототипы для различного рода физических экспериментов не целесообразно. В этой связи создание устройства их моделирования с универсальной гибкой логикой является предпочтительным. Важными свойствами разрабатываемого устройства цифрового моделирования являются:

1. гибкость структуры программного алгоритма управления;
2. простота в эксплуатации;
3. низкая стоимость разработки и внедрения.

Поскольку создаваемая эквивалентная физическая модель должна адекватно воспроизводить свойства верифицированной эквивалентной математической модели энергосистемы, логичным способом реализации ее отдельных узлов является разработка цифровых средств реального времени и их интеграция в физическую модель.

Для этого автором были синтезированы и всесторонне исследованы следующие программно-технические средства реального времени в цифро-аналого-физическом комплексе, реализующие математические модели устройств управления и регулирования:

1. программные средства моделирования устройств ПАУ, предназначенные для работы с устройствами ввода/вывода для измерения параметров электроэнергетического режима и прикладное программное обеспечение, работающее в темпе реальных процессов. В программных средствах моделирования устройств ПАУ формирование закона управления осуществляется в графическом виде с помощью библиотеки блоков, реализующих простые математические операции. Выполнение созданной математической модели производится за счет использования интерпретатора, в котором каждому блоку математической операции соответствует заданный программный код и выделенная область памяти для осуществления вычислений. Устройством ввода/вывода является плата *L-Card L-791*: для выполнения измерений плату используется ее 16-канальный АЦП, для реализации управления 2-канальный модуль ЦАП платы *L-Card L-791* и цифровые (дискретные) входы/выходы платы для обмена дискретной информацией с внешними устройствами (при необходимости). Обработка цифровых сигналов реализуется согласно приведенным в настоящем разделе выражениям. Результаты исследований программного средства моделирования приведены в главе 3.

2. микропроцессорные средства моделирования устройств ПАУ, включающие в себя микропроцессорную плату общего назначения и специализированное программное обеспечение, позволяющее использовать плату как унифицированное устройство. В микропроцессорных средствах устройств ПАУ формирование закона управления осуществляется в *MATLAB Simulink*, приведенные в настоящем разделе выражения цифровой обработки реализованы в виде пользовательских программных блоков измерения. В качестве унифицированных плат использовались *Arduino DUE*, *STM32 Discovery F4*. Программирование плат осуществляется средствами *MATLAB Simulink*. Подробное описание и исследование микропроцессорных средств моделирования выполнено в главе 4.

1.2 Динамические свойства измерительных органов устройств противоаварийного управления

Согласно [17] причинами появления искажений в сигналах становится возникновение нестационарных процессов, вызванных возмущениями в электрической сети, например короткими замыканиями, попаданием молнии в ЛЭП и т.д., а также существованием аддитивных помех, связанных с передачей электрических сигналов во вторичных цепях. Как отмечается в [17], сигналы электроэнергетического режима в линейных электрических системах, измеряемые в ходе нестационарных процессов, могут рассматриваться как комбинации колебательно затухающей, периодической и аperiodической составляющей.

Для нестационарных процессов с искажениями, вызванных наличием нелинейностей силового и измерительного оборудования, в первом приближении может применяться метод наложения с использованием разложения нелинейных сигналов в ряд Фурье. Такой подход позволяет качественно обосновать описанный способ анализа нестационарных процессов.

Для адекватного и методически строгого описания модели измеряемых в нестационарных режимах электрических сигналов требуется применение понятия спектральной плотности $S(\omega)$:

$$S(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (1)$$

где $u(t)$ – входной сигнал;

ω - мгновенная частота, рад/с.

Обеспечение точности измерений, выделение полезных составляющих сигналов, подавление помех осуществляется с применением цифровой фильтрации. Фильтрация, построенная на интегральных преобразованиях, становится причиной появления запаздывания (фазового сдвига) между исходным значением полезной составляющей и измеренной.

Поэтому задача синтеза фильтра сводится к поиску физически реализуемой передаточной функции, использование которой дает наименьшее значение суммарной погрешности (амплитудной, фазовой).

Однако даже небольшие значения погрешностей, вносимых динамическими свойствами адекватно выбранного и обоснованного способа измерений, следует учитывать в большом спектре задач, например при анализе экспериментальных данных, полученных при определении частотных характеристик устройств автоматического управления (описание методики экспериментального получения частотных характеристик приведено в главе 2).

В настоящем разделе приведены способы расчета параметров электроэнергетического режима и рекомендации по учету этих свойств при обработке результатов измерений. Приведенные методы измерений разработаны с учетом условий, в рамках которых они будут использоваться (глава 2). Эксперимент по определению экспериментальных частотных характеристик (ЭЧХ) проводится в лабораторных условиях, электроэнергетический режим характеризуется сохранением симметрии фазных параметров (отсутствуют составляющие нулевой, обратной последовательности напряжения/тока), в спектрах мгновенных сигналов напряжения/тока отсутствуют высшие гармонические составляющие, исключено появление в сигналах аperiodических составляющих.

1.2.1 Безынерционные и инерционные способы измерения интегральных значений напряжения и тока

Действующее значение напряжения прямой последовательности является основным контролируемым параметром регулирования автоматических регуляторов возбуждения синхронных генераторов и входит в структуру их законов управления [10], [18].

Действующее значение напряжения прямой последовательности может быть рассчитано в результате дискретного интегрального преобразования Фурье или с использованием мгновенных величин (безынерционный способ). Например, безынерционное (без запаздывания) вычисление действующего значения может быть произведено с использованием выражения:

$$U = \sqrt{\frac{1}{3} (u_A^2 + u_B^2 + u_C^2)} \quad (2)$$

где U – действующее значение напряжения прямой последовательности;
 u_A, u_B, u_C – мгновенные значения напряжений фаз A, B, C .

При использовании этого способа расчета результат не зависит от:

- значения основной частоты входных сигналов f ;
- параметров частотной модуляции входных сигналов (девиации частоты, частоты модуляции);
- параметров амплитудной модуляции входных сигналов (амплитуды модуляции, частоты модуляции).

Также расчет действующего значения U может быть выполнен на при использовании выражения оконного дискретного преобразования Фурье (оконное ДПФ, являющегося одним из разновидностей преобразования Фурье (1) и созданного для анализа локальных спектральных свойств) и формулы вычисления прямой последовательности с последующей коррекцией по частоте (по выражениям (20), (21) либо по выражениям (31)-(33)). Дискретная форма записи выражений имеет вид:

$$\dot{U}_F = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u_F(k) e^{-\frac{2\pi j k}{N}} \quad (3)$$

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_A + a \dot{U}_B + a^2 \dot{U}_C \quad (4)$$

где \dot{U}_F – вектор основной гармоники напряжения фазы « F » (рассчитывается для фаз A, B, C);

\dot{U}_1 – вектор напряжения прямой последовательности;

N – число отчетов на период промышленной частоты напряжения;

$u_F(k)$ – отсчеты мгновенных значений напряжения, полученные с шагом $T_d = 20\text{мс}/N$;

k – номер отсчета сигнала;

a – оператор, $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$;

j – мнимая единица.

При использовании этого способа расчета необходимо учитывать зависимость результатов расчета по формуле (3) от частоты (т.е. учесть передаточную характеристику оконного ДПФ [19]):

$$\dot{K}(\omega) = \frac{1 - e^{-j \omega N T_d}}{1 - e^{-j 2\pi \frac{n}{N}} e^{-j \omega T_d}} \quad (5)$$

где n – номер гармоники, для которой выполняется анализ динамических свойств преобразования (остальные обозначения аналогичны приведенным).

Компенсация погрешности в определении амплитуды и фазы напряжения (тока) прямой последовательности, вносимой расчетным алгоритмом оконного ДПФ, может быть выполнена с помощью выражения, обратного выражению (5). Анализ учета зависимости расчета по формуле (3) от частоты приведен в разделе 1.4.

Измерение действующего значения тока может быть выполнено аналогично.

1.2.2 Измерение частоты напряжения прямой последовательности

Векторное преобразование вида (4) вводится для основной гармонической составляющей сигнала. Для достоверного описания сигнала напряжения прямой последовательности будет использовано понятие спектральной плотности сигналов фазных напряжений.

Тогда сигнал напряжения фазы A частотой f и амплитудой U_{ampA} , описываемый аналитическим выражением:

$$u_A(t) = U_{ampA} \cdot \sin(2\pi f t) \quad (6)$$

обладает спектральной плотностью $\dot{S}(\omega)$, определяемой как:

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} U_{ampA} \cdot \sin(2\pi f t) e^{-j \omega t} dt = \\ &= \pi (\delta(\omega - 2\pi f) - \delta(\omega + 2\pi f)) j U_{ampA} \end{aligned} \quad (7)$$

где δ – дельта-функция.

Согласно теореме о смещении [19] смещенные спектры напряжения фазы A на времена $t_1 = -\frac{2\pi}{3}/(2\pi f)$ и $t_2 = -\frac{4\pi}{3}/(2\pi f)$ равны:

$$S_{t-t_1}(\omega) = S_t(\omega) \cdot e^{-j\omega t_1} \quad (8)$$

$$S_{t-t_2}(\omega) = S_t(\omega) \cdot e^{-j\omega t_2} \quad (9)$$

Выражения (8) и (9) означают сохранение спектральных плотностей сигнала напряжения фазы A при временном сдвиге сигнала.

При обратном преобразовании спектральных плотностей $S_{t-t_1}(\omega)$ и $S_{t-t_2}(\omega)$ можно получить сигналы:

$$\begin{aligned} s_1(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{t-t_1}(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega = \\ &= U_{ampA} \frac{e^{2\pi f j \left(t - \frac{1}{3f}\right)} - e^{-2\pi f j \left(t - \frac{1}{3f}\right)}}{2j} = U_{ampA} \cdot \sin\left(2\pi f \left(t - \frac{1}{3f}\right)\right) = \\ &= U_{ampA} \cdot \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (10)$$

аналогично:

$$s_2(t) = U_{ampA} \cdot \sin\left(2\pi f t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (11)$$

Полученные сигналы $s_1(t)$ (10) и $s_2(t)$ (11) тождественно равны фазным напряжениям $u_B(t)$ и $u_C(t)$ с фазовым сдвигом $\mp \frac{2\pi}{3}$ соответственно. Это позволяет получить сигнал напряжения прямой последовательности, описываемый во временной области выражением и характеризуемый амплитудой и частотой:

$$u_1(t) = U_{ampA} \cdot \sin(2\pi f t) \quad (12)$$

Одним из важных системообразующих параметров, контролируемых в системных стабилизаторах автоматических регуляторов возбуждения, является частота напряжения (см. [18] и [10]). Определение частоты напряжения может быть произведено следующими способами [20]:

1. измерение интервала времени между переходами через 0 В напряжений фаз A, B, C ;
2. вычисление частоты по коэффициентам Фурье, полученным для одной фазы сигнала (по методу [21], раздел 1.3);

3. вычисление частоты по коэффициентам Фурье, полученным для трех фаз (по [21] с учетом модификации метода, приведенной в [22]; раздел 1.3).

При расчете частотных характеристик необходимо учитывать, что все приведенные способы расчета частоты вносят искажения выходного сигнала при изменении частоты – с увеличением частоты частотной модуляции входных сигналов будет снижаться измеряемая амплитуда выходного сигнала, и увеличиваться сдвиг по фазе между результатом расчета и истинным изменением частоты.

Динамические характеристики перечисленных методов близки к характеристикам комбинации звеньев «*zero-order-hold*», каждое из которых может быть аппроксимировано следующим выражением, предложенным в публикации автора [23]:

$$W_{zoh_{apr}}(p, T_1) = \frac{1 - e^{-p T_1}}{p T_1} \quad (13)$$

где T_1 – задержка времени между фактическим изменением наблюдаемого параметра и обновлением данных на выходе алгоритма измерения, с.

С учетом выражения (13) динамические характеристики перечисленных методов измерения частоты описываются выражением:

$$W_{метод_1}(p) = W_{zoh_{apr1}}(p, T_2) W_{zoh_{apr2}}(p, T_3) \quad (14)$$

где $W_{zoh_{apr1}}(p, T_2) W_{zoh_{apr2}}(p, T_3)$ – передаточная характеристика принятого способа измерений;

T_2, T_3 – постоянные времени, измеряемые в [с] и принимаемые в зависимости от метода измерений одним из нижеперечисленных значений:

- $T_3 = 0.02$ с, $T_2 = 0.02$ с для измерений по переходам через «0» сигнала только в положительную или только в отрицательную область при измерении частоты сигнала только по одной фазе;
- $T_3 = 0.01$ с, $T_2 = 0.02$ с – для измерений по обоим типам переходов при измерении частоты сигнала только по одной фазе;

- $T_3 = 0.02$ с, $T_2 = 0.02/3$ с – при измерении только по переходам в положительную или отрицательную область при измерении частоты напряжения прямой последовательности по каждому из трех фазных напряжений;
- $T_3 = 0.01$ с, $T_2 = 0.02/6$ с – при измерении по обоим типам переходов при измерении частоты напряжения прямой последовательности по каждому из трех фазных напряжений.

Частотные характеристики звена вида (13) с различными значениями постоянной времени T_2 приведены на рисунке 4.

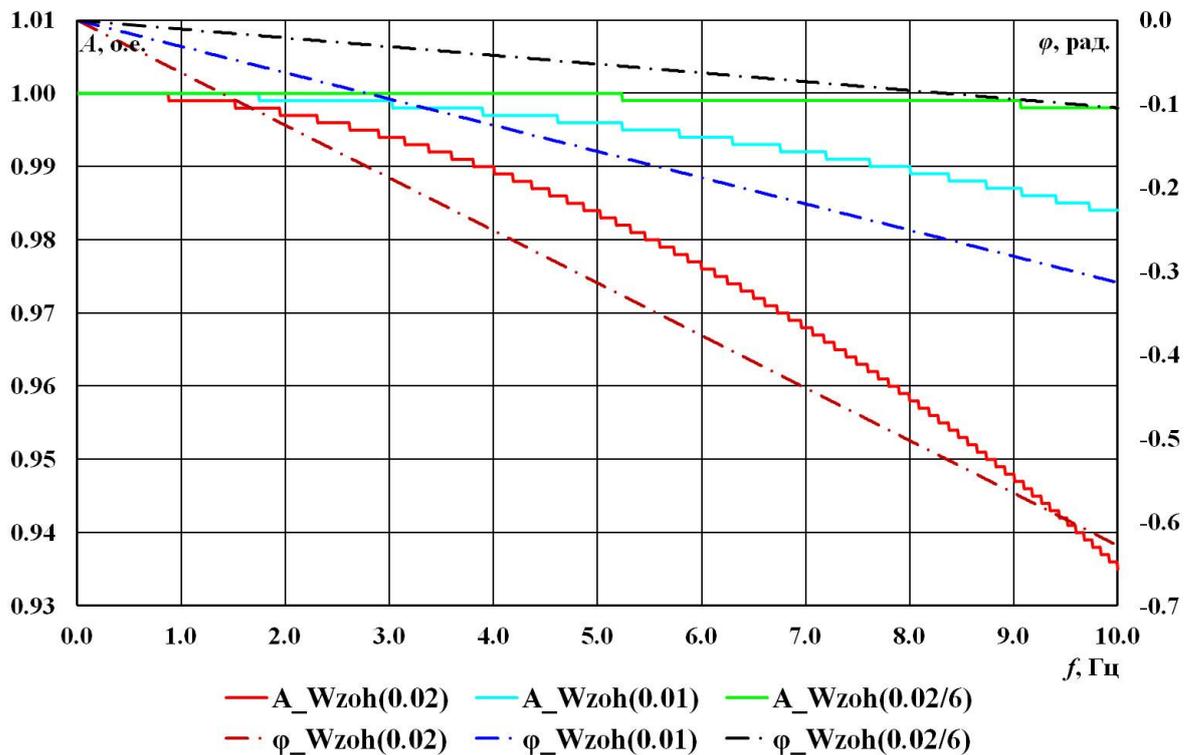


Рисунок 4 – Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики звена «zero-order-hold» при вариации постоянной времени T_2

Оценка запаздывания методов № 2, 3 измерения частоты в настоящем разделе осуществляется с помощью обобщенной передаточной функции:

$$W_{\text{метод}_{2,3}}(p) = W_{zoh_{apr2}}(p, 0.02) W_{zoh_{apr3}}(p, 0.02) \quad (15)$$

где $W_{zoh_{apr2}}$ – передаточная функция, учитывающая процесс сбора точек (отсчетов) для оконного ДПФ на периоде $T_0 = 1/f_0$;

$W_{zoh_{apr4}}(p, 0.02)$ – передаточная функция, учитывающая математическое описание реализации методов, приведенное в статьях [21] и [22], согласно

которым для выполнения расчета требуется два набора значений коэффициентов Фурье, отстающих друг от друга на заданное время (в рассматриваемом примере наборы значений отстают друг от друга на 20 мс).

Компенсация методической погрешности измерения частоты первой гармоники при модуляции частоты входных сигналов может выполняться с помощью выражений, обратных выражениям (14), (15). Также выражения (14), (15) могут использоваться при формировании математической модели каналов регулирования по частоте напряжения микропроцессорного устройства. Эти выражения используются при формировании аналитического описания моделей каналов автоматического регулятора возбуждения в разделах 3.4 и 4.3.

1.2.3 Особенности измерения тока возбуждения, активной и реактивной мощности

Измерение тока возбуждения, используемого в автоматических регуляторах возбуждения в качестве параметра стабилизации [10], не представляет значительной сложности. Однако при обработке результатов измерений и расчете частотных характеристик необходимо учитывать характеристики выбранного алгоритма измерения. Например, при усреднении сигнала на заданном интервале учет характеристики может быть выполнен, в том числе, по выражению (13) со значением постоянной времени равной интервалу усреднения либо подстановкой $z^{-1} = e^{-pT_d}$, где T_d – период дискретизации.

При анализе параметров активной или реактивной мощностей, вычисленных на основании токов и напряжений, необходимо учитывать динамические свойства вычисления тока/напряжения, использованных при вычислении этих мощностей. Например, при вычислении тока и напряжения посредством оконного ДПФ, при анализе мощностей необходимо учитывать характеристики ДПФ.

Существует ряд безынерционных способов вычисления мощностей, не вносящих фазового запаздывания и ослабления амплитуды (но применимые, с

учетом ряда допущений, в частности условиях полной симметрии электрического режима), например:

$$P = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} (u_A (i_B - i_C) + u_B (i_C - i_A) + u_C (i_A - i_B)) \quad (16)$$

1.3 Разработка методики коррекции характеристик измерительных органов цифровых средств реального времени с учетом изменения амплитуды и частоты контролируемых электрических сигналов

Как отмечено ранее, в микропроцессорных устройствах защиты и противоаварийного управления производится расчет параметров основной гармоники электрических сигналов (амплитуды, фазы). Измерение с использованием вышеописанных способов (выражения (3) и (4)) этих параметров требует наличия информации о частоте электрических сигналов. При этом действительное значение частоты электрических сигналов является также неизвестным, что приносит значительные трудности в достоверном определении их интегральных параметров.

В настоящем разделе описано развитие метода контроля параметров основной гармоники электрических сигналов, разработанного для определения и анализа параметров однофазного сигнала [21]. Предложенное развитие метода позволяет выполнить расчет параметров прямой последовательности электрических сигналов для фаз A , B , C , поскольку учитывает взаимосвязь интегральных значений фазных параметров и параметров прямой последовательности [22].

Исходя из этого, будет рассмотрен случай, когда частота f некоторого гармонического сигнала $y(t) = a \cos(2\pi f t) + b \sin(2\pi f t)$ неизвестна. Наличие в переходных процессах аperiodической составляющей, аддитивных помех делают сложным определение частоты сигнала и его параметров. В дальнейшем интегральные параметры сигналов будут рассматриваться приведенными к действующим значениям.

В [21] предложено выполнять расчет значений a, b посредством вычисления значений A, B на основе оконного преобразования Фурье, реализованного на фиксированной частоте дискретизации f_0 близкой к f (результатом оконного преобразования Фурье для фиксированной частоты f_0 являются коэффициенты A, B):

$$A = 2 f_0 \int_0^{1/f_0} y(t) \cos(2\pi f_0 t) dt \quad (17)$$

$$B = 2 f_0 \int_0^{1/f_0} y(t) \sin(2\pi f_0 t) dt \quad (18)$$

Значения интегральных параметров A, B в общем случае (при $f \neq f_0$) не равны значениям a, b . Разница между параметрами является следствием неравенства частоты f и f_0 . Значения A_1, B_1 и A_2, B_2 , отстающие друг от друга на известное время, несут информацию о линейном изменении частоты на этом интервале [21].

В [21] предложено выражение, характеризующее взаимосвязь частоты синусоидального сигнала ($f = f_0 + \Delta f$) и значений параметров A_1, B_1 и A_2, B_2 , полученных при двух расчетах по формулам (17) и (18), отстающих друг от друга на интервал времени $\Delta t = m/f_0$ ($m = 0.5N, N \in \mathbb{N}$):

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{2\pi m} \operatorname{arctg} \left(\frac{\left(1 + \frac{\Delta f}{f_0}\right) (A_2 B_1 - A_1 B_2)}{A_1 A_2 + \left(1 + \frac{\Delta f}{f_0}\right)^2 B_1 B_2} \right) \quad (19)$$

Значение Δf входит в выражение неявно (19). Согласно [21] вычислить значение Δf можно путем применения итеративного расчета. При выполнении вычислений, проводимых по формуле (19), делается допущение, что частота f меняется линейно между моментами времени, для которых вычислены значения A_1, B_1 и A_2, B_2 . Поэтому значение интервала времени Δt должно выбираться небольшим (0.5 периода, 1 период).

После определения частоты возможно определение значений коэффициентов оконного преобразования Фурье a, b [21] (частотная коррекция измерений):

$$a = \frac{\pi}{2} \left(\left(1 + \frac{\Delta f}{f_0} \right)^2 - 1 \right) \left(\frac{\sin \left(2\pi \frac{\Delta f}{f_0} \right)}{1 - \cos \left(2\pi \frac{\Delta f}{f_0} \right)} \frac{A}{1 + \frac{\Delta f}{f_0}} - B \right) \quad (20)$$

$$b = \frac{\pi}{2} \left(\left(1 + \frac{\Delta f}{f_0} \right)^2 - 1 \right) \left(\frac{A}{1 + \frac{\Delta f}{f_0}} + \frac{\sin \left(2\pi \frac{\Delta f}{f_0} \right)}{1 - \cos \left(2\pi \frac{\Delta f}{f_0} \right)} B \right) \quad (21)$$

Аналогичным образом, подставляя в формулы (17), (18) соотношения для расчета прямой последовательности напряжения (тока) по векторам напряжения (тока) фаз A , B , C , можно получить выражения для определения частоты сигнала прямой последовательности напряжения (тока) [22].

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{2\pi} \operatorname{arctg} \left(\frac{C1 + \Delta C2 + \Delta^2 C3}{Z1 + \Delta Z2 + \Delta^2 Z3} \right) \quad (22)$$

$$C1 = C'_1 + C'_2 + C'_3$$

$$C2 = C'_1 + 2C'_3$$

$$C'_3 = C_3$$

$$Z1 = Z'_1 + Z'_2 + Z'_3$$

$$Z2 = Z'_1 + 2Z'_3$$

$$Z'_3 = Z_3$$

(23)

$$C'_1 = C_2 A_1 - C_1 A_2$$

$$C'_2 = A_2 B_1 - A_1 B_2 + D_1 C_2 - D_2 C_1 \quad (24)$$

$$C'_3 = D_2 B_1 - D_1 B_2$$

$$Z'_1 = A_1 A_2 + C_1 C_2$$

$$Z'_2 = A_1 D_2 + D_1 A_2 - C_1 B_2 - B_1 C_2 \quad (25)$$

$$Z'_3 = B_1 B_2 - D_1 D_2$$

Выражение (22) является аналогом выражения (19) для сигнала частоты сигнала прямой последовательности напряжения (тока). Переменные $C1$, $C2$, $C3$,

$Z_1, Z_2, Z_3, C'_1, C'_2, C'_3, Z'_1, Z'_2, Z'_3, A_{1(2)}, B_{1(2)}, C_{1(2)}, D_{1(2)}$ введены для упрощения записи выражения (22).

Параметры $A_{1(2)}, B_{1(2)}, C_{1(2)}, D_{1(2)}$ – значения, вычисленные в два разных момента времени (1) и (2) по выражениям:

$$\begin{aligned} A &= KAA - 0.5(KAB + KAC) \\ B &= KBA - 0.5(KBB - KBC) \\ C &= \sqrt{3}/2(KAB - KAC) \\ D &= \sqrt{3}/2(KBB - KBC) \end{aligned} \quad (26)$$

где KA_X, KB_X – коэффициенты A, B оконного преобразования Фурье для сигнала фазы с индексом X (A, B или C), определяемые по выражениям (17) и (18) соответственно.

В частности для измерения фазных напряжений эти коэффициенты согласно (17) и (18) определяются как:

$$KAA = 2 f_0 \int_0^{1/f_0} u_A(t) \cos(2\pi f_0 t) dt \quad (27)$$

$$KBA = 2 f_0 \int_0^{1/f_0} u_A(t) \sin(2\pi f_0 t) dt$$

$$KAB = 2 f_0 \int_0^{1/f_0} u_B(t) \cos(2\pi f_0 t) dt \quad (28)$$

$$KBB = 2 f_0 \int_0^{1/f_0} u_B(t) \sin(2\pi f_0 t) dt$$

$$KAC = 2 f_0 \int_0^{1/f_0} u_C(t) \cos(2\pi f_0 t) dt \quad (29)$$

$$KBC = 2 f_0 \int_0^{1/f_0} u_C(t) \sin(2\pi f_0 t) dt$$

Количество выполняемых вычислительных операций при использовании выражений (17) и (18) может быть уменьшено за счет использования результатов расчета интегралов на части периода интегрирования, определенных на предыдущих шагах расчета, если период дискретизации расчетов будет соответствовать величине $f_0/4$ (или 5 мс). Для такого случая на рисунке 5

приведено произведение исходного сигнала (для простоты $y(t)=1$) на функции преобразования $\cos(2\pi f_0 t)$ и $\sin(2\pi f_0 t)$.

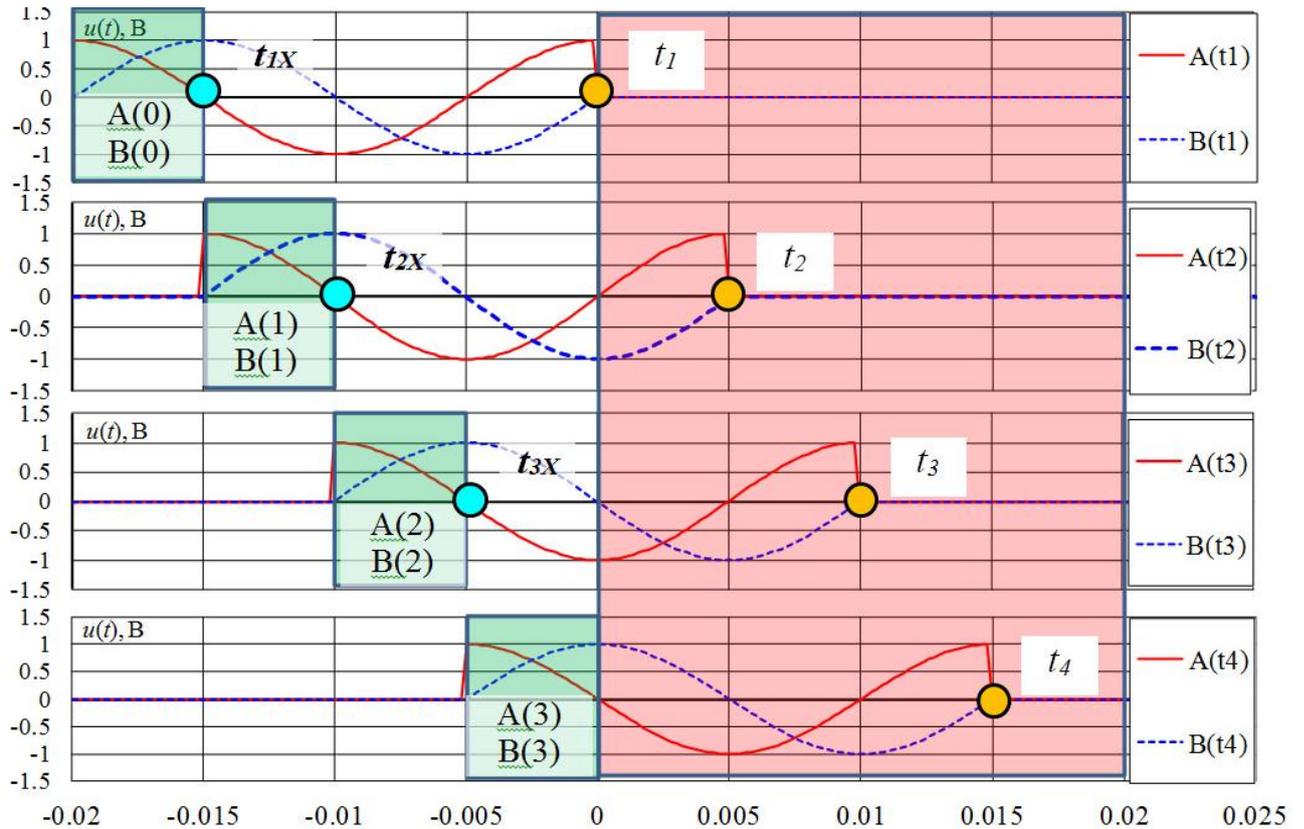


Рисунок 5 – Расчет интегральных параметров сигналов с помощью частичных сумм

На рисунке 5 интервалы времени между t_1, t_2, t_3, t_4 равны 5 мс. При этом t_1 соответствует текущему моменту времени наблюдения, t_2, t_3, t_4 – еще не наступившим моментам времени наблюдения. Из рисунка 5 видно, что значения коэффициентов $A(t_1), B(t_1)$ в виду периодичности функций $\sin(t), \cos(t)$ могут быть вычислены из частичных интегралов, взятых на четвертях периодов с учетом знаков функций $\sin(t), \cos(t)$. Зеленым цветом на рисунке 5 показаны интервалы времени расчета частичных сумм, момент времени «0» соответствует текущему моменту времени наблюдения. Значения $A(0), B(0), A(1), B(1), A(2), B(2)$ к моменту времени t_1 уже вычислены (в моменты времени t_{1X}, t_{2X}, t_{3X}).

Коэффициенты оконного преобразования $A(t_1), B(t_1)$ для одной фазы для момента времени t_1 определяются как:

$$\begin{aligned} A &= A(0) - B(1) - A(2) + B(3) \\ B &= B(0) + A(1) - B(2) - A(3) \end{aligned} \quad (30)$$

где $A(0)$, $B(0)$, $A(1)$, $B(1)$, $A(2)$, $B(2)$, $A(3)$, $B(3)$ – коэффициенты, вычисленные на разных четвертях периода.

При организации буферов данных *FIFO* (*first in, first out*) возможно произвести расчет интегральных коэффициентов A и B по выражению (30) для последующих моментов времени $t_2, t_3, t_4 \dots t_N$.

Расчет по выражениям (19), (22) подразумевает высокую точность задания величины Δt между выполнением расчетов параметров A_1, B_1 и A_2, B_2 . При некорректном значении частоты дискретизации системы измерений вследствие неточного задания Δt возникает методическая погрешность расчета. Характер зависимости погрешности вычисления частоты синусоидального сигнала будет практически линейным (рисунок 6), что подтверждает правомочность принятого ранее допущения о линейном изменении частоты на интервале.

Еще одним фактором проявления методической погрешности при использовании робастных методов измерения с фильтрами с конечно-импульсной характеристикой (КИХ) является наличие колебания измеряемой амплитуды с удвоенной частотой контролируемого сигнала при $f \neq f_0$.

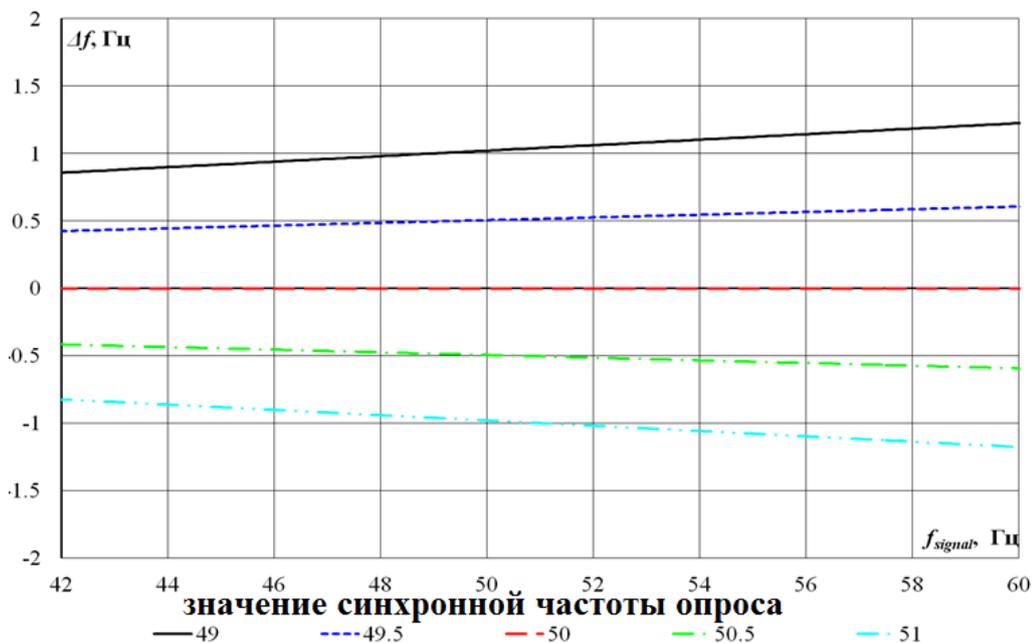


Рисунок 6 – Абсолютная погрешность определения частоты синусоидального сигнала Δf по формуле (22) при вариации синхронной частоты опроса АЦП

Использование выражений (20), (21) основано на предположении, что A , B являются результатом вычислений по формулам (17) и (18).

В алгоритмах работы микропроцессорных устройств реализуются дискретные вычисления, нередко заменяющие интегральные выражения суммой по методу прямоугольников. Указанная замена может осуществляться посредством использования фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ).

Это обуславливает появление дополнительной погрешности (которая описывается периодической функцией частоты $2f_0$). Чтобы исключить эту погрешность, необходимо получить выражения, аналогичные выражениям (20), (21). При получении выражений необходимо заменить интегральные выражения для A , B (17) и (18) дискретными (КИХ-фильтрами). Такая замена позволит получить следующие выражения:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \begin{bmatrix} \cos \alpha_i + \cos \beta_i & \sin \alpha_i + \sin \beta_i \\ -\sin \alpha_i + \sin \beta_i & \cos \alpha_i - \cos \beta_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} K_{1,1}a + K_{1,2}b \\ K_{2,1}a + K_{2,2}b \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (31)$$

$$\alpha_i = 2\pi \frac{i}{N} \Delta f \quad (32)$$

$$\beta_i = 2\pi \frac{i}{N} (\Delta f + 2) \quad (33)$$

где N – число измерений, выполненных на периоде частоты f_0 .

Неизвестные значения a , b в выражении (31) могут быть найдены из системы линейных уравнений относительно вектора правых частей $[A, B]^T$. Достоинствами этого подхода, как будет показано далее, является меньшая по сравнению с выражениями (20), (21) погрешность вычисления амплитуды сигналов. Однако для этого требуется большее количество вычислительных затрат. Для ускорения расчета может использоваться заранее вычисленная таблица коэффициентов $K_{i,j}(\Delta f)$, значения которых приведены на рисунке 7.

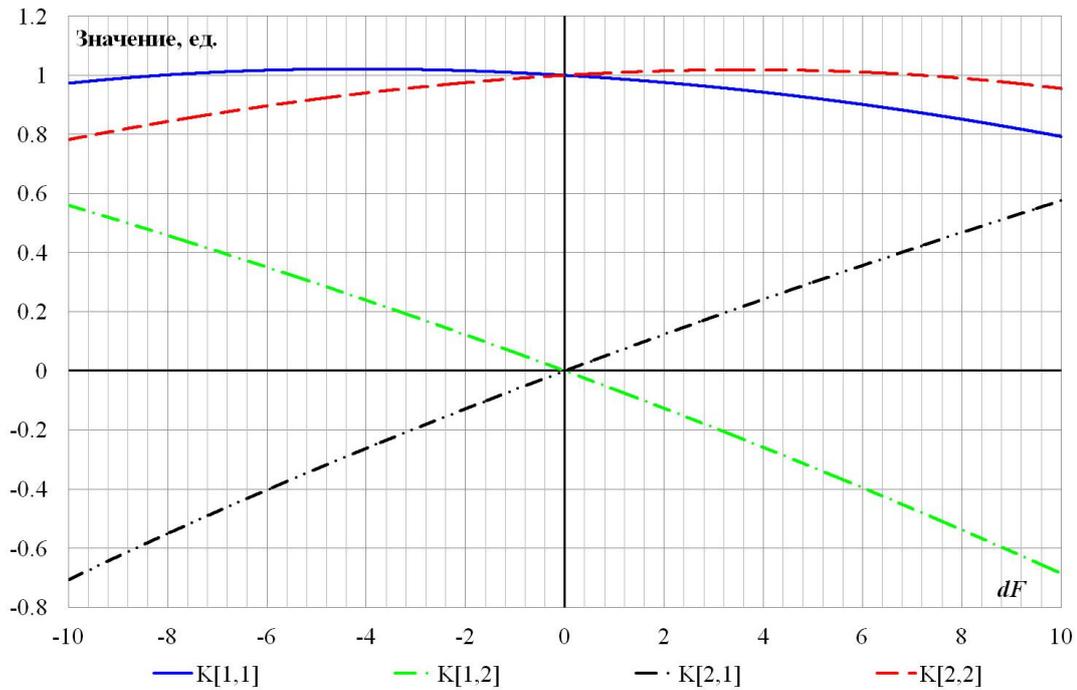


Рисунок 7 – Коэффициенты частотной коррекции для дискретных систем

1.4 Оценка эффективности разработанных цифровых моделей измерительных органов средств контроля, защиты и управления

Выражения (17)-(29) и (31)-(33), реализованные в виде измерительных блоков в *MATLAB Simulink*, были исследованы с использованием описанных ниже заданных сигналов. Схема вычисления частоты напряжения прямой последовательности по выражению (22) приведена на рисунке 8.

Для повышения быстродействия модели в формате *MATLAB Simulink*, реализующей расчет интегральных параметров сигналов, интегралы в выражениях (17) и (18) были заменены дискретными КИХ-фильтрами с синусными ($K\sin$) и косинусными ($K\cos$) коэффициентами:

$$A_d = \sum_{i=0}^N y(i) K\sin_i \quad (34)$$

$$B_d = \sum_{i=0}^N y(i) K\cos_i \quad (35)$$

$$\begin{aligned}K \sin_i &= \sin\left(\frac{i}{N} 2\pi\right), \\K \cos_i &= \cos\left(\frac{i}{N} 2\pi\right)\end{aligned}\tag{36}$$

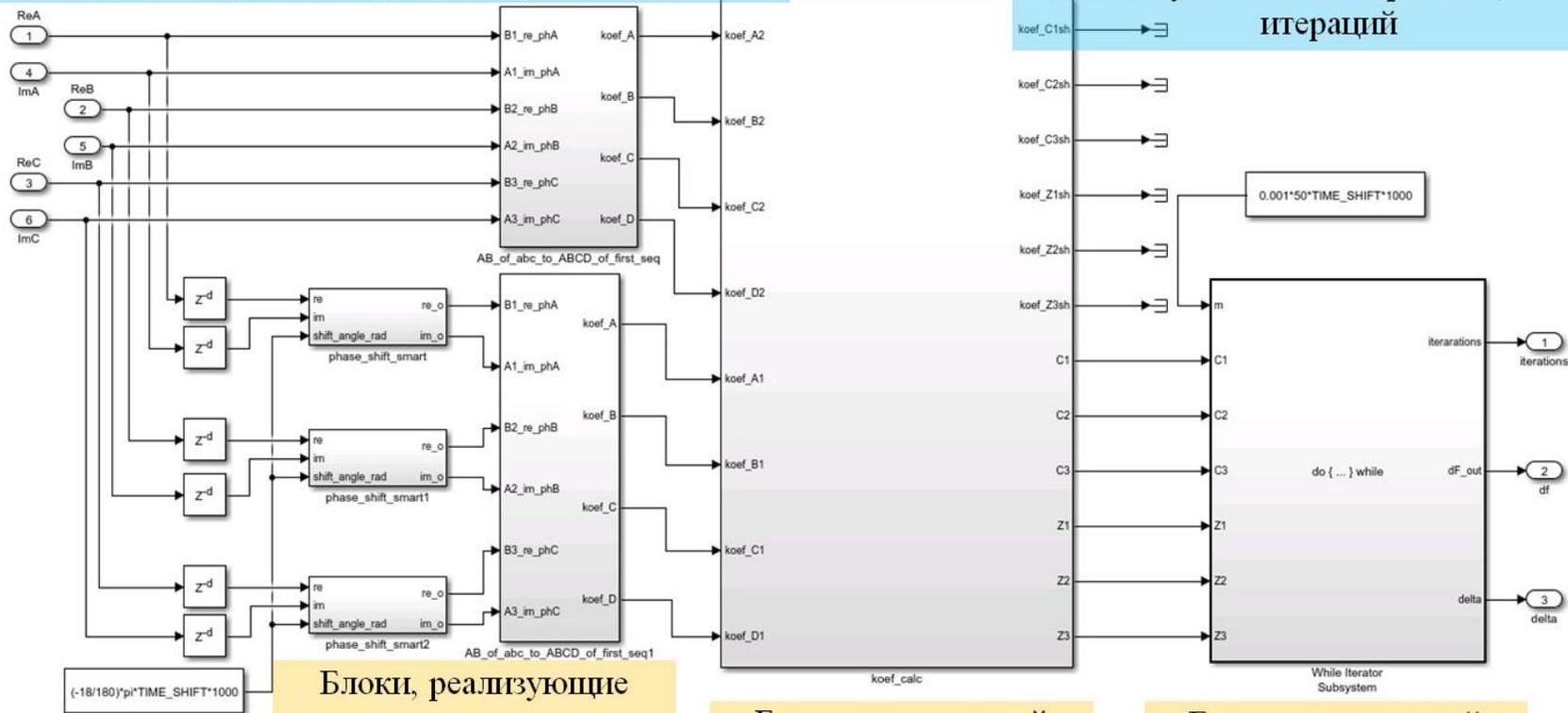
где N – количество точек сигнала на период промышленной частоты;

i – номер отсчета АЦП.

Дискретизированные по времени мгновенные значения напряжений фаз A , B , C подаются на три отдельных блока КИХ-фильтров (рисунок 8, б). С выхода блоков КИХ-фильтров интегральные значения (коэффициенты A , B) подаются на вход общей схемы вычисления частоты (рисунок 8, а), где реализуется расчет коэффициентов A , B , C , D и, впоследствии, коэффициентов $C1$, $C2$, $C3$, $Z1$, $Z2$, $Z3$. Коэффициенты $C1$, $C2$, $C3$, $Z1$, $Z2$, $Z3$ являются постоянными на заданный момент времени для выполнения итерационного расчета частоты f (рисунок 8, в).

Входные сигналы: коэффициенты, рассчитанные с помощью оконного ДПФ от фаз A, B, C

Выходные сигналы: частота напряжения, достигнутая точность расчета, число итераций



Z^{-d} – блоки задержки сигнала

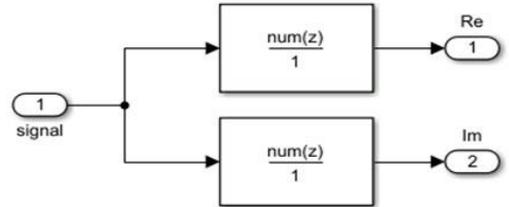
Блоки, реализующие вычисления коэффициентов A, B, C, D по выражениям (26) для двух моментов времени

Блок, реализующий вычисления параметров $C1, C2, C3, Z1, Z2, Z3$ по выражениям (23)

Блок, реализующий итеративное вычисление частоты по выражению (22)

а) общая схема рекурсивного вычисления частоты прямой последовательности

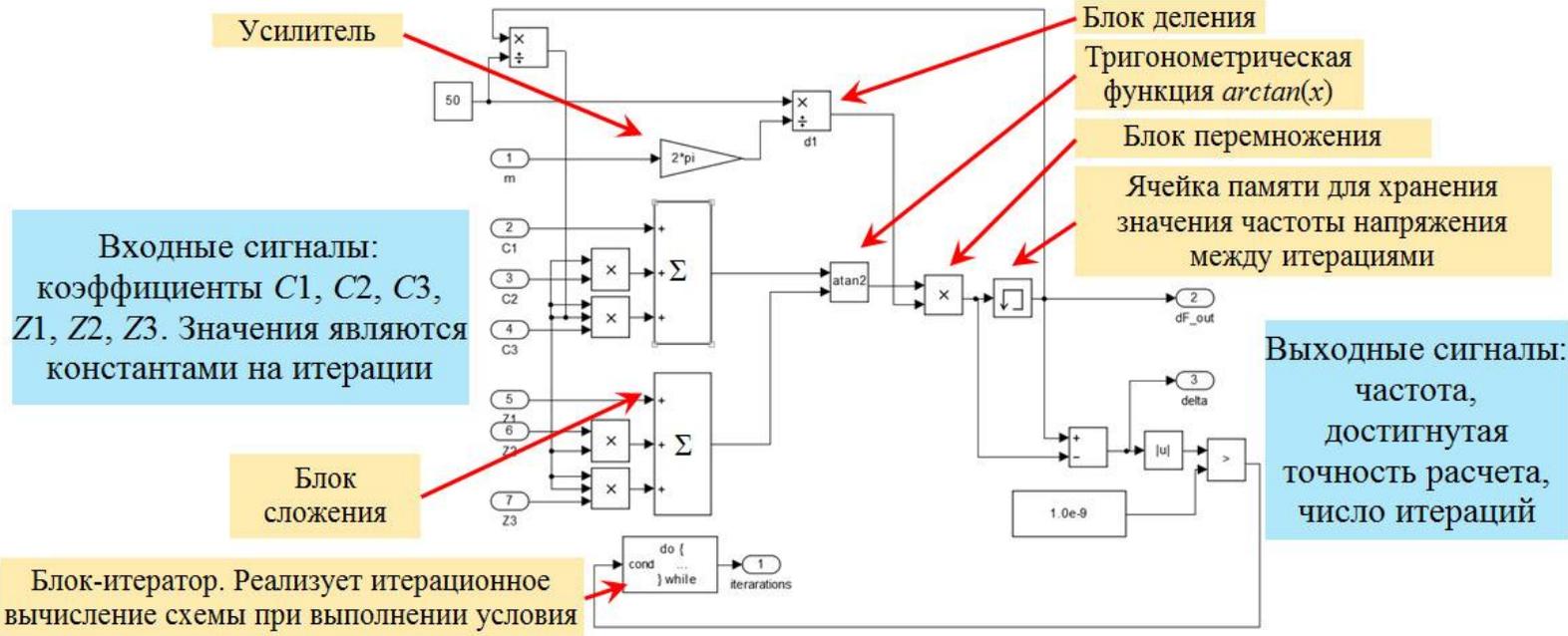
Входной сигнал: отсчеты фазного напряжения $u_A(i) / u_B(i) / u_C(i)$



Выходные сигналы: коэффициенты, рассчитанные с помощью оконного ДПФ

Дискретные фильтры с синусными и косинусными коэффициентами

б) реализация выражений (17) и (18) в дискретном виде (34) и (35) – по одной схеме для каждого из фазных напряжений фаз A, B, C



45

в) алгоритм, реализующий итерационное вычисление частоты

Рисунок 8 – Схема рекурсивного блока численного определения частоты напряжения прямой последовательности

Разработанные методы будут использоваться при анализе данных, полученных в ходе экспериментов по получению частотных характеристик, а также при исследовании результирующей устойчивости энергосистем на физической модели ЦАФК при модулировании устройств ПАУ программными (раздел 3) и/или микропроцессорными (раздел 4) средствами моделирования.

Первоначально будет выполнен анализ работы методов измерений при подаче сигналов фазных напряжений с амплитудно-частотной модуляцией [17]:

$$\begin{aligned} u_A(t) &= A1 \sin(2 \pi f_1 t + \varphi_1) + A2 \sin(2 \pi f_2 t + \varphi_2) \\ u_B(t) &= A1 \sin\left(2 \pi f_1 t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_1\right) + A2 \sin\left(2 \pi f_2 t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_2\right) \\ u_C(t) &= A1 \sin\left(2 \pi f_1 t - \frac{4\pi}{3} + \varphi_1\right) + A2 \sin\left(2 \pi f_2 t - \frac{4\pi}{3} + \varphi_2\right) \end{aligned} \quad (37)$$

где $A1, A2$ – амплитуды фазных напряжений первого и второго источников напряжения, принимаемые равными $A1 = 1.0\text{В}, A2 = 1.0\text{В}$;

f_1, f_2 – частоты напряжения первого и второго источников, принимаемые равными $f_1 = 50.0\text{Гц}, f_2 = 49.9\text{Гц}$.

Как было показано ранее (12), амплитуда напряжения прямой последовательности является огибающей сигнала с амплитудно-частотной модуляцией [24]:

$$U_{amp,1}(t) = A1 \sqrt{1 + \frac{A2}{A1} + 2 \frac{A2}{A1} \cos(2 \pi (f_2 - f_1) t)} \quad (38)$$

Мгновенная частота сигнала:

$$f(t) = \left(f_1 + (f_2 - f_1) \frac{\frac{A2}{A1} + \cos(2 \pi (f_2 - f_1) t)}{1 + \left(\frac{A2}{A1}\right)^2 + 2 \frac{A2}{A1} \cos(2 \pi (f_2 - f_1) t)} \right) \quad (39)$$

Частота сигнала (39) характеризуется разрывом функции второго рода. На рисунках 9 и 10 выведены результаты измерений при подаче фазных напряжений с амплитудно-частотной модуляцией (37).

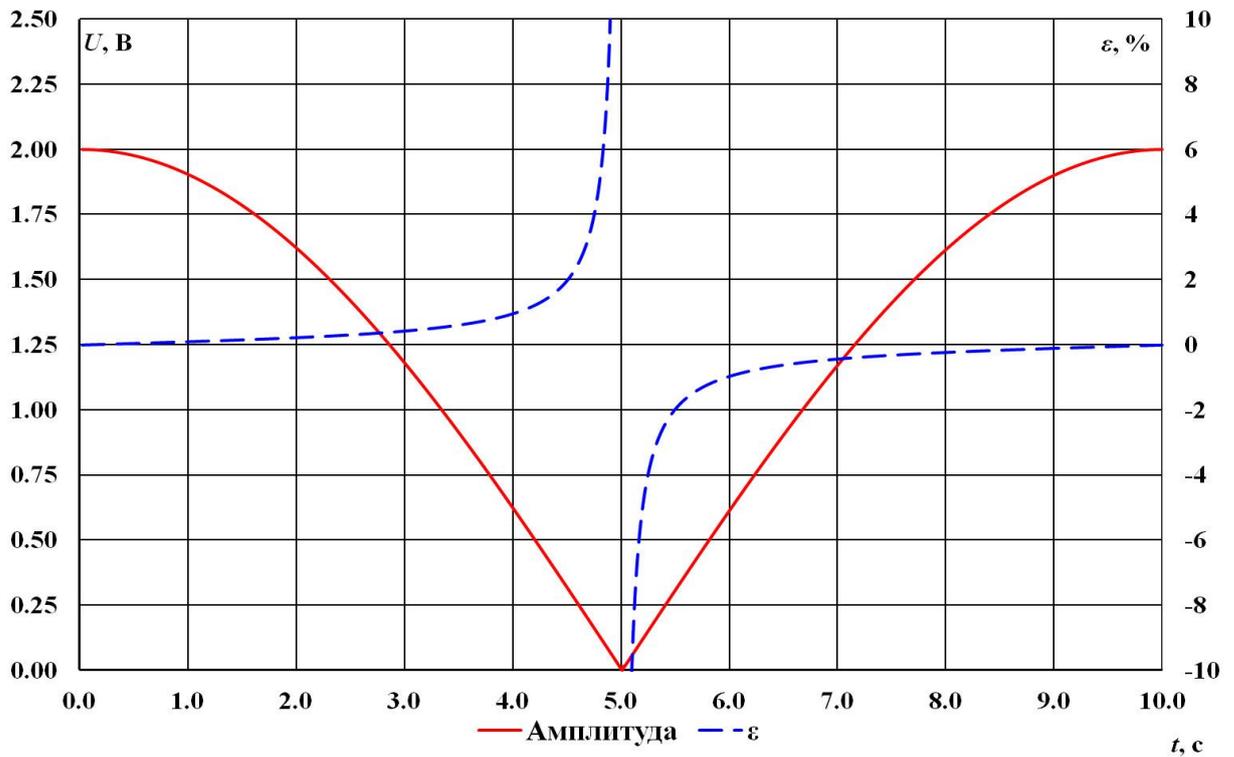


Рисунок 9 – Амплитуда измеряемого сигнала напряжения прямой последовательности и относительная погрешность ее измерения (ε) при амплитудно-частотной модуляции фазных напряжений

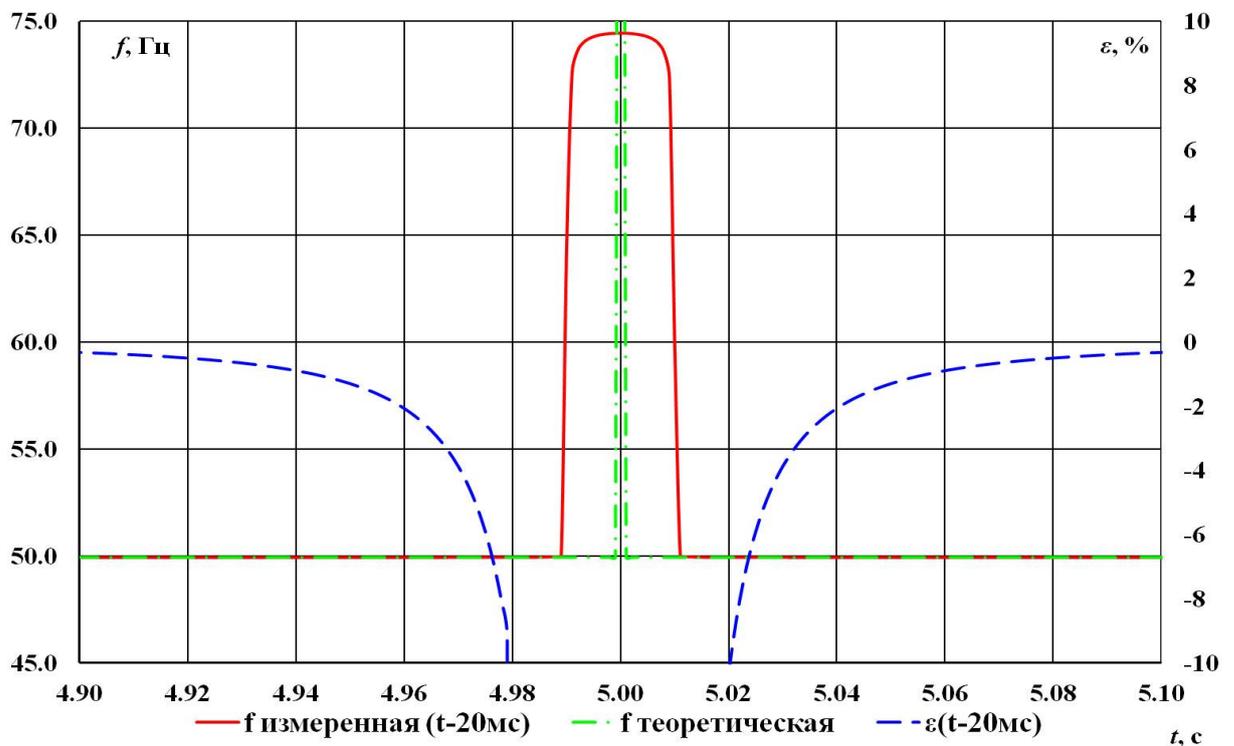


Рисунок 10 – Измеряемая частота напряжения прямой последовательности и погрешность ее измерения (ε) при амплитудно-частотной модуляции фазных напряжений

Примечание: для анализа измеренное значение частоты сдвинуто на 20 мс

Для удобства сравнительного анализа на рисунке 10 измеренный сигнал частоты напряжения прямой последовательности (сплошная линия) сдвинут влево (без учета запаздывания) по оси времени на 20 мс. Указанное запаздывание измеренного сигнала обусловлено интегральным преобразованием с интервалом усреднения, равным 20 мс.

Интервал времени, для которого модуль относительной погрешности превышает 10 %, составляет около 40 мс, что обусловлено динамическими свойствами самого метода измерения, исследование и оценка которого были выполнены ранее в разделе 1.2.2. Следует отметить, что предложенный метод измерения имеет ограничения области его применения – диапазон измеряемой частоты составляет от 25 до 75 Гц. Поскольку согласно ГОСТ 21558-2000 рабочий диапазон частот для систем возбуждения должен быть 40 до 80 Гц, исследуемый метод будет давать недостоверную оценку частоты в электромеханические системах с периодом колебаний менее 13.3 мс ($f > 75$ Гц).

Также необходимо отметить, что анализ сигналов, имеющих разрывы функции второго рода (рисунок 9), весьма затруднителен с точки зрения оценки погрешности их измерения. Поэтому с целью упрощения дальнейшего анализа и однозначного определения частотных характеристик вышеописанных измерительных органов будут использоваться следующие типы сигналов (с изменением амплитуды либо частоты):

1. напряжение фаз A, B, C , амплитуда (A_{UI}) напряжения прямой последовательности (U_I) изменяется ступенчато;
2. напряжение фаз A, B, C , частота (f_{UI}) напряжения прямой последовательности (U_I) изменяется ступенчато;
3. амплитуда фазных напряжений модулируется по закону (для сокращения объема выражение приведено только для фазы A):

$$u_A(t) = (1 + A_{mod}^{AMP} \cdot \sin(2\pi f_{mod}^{AMP})) \sin(2\pi f_0 t) \quad (40)$$

где A_{mod}^{AMP} – амплитуда модуляции огибающих фазных напряжений, В;

f_{mod}^{AMP} – частота модуляции огибающих фазных напряжений, Гц.

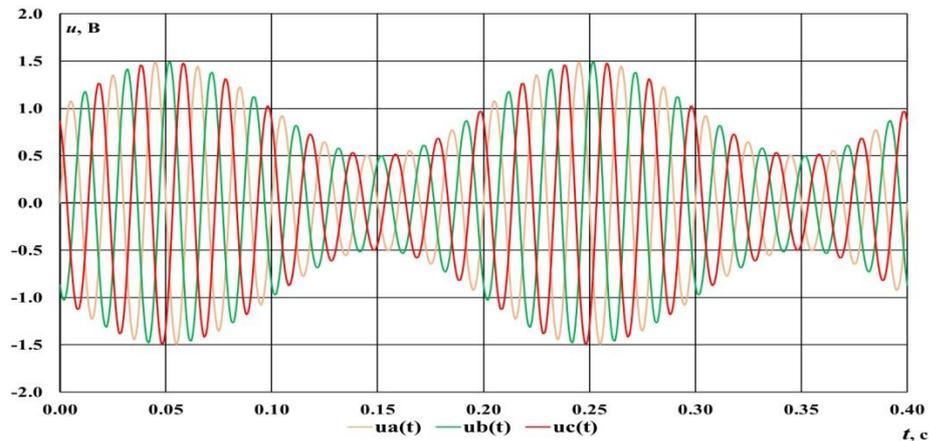
4. частота фазных напряжений модулируется в соответствии с выражением (уравнение модуляции для сокращения объема приведено только для фазы A):

$$u_A(t) = 1 \sin(2\pi f_0 t - A_{mod}^{FREQ} \cdot \cos(2\pi f_{mod}^{FREQ} t)/f_{mod}^{FREQ}) \quad (41)$$

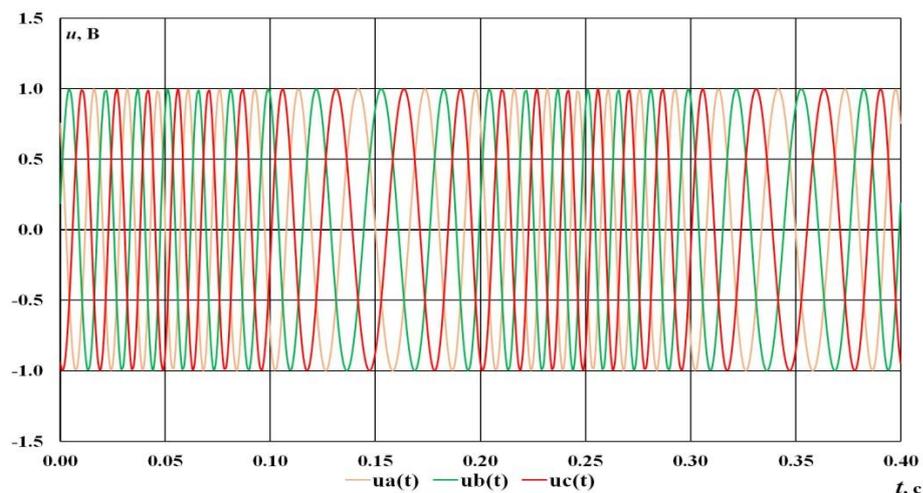
где A_{mod}^{FREQ} – девиация частоты f_{U1} , Гц (амплитуда периодического изменения частоты сигнала);

f_{mod}^{FREQ} – частота модуляции f_{U1} , Гц.

Уравнение амплитудной или частотной модуляции напряжений фаз B , C аналогичны (40) и (41), соответственно. На рисунках 11, а, б приведены цифровые осциллограммы фазных напряжений с амплитудной (40) и частотной (41) модуляцией.



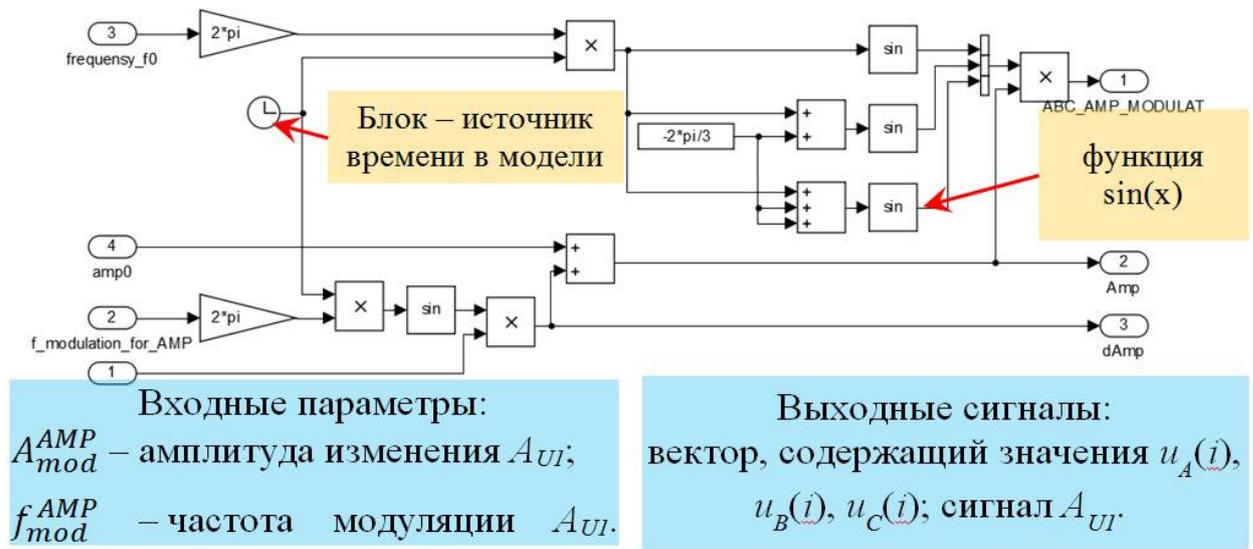
а) при $A_{mod}^{FREQ} = 0.5$ В и $f_{mod}^{FREQ} = 5$ Гц



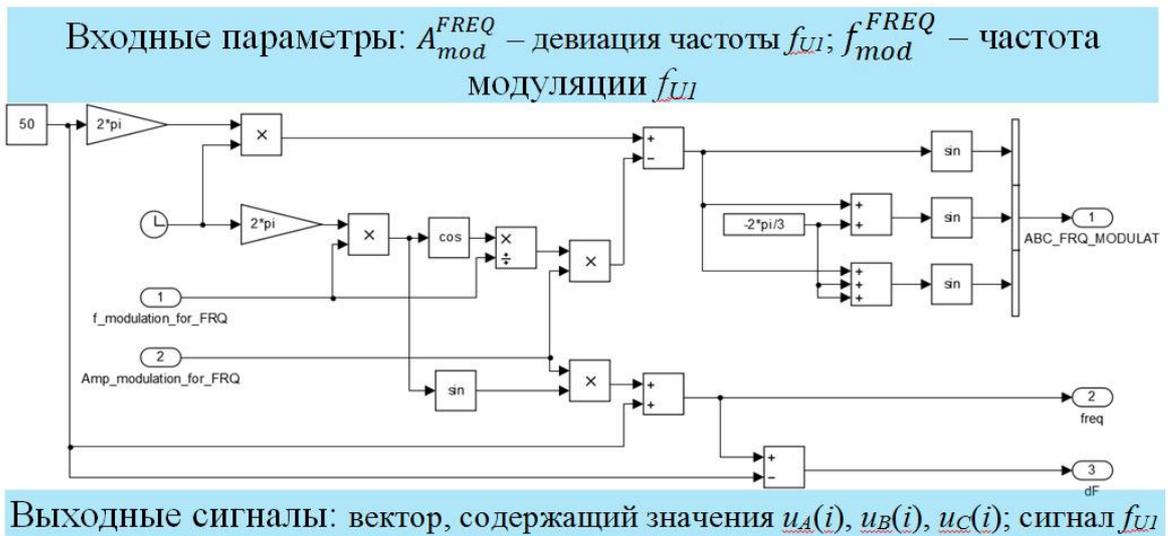
б) при $A_{mod}^{FREQ} = 20$ Гц и $f_{mod}^{FREQ} = 5$ Гц

Рисунок 11 – Напряжения фаз A , B , C при их амплитудной (а) и частотной (б) модуляции

Для формирования этих модулируемых сигналов автором были разработаны схемы, представленные на рисунках 12 а, б.



а)



б)

Рисунок 12 – Схемы амплитудной и частотной модуляции фазных напряжений

При подключении фильтра симметричных составляющих к выходу 1 схемы (рисунок 12, а) может быть получен сигнал напряжения прямой последовательности:

$$u_1(t) = A_{U1}(t) \cdot \sin(2 \pi f_{U1}(t) t) \tag{42}$$

где $A_{U1}(t) = (1 + A_{mod}^{AMP} \sin(2\pi f_{mod}^{AMP} t))$ – мгновенная амплитуда (огибающая) напряжения прямой последовательности;

$f_{U1}(t) = f_0$ – частота напряжения прямой последовательности.

Аналогично можно получить сигнал напряжения прямой последовательности для схемы (рисунок 12, б). В этом случае его огибающая равна 1.0 В, а частота определяется выражением:

$$f(t) = f_0 + A_{mod}^{FREQ} \cdot \cos(2\pi f_{mod}^{FREQ} t) \quad (43)$$

Первоначально будет выполнено определение времени переходного процесса (или запаздывания измерительных органов) при ступенчатом изменении амплитуды либо частоты фазных напряжений.

На рисунке 13 красным цветом приведен сигнал заданной амплитуды фазных напряжений, синим цветом измеренное значение, зеленым цветом – значение относительной погрешности измерения. На рисунке 14 – красным цветом приведен сигнал заданной частоты фазных напряжений, синим цветом измеренное значение, зеленым цветом – значение относительной погрешности измерения.

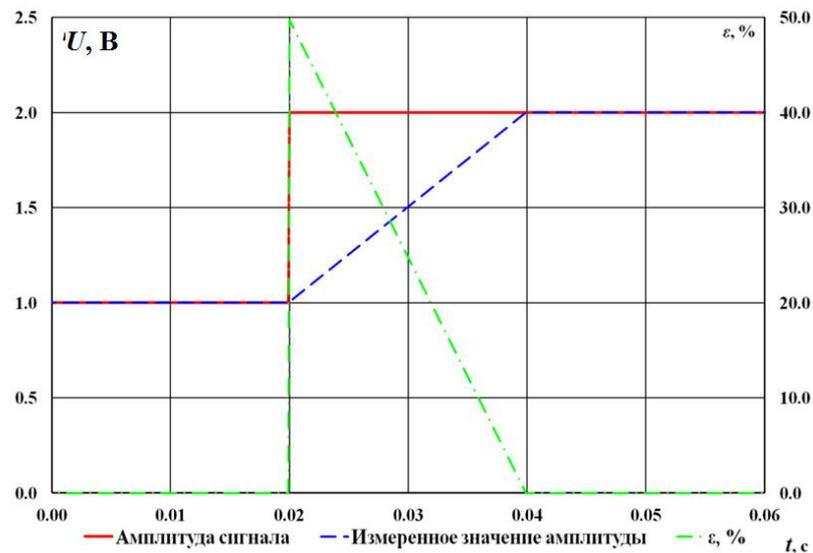


Рисунок 13 – Амплитуда измеряемого сигнала напряжения фильтра прямой последовательности и погрешность ее измерения (ϵ) при ступенчатом изменении амплитуды фазных напряжений с 1 В до 2 В (в момент времени 0.02 с)

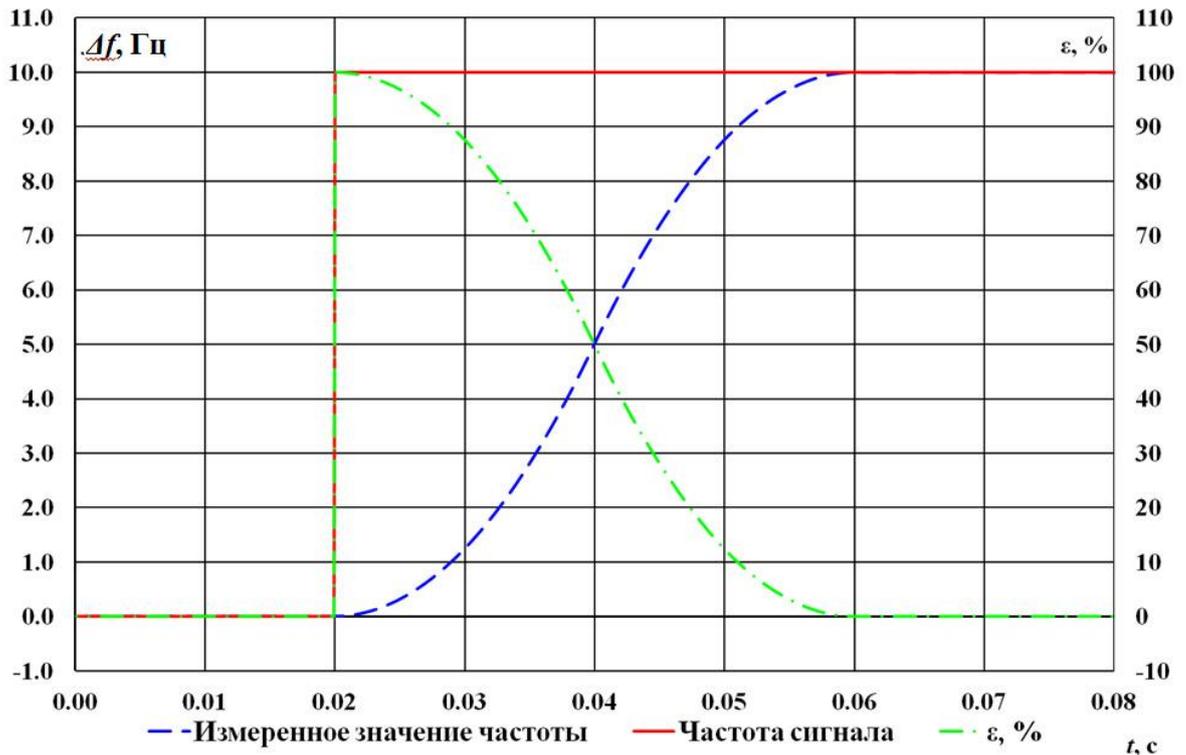


Рисунок 14 – Отклонение измеряемой частоты напряжения прямой последовательности от 50 Гц и погрешность ее измерения (ε) при ступенчатом изменении частоты напряжения прямой последовательности с 50 Гц до 60 Гц (в момент времени 0.02 с)

Оценка качества измерительных органов напряжения и частоты в настоящем диссертационном исследовании производится с использованием относительной погрешности измерений амплитуды и частоты сигнала напряжения на выходе фильтра прямой последовательности. Для этого в качестве приемлемого значения погрешности измерения будет принята ее величина 0.1 %. Анализ рисунков 13 и 14 показал, что наибольшее время запаздывания составляет около 40 мс (39.1 мс) при измерении частоты. Время переходного процесса при измерении амплитуды составляет не более 20 мс (19.9 мс).

Далее будет выполнена оценка динамических свойств измерительных органов напряжения прямой последовательности при амплитудной и частотной модуляции фазных напряжений.

На рисунках 15, 16 приведены характеристики измеренных значений амплитуды и частоты напряжения прямой последовательности, а также погрешности их измерения.

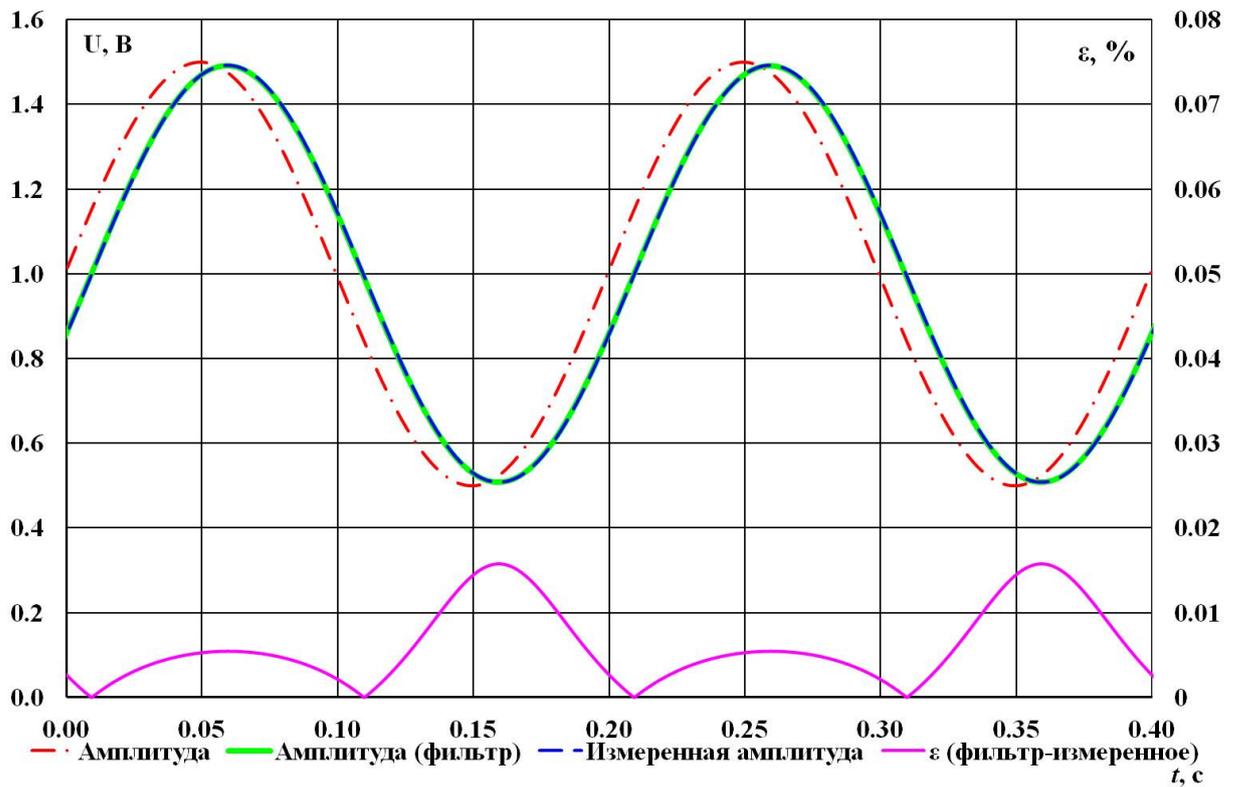


Рисунок 15 – Амплитуда измеряемого сигнала напряжения фильтра прямой последовательности амплитудной модуляции фазных напряжений с параметрами амплитуда модуляции $A_{mod}^{AMP} = 0.5$ В, частота модуляции $f_{mod}^{AMP} = 5$ Гц

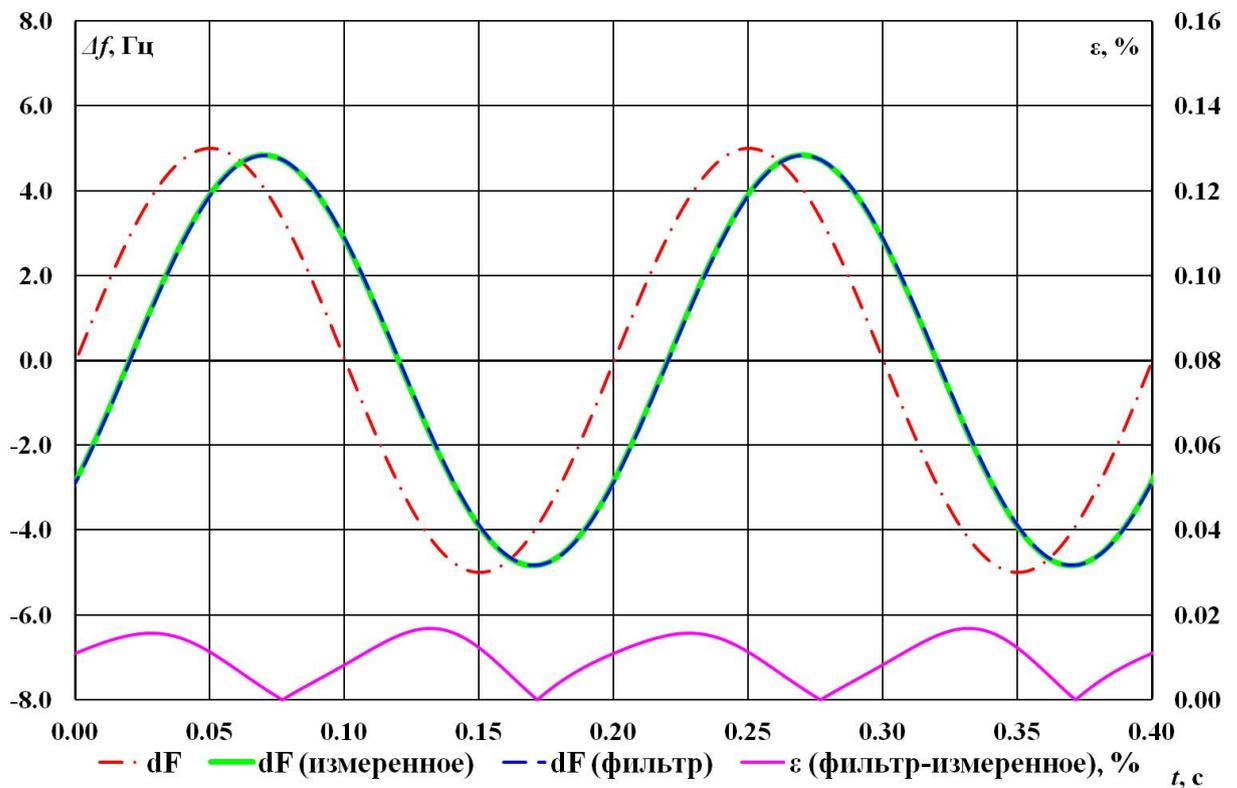


Рисунок 16 – Отклонение измеряемой частоты напряжения прямой последовательности от 50 Гц при модуляции частоты напряжения прямой последовательности с параметрами модуляции девиацией частоты $A_{mod}^{FREQ} = 5$ Гц, частотой модуляции $f_{mod}^{FREQ} = 5$ Гц

На рисунке 15 сплошной линией зеленого цвета приведены измеренные значения амплитуды напряжения прямой последовательности. Штрихпунктирной линией красного цвета приведены аналитические значения мгновенной амплитуды напряжений прямой последовательности. Кроме того, для дальнейшего анализа передаточной функции (44) на рисунке пунктирной линией синего цвета показан сигнал на выходе фильтра (44) при подаче на его вход сигнала аналитической мгновенной амплитуды, а розовым цветом показана кривая, являющаяся значением модуля относительной погрешности между измеренной амплитудой и сигналом на выходе фильтра (44).

На рисунке 16 приведены аналогичные характеристики для сигнала частоты напряжения прямой последовательности при частотной модуляции фазных напряжений (41), сигнал с выхода фильтра (45) при подаче на вход сигнала аналитической мгновенной частоты (43) и кривая, являющаяся значением модуля относительной погрешности между измеренной частотой и сигналом на выходе фильтра (45).

Как видно из рисунков 15 и 16 измеренные значения амплитуды и частоты имеют фазовое запаздывание и снижение амплитуды колебаний. Оценка амплитудно-фазовых искажений в измерительных органах напряжения и частоты выполнена с использованием выражений (44) и (45), соответственно. Такой подход был использован автором в [23] при оценке динамических свойств измерительных органов промышленных АРВ. В частности, для определения амплитуды колебаний параметров и фазового запаздывания в методах измерения использующих в расчетах накопленные на заданных интервалах времени данные (например, оконное преобразование Фурье), согласно методике [23] необходимо воспользоваться ранее описанным выражением (13): $W_{zoh}(p) = (1 - e^{pT})/pT$ или выражениями, аппроксимирующими приведенную передаточную характеристику.

Значение постоянной времени запаздывания T определяется, исходя из времени, необходимого для накопления мгновенных значений сигналов для выполнения цифровой обработки сигналов (интегральных преобразований). При

высокой частоте дискретизации или в оценочных расчетах значение параметра T может быть принято равным периоду интегрирования (интервалу усреднения). Точное значение параметра T определяется в результате учета потокового характера вычисления интегральных параметров. В этом случае цифровая обработка сигналов осуществляется одновременно (в тот же такте опроса АЦП) с измерениями мгновенных значений фазных напряжений (u_A, u_B, u_C) и токов (i_A, i_B, i_C). Как следствие этого, фактическая величина интервала времени между последним сохраненным значением в буфере *FIFO* измерений равна разности между интервалом усреднения (T) и периодом дискретизации T_d , тогда:

$$W_{zoh_Td}(p) = \frac{1 - e^{p(T-T_d)}}{p(T - T_d)} \quad (44)$$

Запаздывание измерительного органа частоты, обусловленное ожиданием готовности результатов двух последовательных измерений фазных напряжений учитывается двумя звеньями выражения (44) со значениями $T = 0.02$ с:

$$W(p) = W_{zoh_Td}(p) W_{zoh_Td}(p) \quad (45)$$

Оценка влияния значения частоты модуляции при амплитудной и частотной модуляциях на максимальное значение относительной погрешности между измеренными сигналами (амплитуды и частоты) и сигналами на выходе фильтров (выражения (44) и (45)) выполнена путем вариации частоты модуляции в диапазоне от 0.1 до 10 Гц. Результаты численных экспериментов приведены в таблице 2.

Таблица 2 – Максимальные по модулю относительные погрешности измерения сигнала с учетом действия фильтра «zero-order hold»

f_{mod} , Гц	$ \varepsilon_{max} $ при амплитудной модуляции при разных значениях амплитуды, %			$ \varepsilon_{max} $ при частотной модуляции при разных значениях девиации частоты, %		
	0.25 о.е.	0.5 о.е.	0.75 о.е.	1 Гц	5 Гц	10 Гц
0.1	<1.0E-4	<1.0E-4	<1.0E-4	0.0001	0.0003	0.007
0.5	<1.0E-4	0.0001	0.0004	0.0003	0.0016	0.0034
1.0	0.0002	0.0006	0.0019	0.0006	0.0032	0.0070
5.0	0.0053	0.0158	0.0459	0.0031	0.0168	0.0412
10.0	0.0204	0.0587	0.1571	0.0060	0.0323	0.0768

Как видно из таблицы, значения относительной погрешности между измеренным сигналом и сигналом на выходе фильтра, характеризующего процесс измерений, не превышают 0.2 % для разных значений частоты модуляции параметров на частотах [0.1;10] Гц при амплитуде амплитудной модуляции значением до 0.75 о.е. и девиации частоты при частотной модуляции значением до 10 Гц.

Кроме мгновенных значений амплитуды и частоты, полученных фильтрами (44) и (45), выполнена оценка получаемых при измерении и на выходе этих фильтров интегральных параметров. Для этого были определены значения амплитуды модуляции напряжения прямой последовательности (параметр A_{mod}^{AMP} в выражении (40)) и девиации частоты (параметр A_{mod}^{FREQ} в выражении (41)), значения запаздывания по отношению к заданным по уравнениям модуляций сигналам (выражения (40) и (41)). Величины модуля относительной погрешности для этих параметров для сигналов на выходе измерительного органа и сигналов на выходе фильтров приведены в таблице 3.

Как видно из таблицы 3, при использовании выражений (44) и (45) для учета динамических свойств измерительных органов погрешность амплитудно-фазовых искажений не превышает 0.3 %.

Таблица 3 – Относительная погрешность по модулю измерения амплитуды и фазы сигнала с учетом действия фильтра

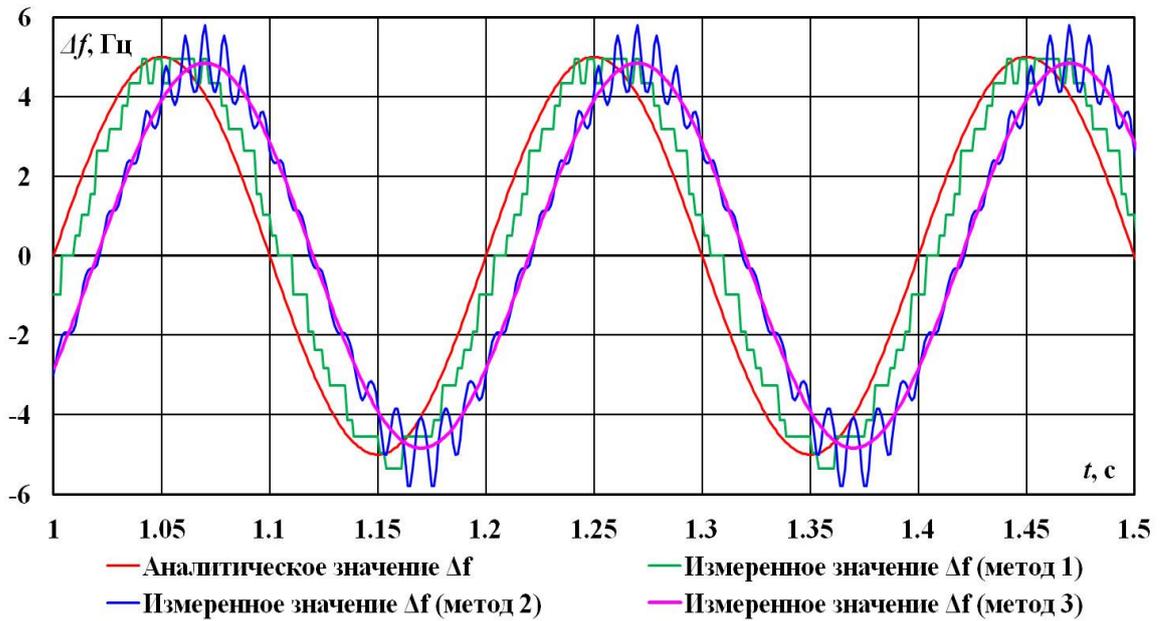
$f_{\text{мод}},$ Гц	$ \varepsilon_{\text{max}} $ при амплитудной модуляции при разных значениях амплитуды, %						$ \varepsilon_{\text{max}} $ при частотной модуляции при разных значениях девиации частоты, %					
	0.25 о.е.		0.5 о.е.		0.75 о.е.		1 Гц		5 Гц		10 Гц	
	ε_A	ε_φ	ε_A	ε_φ	ε_A	ε_φ	ε_A	ε_φ	ε_A	ε_φ	ε_A	ε_φ
0.1	<1E-4	4E-4	<1E-4	4E-4	<1E-4	4E-4	<1E-4	0.25	<1E-4	0.25	<1E-4	0.25
0.5	1E-4	4E-4	1E-4	4E-4	1E-4	4E-4	3E-4	0.25	3E-4	0.25	2E-4	0.25
1.0	6E-4	4E-4	6E-4	4E-4	6E-4	4E-4	0.001	0.25	0.001	0.25	9E-4	0.25
5.0	0.016	4E-4	0.016	4E-4	0.016	4E-4	0.032	0.25	0.030	0.25	0.021	0.25
10.0	0.067	4E-4	0.067	4E-4	0.067	4E-4	0.134	0.25	0.121	0.25	0.083	0.25

Согласно таблицам 2 и 3, использование выражений (44) и (45) для учета динамических свойств измерительных органов в диапазоне от 0.1 до 10 Гц вносит погрешность, относительное значение которой не превышает 0.3 %.

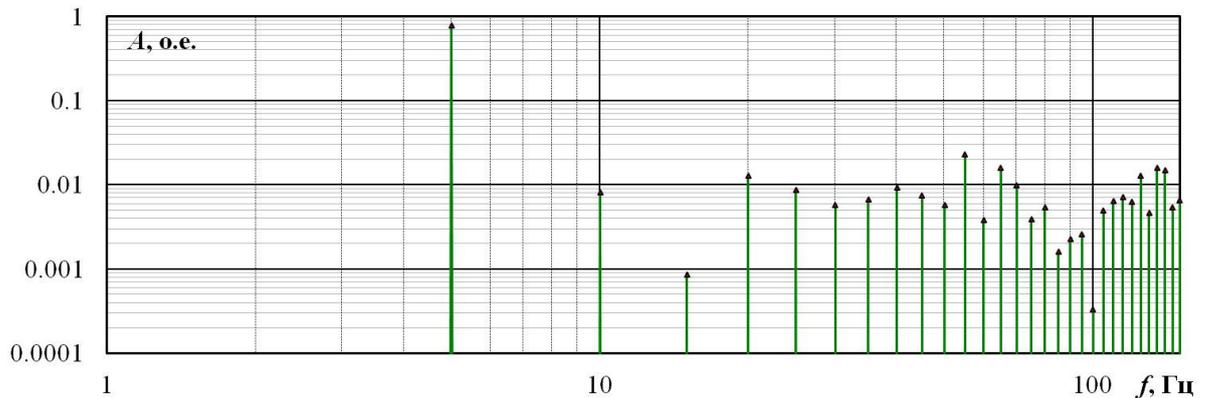
Одним из источников описываемых погрешностей при применении выражения (44) является статическая ошибка (ошибка при передаче постоянного сигнала), связанная с работой интегратора передаточной функции (44). Поэтому выражение (44) рекомендовано к применению только для анализа динамических свойств измерительных органов устройств. Для синтеза математических моделей, учитывающих динамические свойства измерительных органов, в том числе для постоянных сигналов, в публикации автора [23] рекомендуется использовать одно из выражений, аппроксимирующих передаточную функцию (44).

Кроме амплитудно-фазовых искажений, вносимых измерительными органами в процессе измерения параметров режима, немаловажным с точки зрения анализа работы устройств является спектр выходных сигналов их измерительных органов. В разделе 1.2.2 обозначены возможные к применению для получения частотных характеристик устройств способы измерения частоты напряжения прямой последовательности (методика получения частотных характеристик будет описана в разделе 2). Были предложены методы: измерение частоты напряжения по переходам через «0» фазных напряжений, измерение частоты по коэффициентам Фурье для одной фазы, измерение частоты по коэффициентам Фурье для трех фаз. Пример осциллограммы выходных сигналов

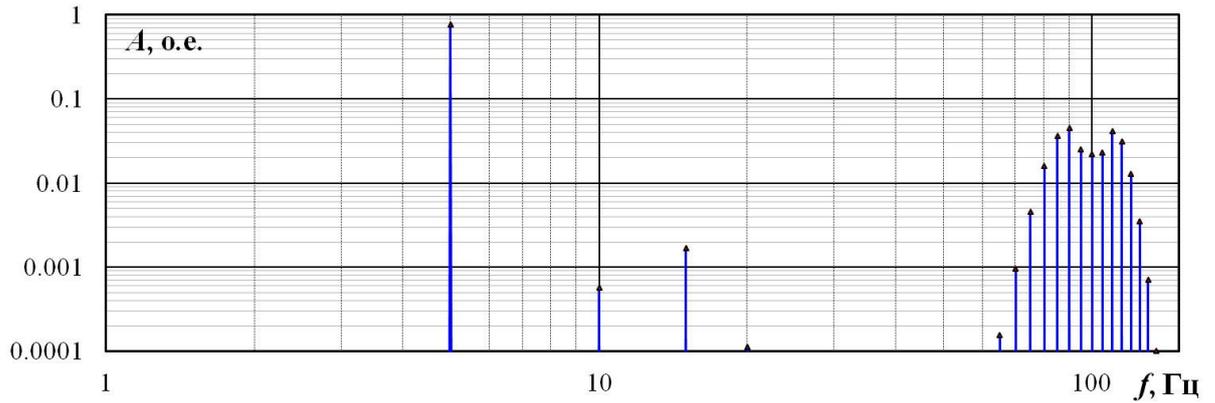
при частотной модуляции фазных напряжений (41) для каждого метода приведен на рисунке 17, а. На рисунках 17, б, в, г приведены дискретные спектры выходных сигналов для каждого метода.



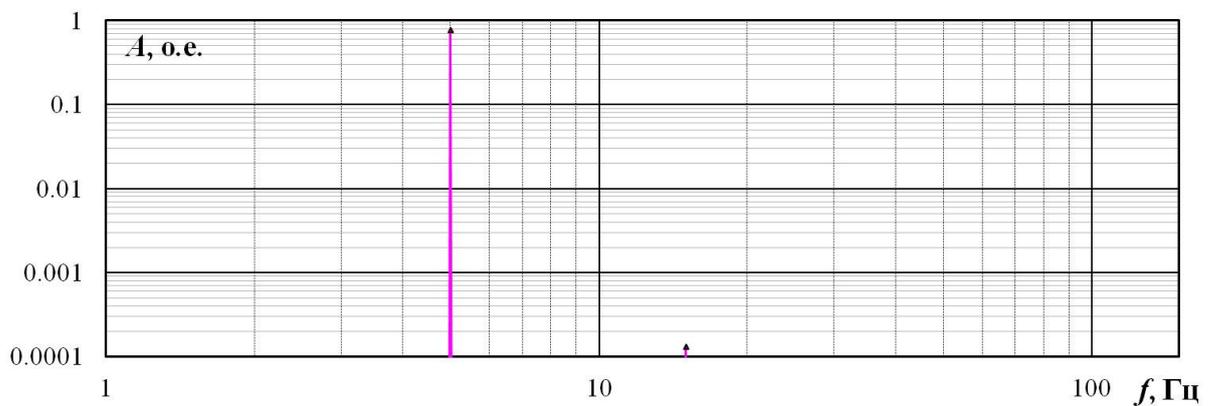
а) отклонения частоты сигнала напряжения



б) дискретный спектр измеренного методом 1 сигнала



в) дискретный спектр измеренного методом 2 сигнала



г) дискретный спектр измеренного методом 3 сигнала

Рисунок 17 – Отклонения частоты напряжения от номинального значения ($f_0=50$ Гц) модулированного по частоте сигнала при частотной модуляции с частотой модуляции $F_{mod}^{FREQ} = 5$ Гц, девиацией частоты $A_{mod}^{FREQ} = 5$ Гц и спектры этих сигналов

(Метод 1 – расчет по переходам через «0»; Метод 2 – расчет по коэффициентам Фурье для однофазного сигнала, Метод 3 – расчет по коэффициентам Фурье для трехфазного сигнала)

Как видно из рисунков 17, б и 17, в недостатком способов измерения частоты напряжения по переходам через «0» и по коэффициентам Фурье для одной фазы является сложный спектральный состав выходного сигнала. При измерении частоты по коэффициентам Фурье для одной фазы уровень искажений на частотах 20 Гц меньше, чем у метода 1. Однако уровень составляющих сигнала на частотах близких к удвоенному значению основной несущей частоты выше. Кроме того, фазовое запаздывание выходного сигнала имеет большее по сравнению с методом 1 значение.

Сигнал, полученный способом измерения частоты по коэффициентам Фурье для трех фаз по выражению (22), фактически имеет только одну (основную) составляющую (рисунок 17, г) амплитудой более 0.0002 о.е. Это позволяет использовать этот способ измерения частоты напряжения для анализа частотных характеристик по методике, которая будет описана в разделе 2.

Помимо методических погрешностей, связанных с аналитическим описанием методов измерения описанных выше, нередко возникают погрешности, связанные с конкретными реализациями в устройствах измерительных методов. Так при выполнении приведенных в настоящем разделе исследований измерительных органов и их динамических свойств было замечено, что замена интегральных выражений (17) и (18) дискретными может приводить к появлению в вычисленном значении амплитуды сигнала фазного напряжения колебаний, которые становятся заметными при значительном отклонении частоты сигнала от номинального значения.

В разделе 1.4 отмечено, что замена интегрирования в выражениях (17) и (18) КИХ-фильтрами может быть учтена с использованием выражений (31), (32), (33). Для выполнения оценки вычислений, произведенных с использованием этих выражений, на вход измерительных алгоритмов были поданы сигналы фазного напряжения частотой 60 Гц. На рисунке 18 приведены относительные погрешности измерения амплитуды фазного напряжения без коррекции (кривая I), с коррекцией (кривая II) и с коррекцией по выражениям (31), (32), (33) (кривая III).

Как видно из рисунка, коррекция по выражениям в дискретном виде позволяет исключить колебания результатов измерений (амплитудой 0.28% на частоте 60 Гц; значения погрешности на других частотах приведены в таблице 4), вызванных заменой интегрирования в выражениях (17) и (18) КИХ-фильтрами.

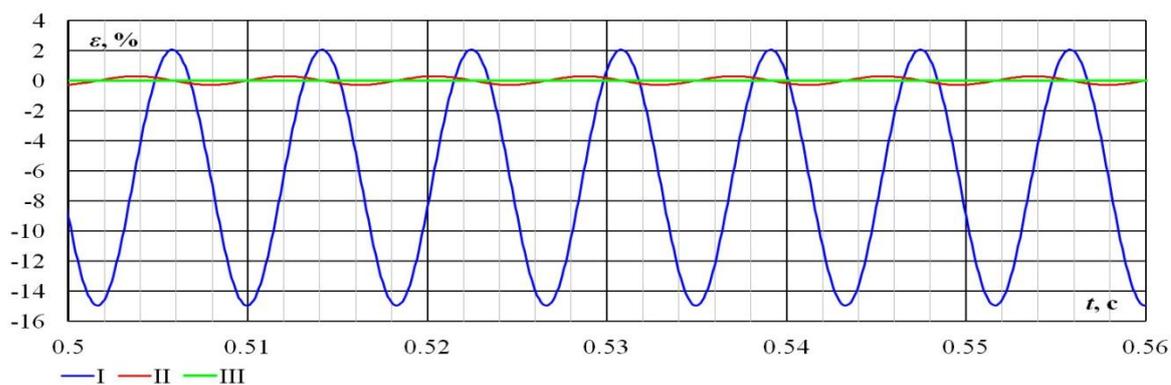


Рисунок 18 – Относительная погрешность измерения амплитуды сигнала частотой 60 Гц при измерениях с фиксированным окном ДФТ (50 Гц): I – метод без коррекции, II – метод с коррекцией без учета КИХ-фильтров; III – метод с коррекцией и учетом КИХ-фильтров

Таблица 4 – Максимальная по модулю относительная погрешность измерения амплитуды напряжения

Частота входного сигнала, Гц	Без коррекции, %	Коррекция без учета КИХ-фильтра, %	Коррекция с учетом КИХ фильтра, %
40	16.85	0.35	<1.0E-12
42	12.49	0.28	<1.0E-12
44	8.59	0.2	<1.0E-12
46	5.17	0.13	<1.0E-12
48	2.30	0.06	<1.0E-12
50	0.00	< 1.0E-12	<1.0E-12
52	2.22	0.06	<1.0E-12
54	4.86	0.12	<1.0E-12
56	7.88	0.18	<1.0E-12
58	11.26	0.23	<1.0E-12
60	14.96	0.29	<1.0E-12

1.5 Выводы

1. Исследованы динамические свойства измерительных органов напряжения и частоты современных средств режимного и противоаварийного управления. Установлено, что применение существующих инерционных способов и методов измерения, основанных на интегральном преобразовании Фурье, сопряжено с амплитудно-фазовыми искажениями контролируемых в регуляторах параметров.

Запаздывание в измерительных органах напряжения и частоты составляет не более 20 мс и 40 мс, соответственно. По истечении этих интервалов времени погрешность измерений амплитуды и частоты напряжения составляет не более 0.1 %.

2. Предложен и в результате выполненных исследований обоснован метод расчета частоты напряжения прямой последовательности на основе интегральных преобразований сигналов фазных напряжений. Выявлена нечувствительность синтезированного измерительного органа частоты к осциллирующим сигналам с частотой колебаний более 75 Гц.

В результате исследований динамических свойств измерительных органов амплитуды и частоты напряжения, синтезированных с использованием традиционного математического описания, установлены существенные искажения контролируемых в регуляторах параметров при амплитудно-частотной модуляции входных фазных напряжений. В этих нестационарных квазиустановившихся режимах (в частных условиях асинхронного хода генератора), относительная по модулю погрешность измерения мгновенной частоты напряжения достигает более 10 % при нечувствительности измерительного органа в течение 40 мс.

3. Предложена и в результате выполненных исследований обоснована методика частотной коррекции динамических характеристик измерительных органов, учитывающая амплитудную или фазовую модуляцию входных фазных напряжений.

Использование частотной коррекции позволяет достичь приемлемых значений относительной погрешности измерения амплитуды сигналов,

максимальное по модулю значение которой не превышает 0.4 %. Введение дополнительного фильтра, учитывающего дискретное интегральное преобразование сигналов, позволяет синтезировать прецизионные измерительные органы напряжения с классом точности выше 0.01 %.

2 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ КАНАЛОВ АВТОМАТИЧЕСКИХ РЕГУЛЯТОРОВ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Синтез адекватных цифровых моделей реального времени – сложная научно-практическая задача. При исследовании задач обеспечения устойчивости электромеханических переходных процессов, выбора параметров настройки устройств автоматического регулирования возбуждения, в том числе в соответствии с требованиями Стандарта [10], необходимы качественные математические модели силового оборудования и его систем управления и регулирования [16].

Как правило, создание цифровых моделей устройств управления возбуждением синхронных генераторов производится с использованием технических описаний, предоставляемых производителями оборудования. Однако, как справедливо отмечается в одной из авторских публикаций [25], техническая документация содержит неполную и нередко недостоверную информацию. Довольно часто в руководствах по эксплуатации содержатся неточности и существенные пренебрежения, упрощающие математическое описание процессов измерения и первичной цифровой обработки сигналов. Наличие такого рода допущений в общей математической модели может приводить к искажению результатов и, как следствие, к ошибочным оценкам границ области устойчивости энергосистем и предельных значений коэффициентов усиления каналов АРВ. Одним из вариантов решения указанных проблем является физическое, экспериментальное определение динамических свойств регуляторов возбуждения при проведении их сертификации.

Оценка достоверности цифровых моделей при этом осуществляется при верификации математического описания каналов автоматических регуляторов возбуждения (АРВ). Для решения этой задачи выполняется процедура экспериментального снятия частотных характеристик с помощью методики, описанной в работе [26]. Основная суть этой методики согласно [26] заключается

ПАК *Real Time Digital Simulator (RTDS)* выполняет моделирование энергосистемы, содержащей синхронный генератор, его возбудитель (трехфазный тиристорный преобразователь), линию электропередачи, шины неизменного напряжения (ШНН).

Исследуемый АРВ подключается посредством интерфейсных блоков *RTDS* (*GTAI, GTAO, GTDI* – интерфейсные блоки *RTDS* для ввода аналоговых сигналов, вывода аналоговых сигналов, ввода цифровых сигналов) и усилителей тока и напряжения к математической модели, образуя замкнутый контур регулирования.

Частотные характеристики снимаются отдельно для пропорционально-интегрального канала регулирования по отклонению напряжения статора. После этого выполняются эксперименты по определению частотных характеристик остальных каналов регулирования, каждый из каналов при этом работает параллельно с каналом по отклонению напряжения, который в большинстве современных АРВ невозможно вывести из работы.

Получение частотных характеристик в модели энергосистемы осуществляется путем ввода вынужденных колебаний параметров режима работы синхронного генератора и измерения выходного сигнала от АРВ. Для ввода вынужденных колебаний в модели реализовано отдельное (независимое) управление амплитудой напряжения ШНН либо частотой напряжения во всей модели энергосистемы.

Вынужденные колебания вводятся при помощи ЦАП платы *L-791*, установленной на персональный компьютер, путем воздействия на амплитуду ШНН или частоту энергосистемы (для получения сигналов, аналогичных приведенным на рисунках 11), режимные параметры и выходной сигнал АРВ измеряется при помощи АЦП платы *L-791*. Расчет частотной характеристики АРВ выполняется в программе *FreqChar* (разработчик программы – Штефка Й., апробация и отладка – Зеленин А.С., Кушнир А.Н.), созданной для задания параметров экспериментов и автоматизированной обработки их результатов. Таким образом при анализе входных по отношению к АРВ сигналов, его выходного сигнала можно определить ЭЧХ его каналов.

Описанный выше способ позволяет экспериментально определить частотные свойства отдельных каналов управления возбуждением, без структурного изменения схемы управления возбуждением синхронного генератора и отключения в АРВ дополнительных функций защиты и контроля работы системы возбуждения (например, функции проверки наличия напряжения статора СГ в режиме начального возбуждения СГ и т.д.).

2.1 Экспериментальное определение частотной характеристики одного канала регулятора возбуждения

Перед проведением эксперимента в АРВ отключаются все каналы путем задания нулевых значений коэффициентов усиления, кроме исследуемого канала – пропорционально-интегрального канала по напряжению.

Необходимо отметить, что в структурных схемах регуляторов применяются не только пропорционально-интегральные принципы управления возбуждением. Для демпфирования электромеханических колебаний широко используются также пропорционально-дифференциальные звенья с контролем скорости изменения (производных) напряжения, частоты и тока ротора. В некоторых системах возбуждения зарубежного производства для стабилизации дополнительно контролируется отклонение электрической мощности, вычисляемая на основе частоты напряжения и активной и реактивной составляющих тока статора скорость вращения ротора.

Таким образом, в современных микропроцессорных регуляторах управление возбуждением синхронных машин осуществляется на основе контроля следующих основных параметров их режима работы:

1. частота напряжения прямой последовательности f_{UI} ;
2. напряжение возбуждения U_f (среднее значение на заданном интервале времени);
3. ток возбуждения I_f (среднее значение на заданном интервале времени);

4. напряжение прямой последовательности U_1 ;
5. ток прямой последовательности I_1 ;
6. активная мощность синхронного генератора P ;
7. реактивная мощность синхронного генератора Q .

Последовательно для каждого значения частоты ЭЧХ ($f_{\text{ЭЧХ}}$) в модель вносится гармоническое возмущающее воздействие, выполняется измерение входных по отношению к АРВ сигналов и их интегральных величин, а также измеряется напряжение возбуждения синхронного генератора. Набор экспериментальных данных при одинаковых параметрах настройки АРВ, зарегистрированных для разных значений частот далее по тексту понимается и обозначается как «серия экспериментов».

Для интегральных значений входных параметров и интегральных (усредненных) значений напряжения возбуждения выполняется расчет амплитуды A и фазы φ колебания с использованием выражений преобразования Фурье в каждом эксперименте на заданной в этом эксперименте частоте. После расчета полученные значения амплитуды и фазы колебания корректируются с учетом известных характеристик запаздывания измерительных органов. Корректировка производится с учетом динамических свойств измерительных органов, реализованных в программе *FreqChar*. Рекомендации по учету динамических свойств измерительных органов были приведены в разделах 1.2 и 1.4.

Результатом численных экспериментов для одного канала является множество параметров в виде таблицы 5, где каждому значению частоты соответствует значение амплитуды и фазы колебаний входного сигнала (напряжения прямой последовательности U_1) и выходного сигнала (напряжения возбуждения U_f).

Таблица 5 – Множество расчетных параметров, полученное при анализе результатов эксперимента

$f_{ЭЧХ}$, Гц	Напряжение прямой последовательности статора		Напряжение возбуждения	
	Амплитуда ΔU_{1m} , е.н.с.	Фаза $\Delta \varphi_{U1}$, рад.	Амплитуда ΔU_f , е.в.н.	Фаза $\Delta \varphi_{Uf}$, рад.
0.1				
...				
10				

Примечание: е.в.н. – единицы возбуждения номинальные, е.н.с – единицы напряжения статора.

Поскольку все каналы регулирования кроме одного выведены, на выход регулятора оказывает влияние только один исследуемый канал – пропорционально-интегральный канал по напряжению.

Искомые экспериментальные АЧХ и ФЧХ исследуемого канала АРВ определяется отношением A_{U_f}/A_{U_1} , и разностью $\varphi_{U_f} - \varphi_{U_1}$.

Обобщенная структурная схема эксперимента приведена на рисунке 20. Рассчитанная на основе описанного способа ЭЧХ будет содержать передаточную функцию схемы формирования импульсов зажигания. Как известно, симметричный полнофазный режим блока формирования импульсов для трехфазного тиристорного преобразователя можно описать выражением (13) с постоянной времени $20/6$ мс (20 мс – период частоты напряжения электропитания тиристорного преобразования, 6 – число тиристоров; $20/6$ мс – фактическое время задержки между изменением выхода регулятора и изменением напряжения возбуждения).

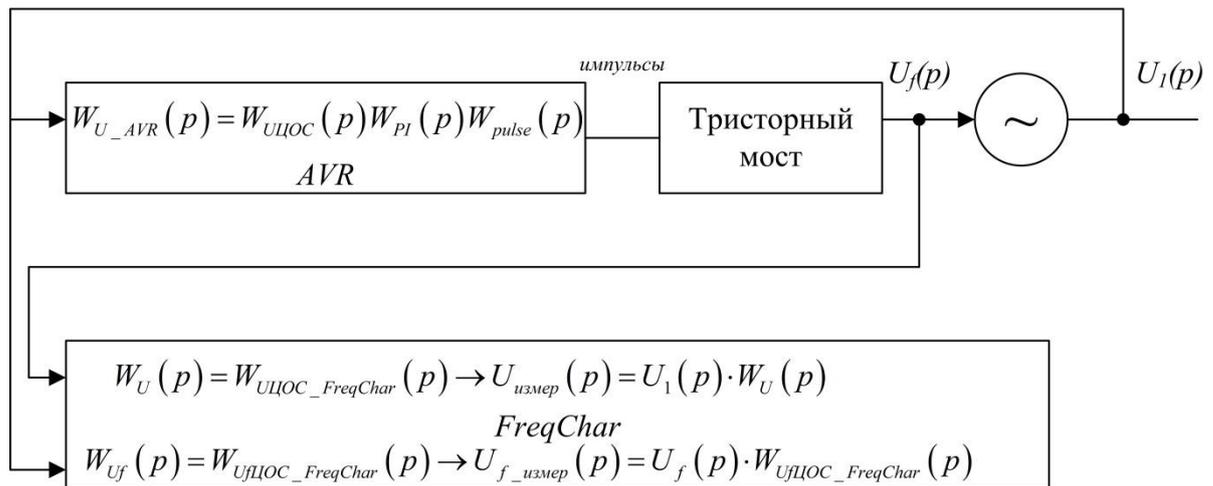


Рисунок 20 – Обобщенная структурная схема экспериментального определения частотных характеристик

АРВ использует в качестве входного сигнала сигнал напряжения прямой последовательности U_1 (рисунок 20). В АРВ может быть реализован один из способов расчета U_1 : как инерционный, так и безынерционный. Тот или иной способ расчета сигнала будет учитываться как часть алгоритма цифровой обработки сигналов (фильтрации), которую обобщенно можно рассматривать как функцию $W_{УЦОС}(p)$.

Поскольку программа *FreqChar* реализует заданные при разработке алгоритмы измерения, динамические характеристики ее измерительных органов должны быть учтены при заполнении таблицы 5. На рисунке 20 измерительные органы для U_1 и U_f , обозначены передаточными функциями $W_{УЦОС_FREQCHAR}(p)$ и $W_{UfЦОС_FREQCHAR}(p)$ соответственно. При обработке результатов расчета амплитуды и фазы колебания (преобразование Фурье) параметров $U_{измер}$ и $U_{f_измер}$ передаточные функции, обратные к функциям $W_{УЦОС_FREQCHAR}(p)$ и $W_{UfЦОС_FREQCHAR}(p)$, используются для восстановления амплитуды и фазы колебания исходных сигналов U_1 и U_f .

Тогда в результате расчетов экспериментальные частотные характеристики будут описывать частотные характеристики выражения $W_{U_AVR}(p)$. Выражение $W_{U_AVR}(p)$ является произведением следующих составляющих:

1. передаточной характеристики измерительного органа и цифровой обработки сигналов $W_{УЦОС}(p)$;

2. реализованного в программе регулятора закона управления W_{PI}
3. передаточной функции, учитывающей работу блока формирования импульсов $W_{pulse}(p)$ и тиристорной системы возбуждения.

Методика получения этих функций приведена в публикации автора [23]. В виду ограничений по объему диссертации здесь не приводится. Пример получения частотных характеристик одного канала будет приведен далее (раздел 2.3).

Согласно методике, практическое применение которой описано в [23], получение передаточных функций цифровых фильтров цифровой обработки сигналов (в том числе, фильтров с бесконечно-импульсной характеристикой, фильтров с конечной импульсной характеристикой), осуществляется с использованием аппроксимации Паде [28]. На результаты расчетов передаточной функции фильтра накладывається ограничение по точности соответствия заданной частотной характеристике и значениям задаваемых параметров (постоянных времени).

2.2 Экспериментальное определение частотных характеристик нескольких каналов регулятора возбуждения

Как было отмечено выше, в ряде АРВ полностью отключить пропорционально-интегральный канал регулирования по напряжению статора невозможно без внесения программных изменений. Тем не менее, для нескольких одновременно работающих каналов АРВ можно получить их ЭЧХ.

В частности, при параллельном подключении каналов (рисунок 21) их эквивалентная передаточная функция описывается выражением:

$$Out(p) = V1(p) K_1 W_1(p) + V2(p) K_2 W_2(p) \quad (46)$$

где $Out(p)$ – изображение в области Лапласа выходного сигнала регулятора;

K_1, K_2 – коэффициенты усиления каналов регулирования;

$V1(p), V2(p)$ – изображения в области Лапласа входных сигналов для реализованного закона управления (регулирования);

$W_1(p)$, $W_2(p)$ – суммарные передаточные функции каналов регулирования, учитывающие весь тракт прохождения входных сигналов (цифровую обработку, реализацию закона управления, выдачу сигналов управления, рисунок 20);

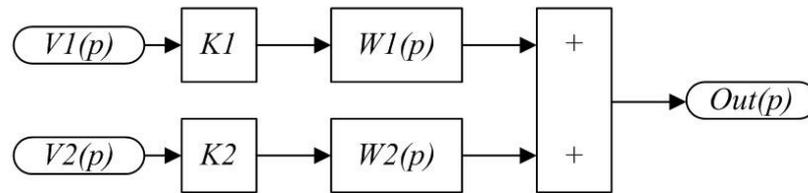


Рисунок 21 – Структурная схема закона управления при параллельном включении двух каналов регулирования

Для анализа частотных характеристик передаточных функций согласно [29] в выражения (46) необходимо осуществить подстановку $p = j\omega = j2\pi f$.

Принимая, что $U_f(p) = Out(p)$ и, например, $U_1(p) = V1(p)$ и $f_{U1}(p) = V2(p)$, для каждой i -строки (т.е. для каждого значения частоты f_i) таблицы 5 справедливо, что (для простоты запись (f_i) опущена):

$$A_{U_f} e^{j\varphi_{U_f}} = K_1 A_{W1} e^{j\Delta\varphi_{W1}} A_{U_1} e^{j\varphi_{U_1}} + K_2 A_{W2} e^{j\Delta\varphi_{W2}} A_{f_1} e^{j\varphi_{f_1}} \quad (47)$$

где K_1 , K_2 – значения коэффициентов усиления канала 1 и канала 2, соответственно;

A_{U_1} , A_{f_1} – амплитуды колебаний параметров U_1 и f_1 ;

φ_{U_1} , φ_{f_1} – абсолютные значения фазы колебаний U_1 и f_1 ;

A_{W1} , $\Delta\varphi_{W1}$ – искомые значения амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик канала 1;

A_{W2} , $\Delta\varphi_{W2}$ – искомые значения АЧХ и ФЧХ канала 2.

Пренебрегая влиянием изменения таких внешних факторов как температура, влажность и пр. для определения частотных характеристик двух (или более) каналов выполняется несколько серий экспериментов. При этом принято ограничение о том, что погрешности измерения входных сигналов при анализе экспериментальных данных не будет превышать 0.5 %. При этом для подтверждения достоверности экспериментально определенных частотных характеристик будет считаться приемлемой погрешность не более 5 %.

При выполнении двух серий экспериментов независимыми коэффициентами K_1, K_2 ($\begin{vmatrix} K_1^{\text{эксп1}} & K_2^{\text{эксп1}} \\ K_1^{\text{эксп2}} & K_2^{\text{эксп2}} \end{vmatrix} \neq 0$) можно получить систему уравнений для каждой строки таблицы со столбцами (Δf_l , Гц и $\Delta \varphi_{f_l}$, рад.) для частоты f_l , аналогичной таблице 5, имеющую единственное решение:

$$\begin{cases} A_{U_f}^{\text{эксп1}} e^{j \varphi_{U_f}^{\text{эксп1}}} = K_1^{\text{эксп1}} A_{W_1} e^{j \Delta \varphi_{W_1}} A_{U_1}^{\text{эксп1}} e^{j \varphi_{U_1}^{\text{эксп1}}} + \\ \quad + K_2^{\text{эксп1}} A_{W_2} e^{j \Delta \varphi_{W_2}} A_{f_1}^{\text{эксп1}} e^{j \varphi_{f_1}^{\text{эксп1}}} \\ A_{U_f}^{\text{эксп2}} e^{j \varphi_{U_f}^{\text{эксп2}}} = K_1^{\text{эксп2}} A_{W_1} e^{j \Delta \varphi_{W_1}} A_{U_1}^{\text{эксп2}} e^{j \varphi_{U_1}^{\text{эксп2}}} + \\ \quad + K_2^{\text{эксп2}} A_{W_2} e^{j \Delta \varphi_{W_2}} A_{f_1}^{\text{эксп2}} e^{j \varphi_{f_1}^{\text{эксп2}}} \end{cases} \quad (48)$$

На практике используются серии экспериментов со значениями коэффициентов следующего вида:

$$\begin{bmatrix} K_1^{\text{эксп1}} & 0 \\ K_1^{\text{эксп2}} & K_2^{\text{эксп2}} \end{bmatrix} \text{ – для двух каналов;} \quad (49)$$

$$\begin{bmatrix} K_1^{\text{эксп1}} & 0 & 0 \\ K_1^{\text{эксп2}} & K_2^{\text{эксп2}} & 0 \\ K_1^{\text{эксп3}} & K_2^{\text{эксп3}} & K_3^{\text{эксп3}} \end{bmatrix} \text{ – для трех каналов, и т.д.}$$

Другие схемы совместного функционирования каналов можно привести к виду, изображенному на рисунке 21, посредством линейных преобразований. Например, для схемы, приведенной на рисунке 22, необходимо осуществить перенос сумматора в конец согласно правилам, известным из теории автоматического управления.

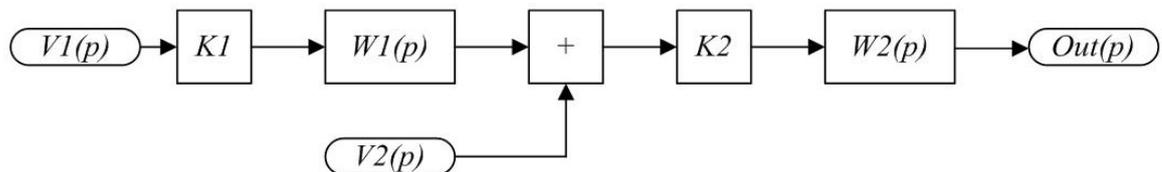


Рисунок 22 – Структурная схема АРВ при последовательном включении двух каналов регулирования

Таким образом, получение ЭЧХ для двух (или более) каналов регулирования сводится к увеличению числа серий экспериментов и решению системы уравнения вида (48).

2.3 Экспериментальные исследования частотных характеристик обобщенного цифрового регулятора

Апробация разработанной при участии автора методики экспериментального получения частотных характеристик производилась применительно к заведомо известной (заданной) цифровой структуре АРВ (рисунок 23), функционирующей в режиме реального времени составе в модели энергосистемы в ПАК *RTDS* (на схеме энергосистемы обозначена как «Мат. модель АРВ», рисунок 19).

Обобщенные модели АРВ могут использоваться при отсутствии или недостоверном характере исходных данных о установленных автоматических регуляторах возбуждения на синхронном генераторе при предварительном (оценочном) исследовании работы энергосистем. В качестве одной из таких обобщенных моделей может использоваться исследуемая в настоящем разделе модель АРВ (рисунок 23).

Реализованная модель АРВ включает в себя:

1. канал регулирования по отклонению напряжения статора СГ (U_T) относительно заданной уставки ($U_{уст}$), коэффициент усиления в канале – KOU (далее канал обозначается как «канал KOU »¹);
2. канал регулирования по первой производной напряжения статора СГ, коэффициент усиления в канале – KIU («канал KIU »);
3. канал регулирования по отклонению частоты напряжения статора СГ (Δf_T), коэффициент усиления в канале – KOF («канал KOF »);
4. канал регулирования по первой производной частоты напряжения статора СГ, коэффициент усиления в канале – KIF («канал KIF »);
5. канал регулирования по первой производной тока возбуждения (I_f) – $KIIF$ («канал $KIIF$ »);

¹ В АРВ, у которых интегратор реализуется только в канале по напряжению (не в общем канале), под обозначением «канал KOU » понимается пропорционально-интегральный канал регулирования по напряжению

6. интегратор в общем канале.

Напряжение статора генератора измеряется безынерционным способом с использованием трех мгновенных значений фазных напряжений, описываемым выражением (2). Частота дискретизации фазных напряжений составляет 1250 Гц (период $T_{U0_1} = 1/(1250\text{Гц})$; блок *discrete*). Усреднение напряжения прямой последовательности осуществляется с помощью суммирующего фильтра на интервале 20 мс (блок *sumU0_1*; $T_{U0_2} = 20$ мс).

Аналогичным образом выполняется цифровая обработка сигнала тока возбуждения в блоке *sumIF1_1* (рисунок 23) с интервалом усреднения $T_{IF1_2} = 20$ мс.

В схеме рисунка 23 частота напряжения прямой последовательности измеряется по переходам через ноль (6 раз на период, блок *f-meter*) и усредняется по 6 точкам в блоке *sumF0_1*.

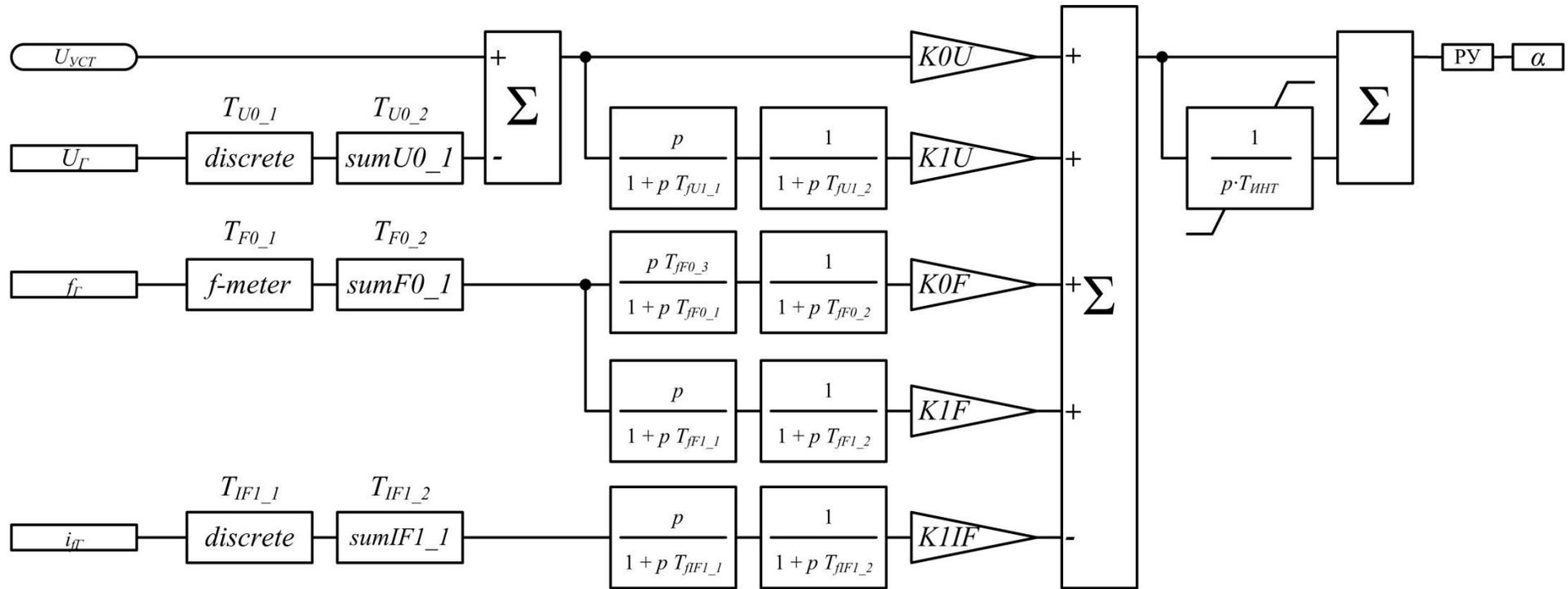


Рисунок 23 – Исследуемая модель АРВ при экспериментальном получении частотных характеристик его каналов

Примечание: α – угол управления открытием тиристоров статической системы возбуждения, PY – схема расчета угла α

Как было показано в одной из авторских работ [23], можно построить адекватную математическую модель этого АРВ при наличии следующей информации:

1. значения всех входящих в структуру регулятора коэффициентов усиления ($K_{0U}, K_{1U}, K_{0F}, K_{1F}, K_{1IF}$);
2. значения постоянных времени первичной ЦОС ($T_{U0_1}, T_{U0_2}, T_{F0_1}, T_{FU0_2}, T_{IF1_1}, T_{IF1_2}$);
3. значения постоянных времени структуры АРВ ($T_{fU1_1}, T_{fU1_2}, T_{fF0_1}, T_{fF0_3}, T_{fF0_2}, T_{fF1_1}, T_{fF1_2}, T_{fIF1_1}, T_I$);
4. способы измерения параметров электрического режима.

Оценка достоверности экспериментального получения частотных характеристик осуществлялась с помощью приведенной относительной погрешности измерения амплитуды ε_A и фазы ε_φ по выражениям:

$$\varepsilon_{r_i} = \frac{r_{\text{изм}_i} - r_{\text{ан}_i}}{r_{\text{норм}}} \quad (50)$$

где i – номер точки экспериментальной частотной характеристики;

$r_{\text{изм}_i}$ – измеренное на частоте f_i значение амплитуды или угла экспериментальных АЧХ и ФЧХ, соответственно;

$r_{\text{ан}_i}$ – определенное на частоте f_i значение амплитуды или угла для аналитически заданных АЧХ и ФЧХ, соответственно; в качестве аналитически заданных используются частотные характеристики, рассчитанные по выражениям согласно методике [23], соответствующим структурной схеме рисунка 23;

$r_{\text{норм}}$ – нормирующая величина для определения относительной приведенной погрешности экспериментального определения частотных характеристик как среднее геометрическое значение, определяемая по выражению:

$$r_{\text{норм}} = \sqrt{|r_{\text{ан}_{\text{max}}}| |r_{\text{ан}_{\text{min}}}|} \quad (51)$$

где $r_{\text{ан}_{\text{max}}}$ – максимальное значение для всех частот f_i для аналитически заданных АЧХ или ФЧХ, соответственно;

$r_{\text{тео}_{\min}}$ – минимальное значение для всех частот f_i для аналитически заданных АЧХ или ФЧХ, соответственно.

Кроме того в работе производилась обобщенная оценка достоверности полученных экспериментально частотных характеристик каналов АРВ с помощью выражения приведенной погрешности δ_i , предложенного в Стандарте [10]:

$$\delta_i = \frac{|\Delta r_i| + |r_i \Delta \varphi_i|}{r_{\max}} \quad (52)$$

где i – номер точки экспериментальной частотной характеристики;

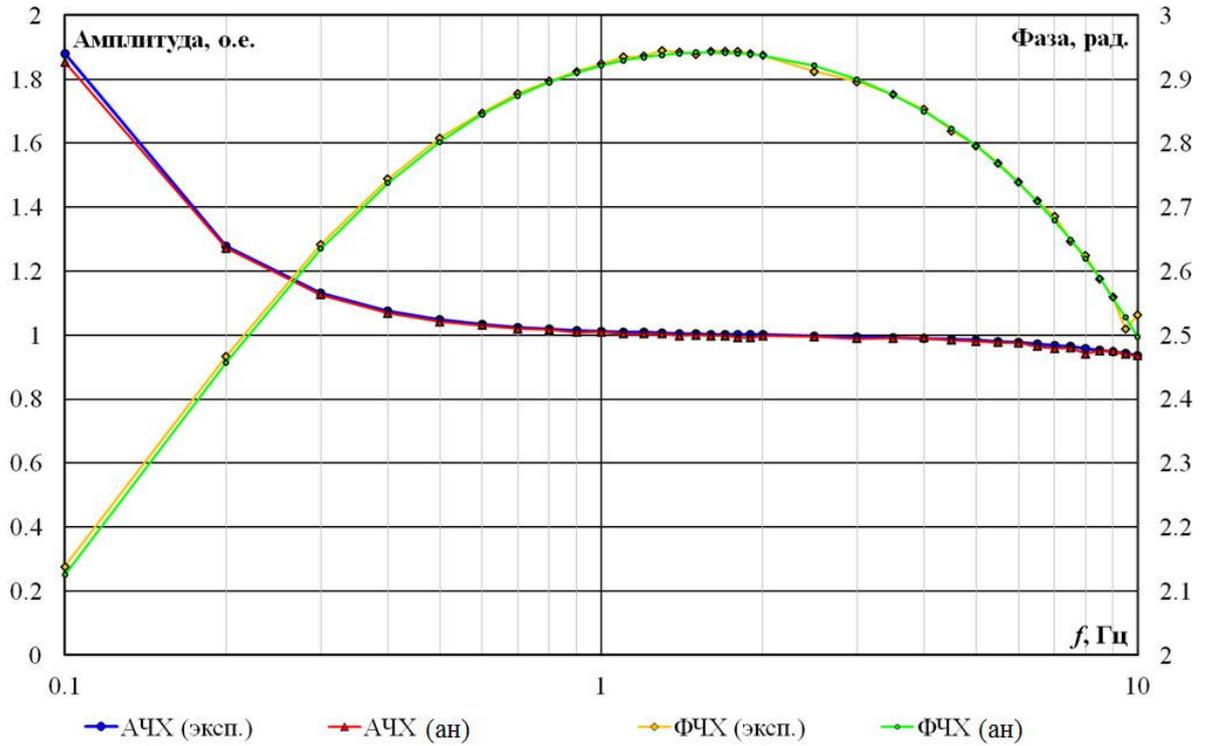
Δr_i – отклонение значения амплитуды аналитически заданных АЧХ от соответствующего значения амплитуды экспериментальной АЧХ в i -ой точке;

r_i – значение амплитуды АЧХ в каждой i -ой точке;

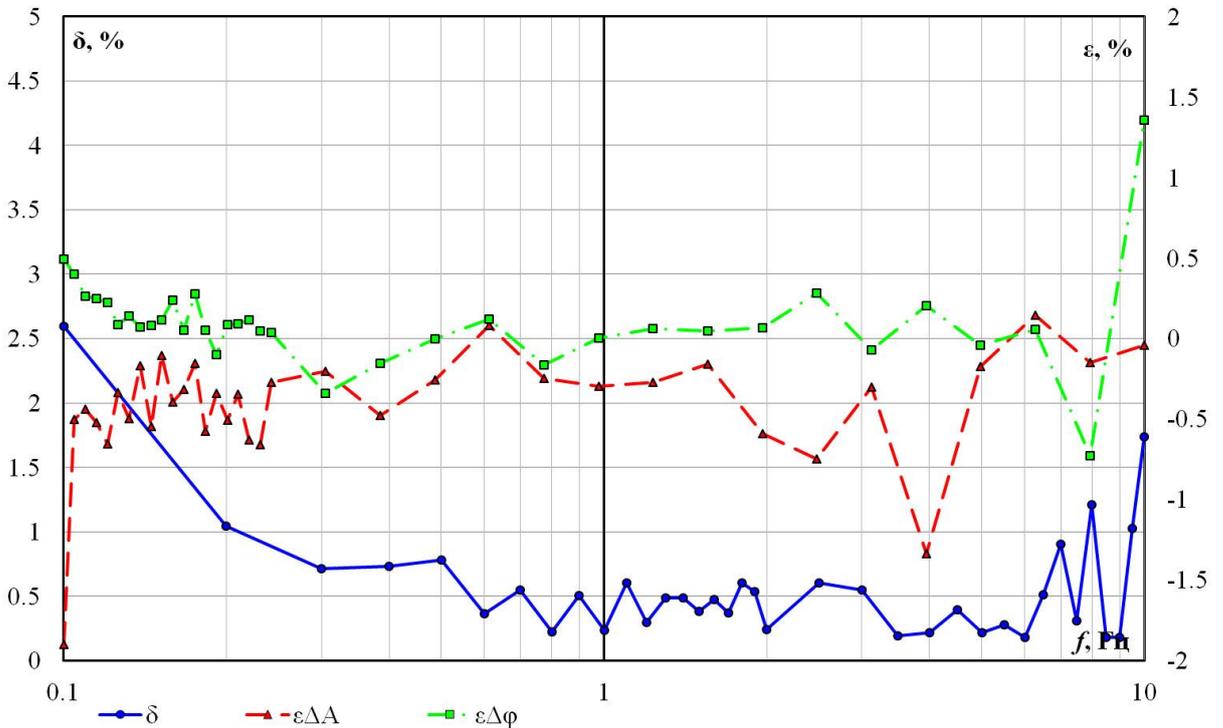
$\Delta \varphi_i$ – отклонение значения аналитически заданных ФЧХ от соответствующего значения фазы экспериментальной ФЧХ в i -ой точке (в радианах);

r_{\max} – максимальное значение амплитуды экспериментальной АЧХ.

На рисунках 24-28 приводятся частотные характеристики отдельных каналов, описывающие работу каждого канала от формирования входного сигнала (сигнала напряжения/частоты) вплоть до выхода регулятора (т.е. с учетом пропорционально-интегрального звена на выходе, схемы расчета угла α и работы тиристорного преобразователя). Соответственно на рисунках 24-28, б изображены погрешности экспериментальных частотных характеристик, найденные по выражениям (50) и (52).

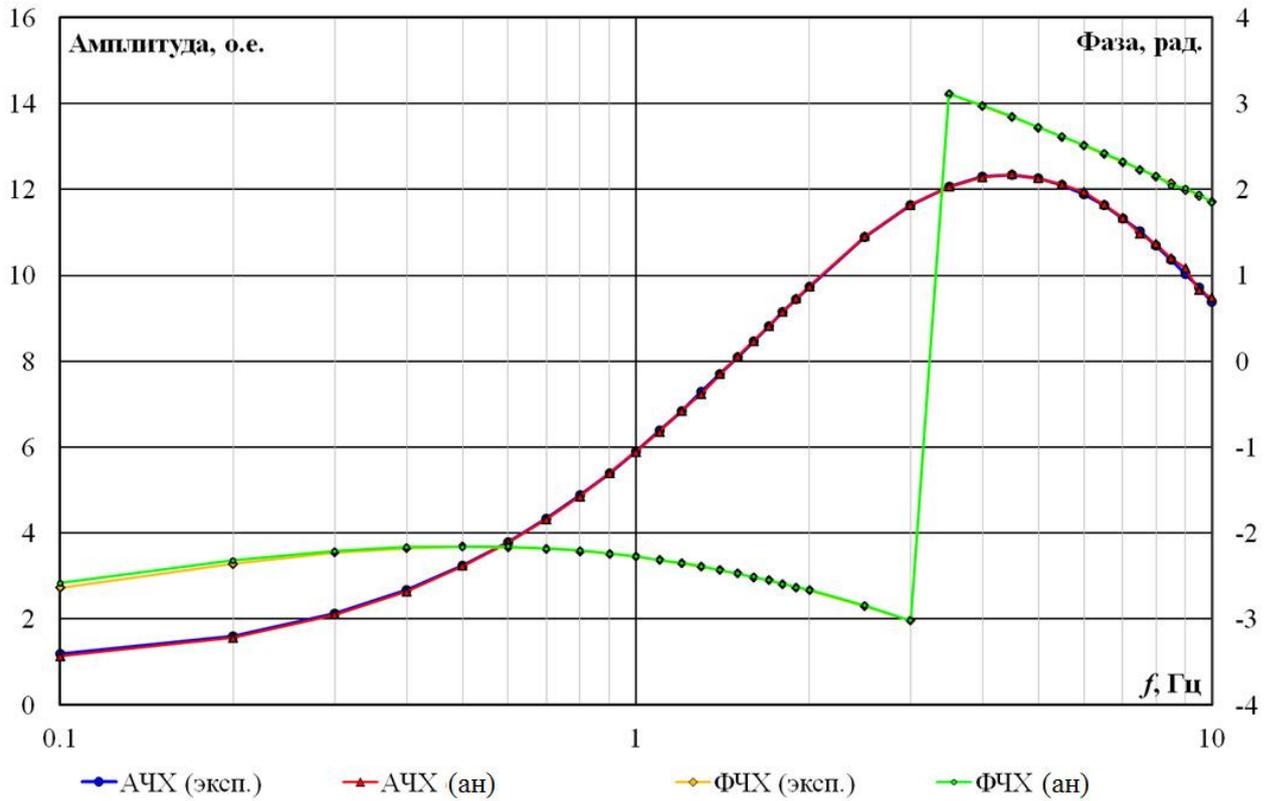


а) аналитически заданные (АЧХ – красным цветом, ФЧХ – зеленым цветом) и экспериментально определенные (синим, оранжевым) частотные характеристики

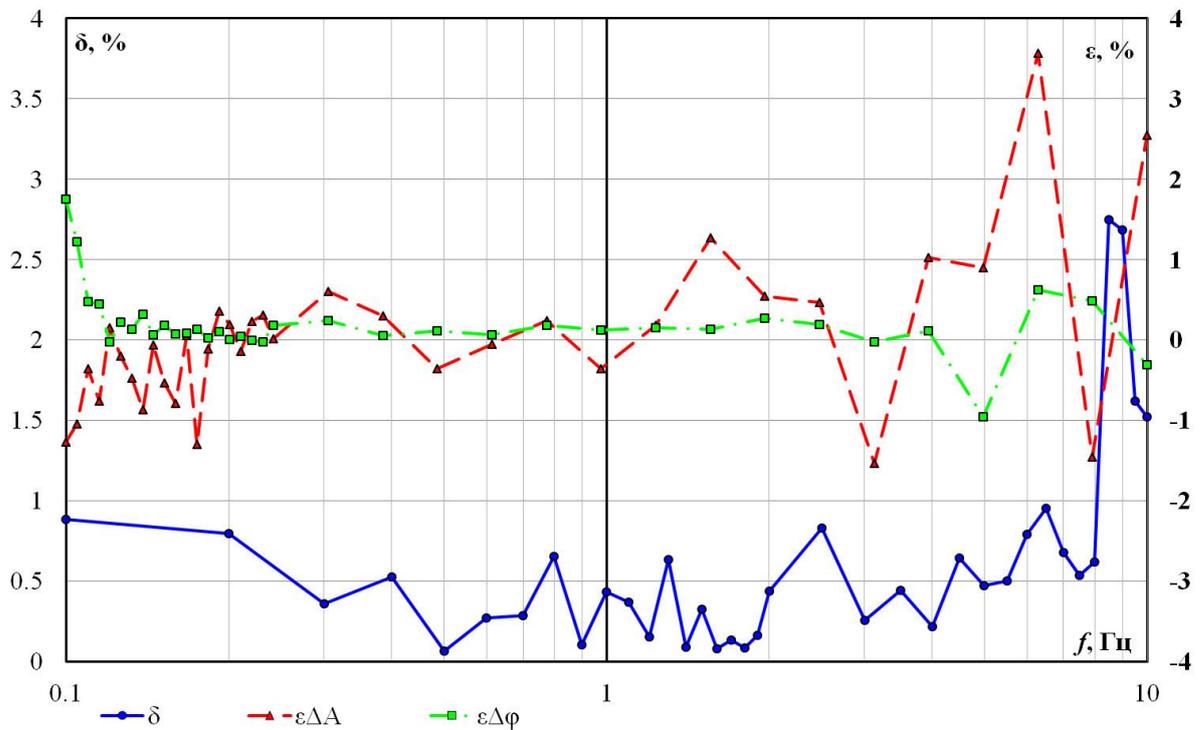


б) погрешности определения экспериментальных АЧХ и ФЧХ

Рисунок 24 – Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики (а) и погрешности их определения (б) канала регулирования по отклонению напряжения статора

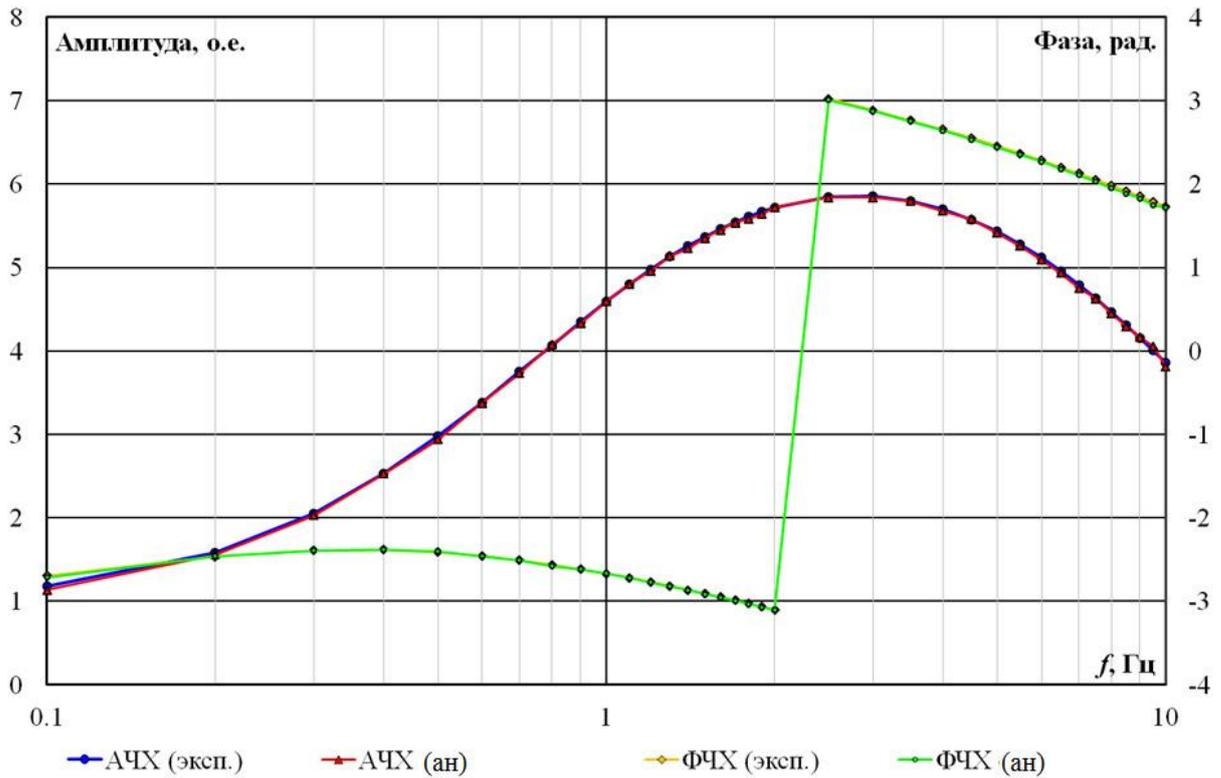


а) аналитически заданные (АЧХ – красным цветом, ФЧХ – зеленым цветом) и экспериментально определенные (синим, оранжевым) частотные характеристики

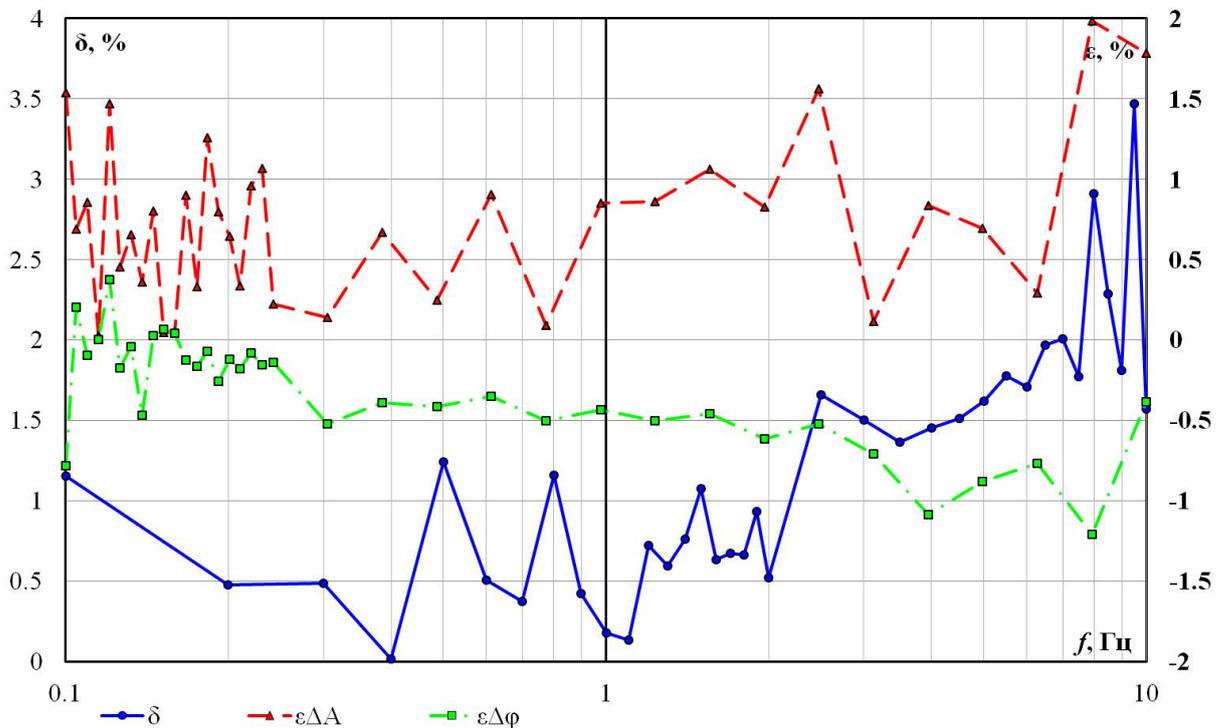


б) погрешности определения экспериментальных АЧХ и ФЧХ

Рисунок 25 – Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики (а) и погрешности их определения (б) канала по первой производной напряжения статора

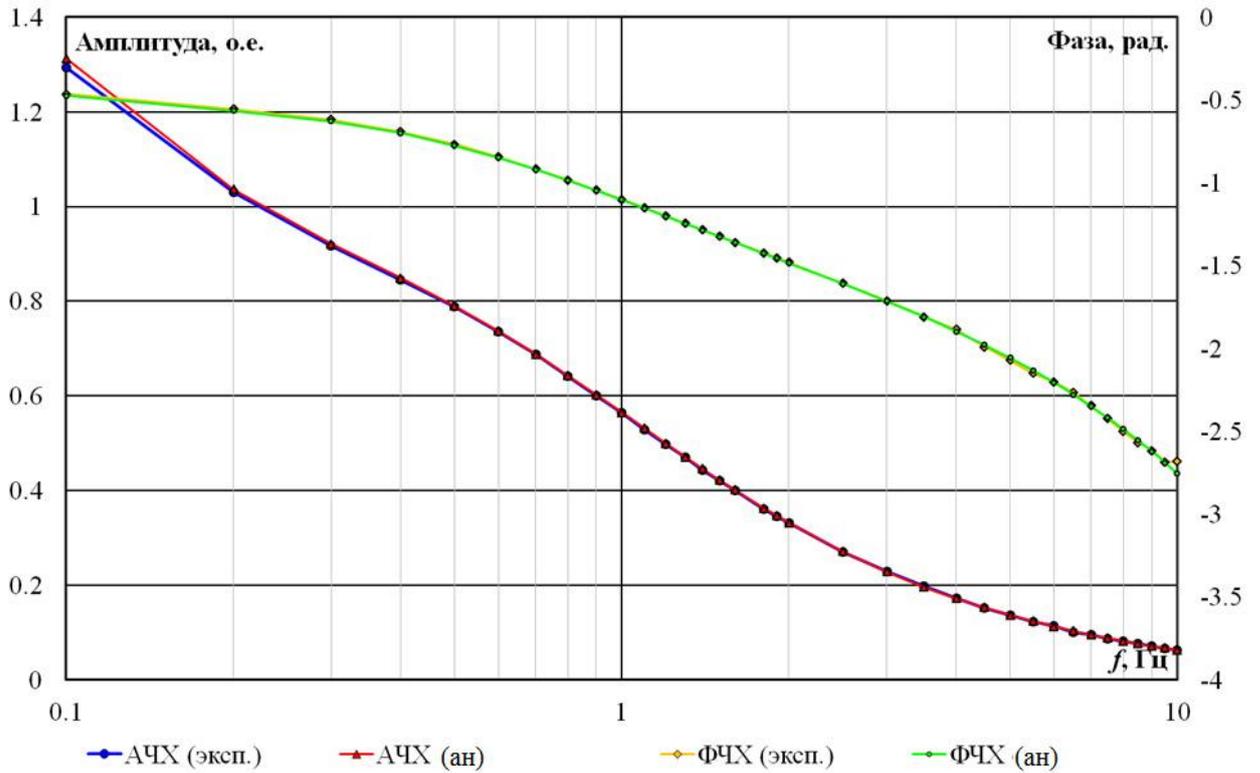


а) аналитически заданные (АЧХ – красным цветом, ФЧХ – зеленым цветом) и экспериментально определенные (синим, оранжевым) частотные характеристики

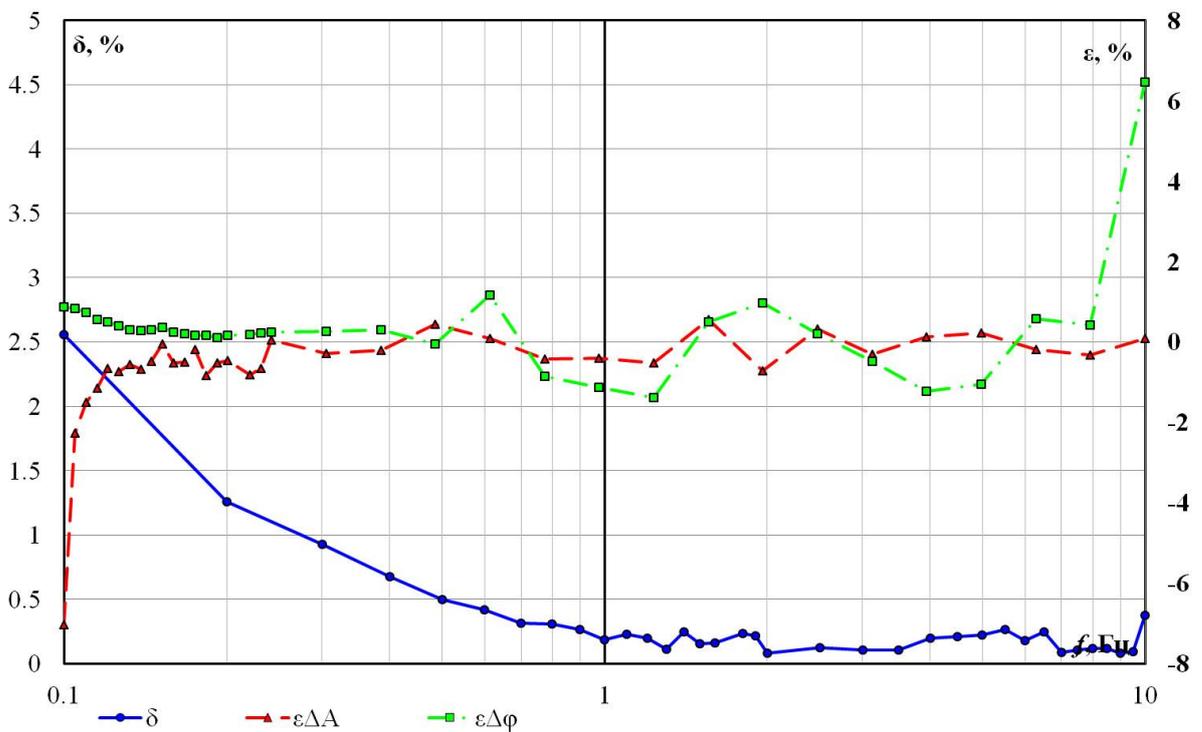


б) погрешности определения экспериментальных АЧХ и ФЧХ

Рисунок 26 – Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики (а) и погрешности их определения (б) канала регулирования по первой производной тока возбуждения

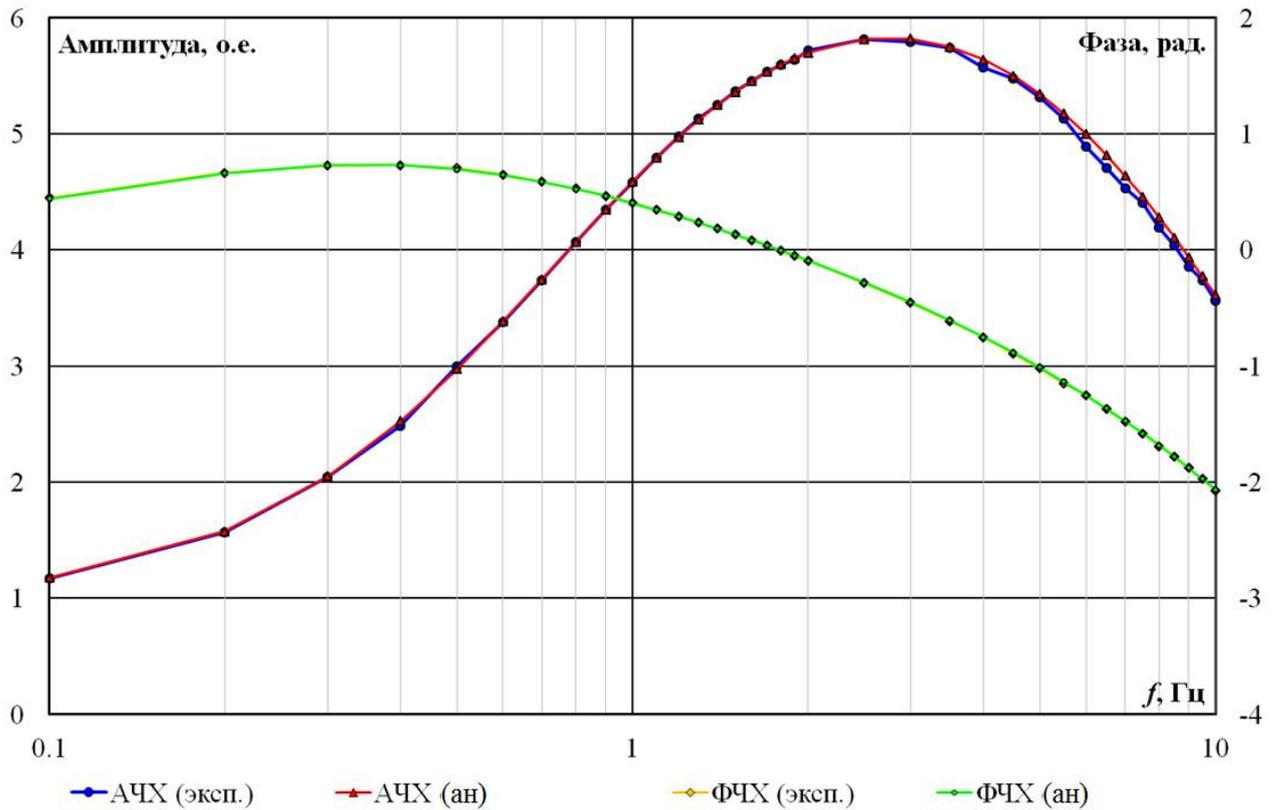


а) аналитически заданные (АЧХ – красным цветом, ФЧХ – зеленым цветом) и экспериментально определенные (синим, оранжевым) частотные характеристики

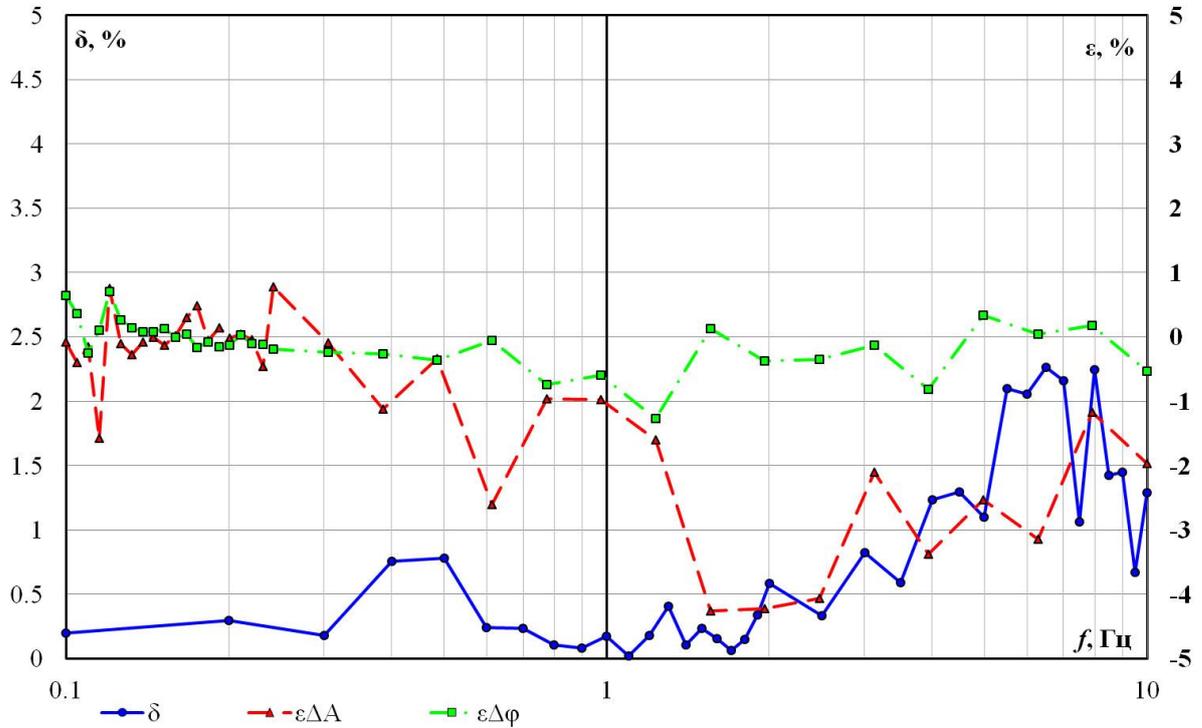


б) погрешности определения экспериментальных АЧХ и ФЧХ

Рисунок 27 – Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики (а) и погрешности их определения (б) канала регулирования по отклонению частоты напряжения статора



а) аналитически заданные (АЧХ – красным цветом, ФЧХ – зеленым цветом) и экспериментально определенные (синим, оранжевым) частотные характеристики



б) погрешности определения экспериментальных АЧХ и ФЧХ

Рисунок 28 – Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики (а) и погрешности их определения (б) канала регулирования по первой производной частоты напряжения статора

Рассчитанные погрешности определения частотных характеристик на рисунках 24-28 представлены в виде зависимостей для удобства восприятия и анализа рисунков. Такое функциональное представление (линейная аппроксимация) является допустимым, поскольку снятие частотных характеристик производится для стационарных условий модуляций вида (40) и (41).

Как было указано выше (раздел 2.2) принято, что уровень погрешности определения ЭЧХ величиной 5 % является приемлемым. Как следует из анализа рисунков 24-28, б, относительные погрешности определения экспериментальных АЧХ ε_{A_i} и ФЧХ ε_{φ_i} в диапазоне от 0.1 Гц до 10 Гц не превышают 5 % (исключение составляют 2 точки на рисунке 27, как показал дальнейший опыт апробации, подобный результат может быть исключен повторением эксперимента для исключения случайной погрешности).

Важно отметить, что погрешность определения суммарной частотной характеристики по каждому из каналов в диапазоне от 0.1 Гц до 10 Гц по критерию Стандарта [10] также не превышает 5 %, что позволяет сделать значимый с практической точки зрения вывод о достоверности экспериментально полученных характеристик и правомочности используемых критериев.

Далее рассмотрено практическое приложение разработанной методики для повышения достоверности цифровых моделей серийно производимых автоматических регуляторов возбуждения синхронных генераторов.

2.4 Экспериментальные исследования динамических свойств автоматических регуляторов возбуждения синхронных генераторов серийного производства

Для проведения исследований исходно производителем АРВ было передано математическое описание закона управления возбуждением синхронного генератора. Математическая модель этого регулятора также была синтезирована с использованием подходов, приведенных в методике построения математических моделей микропроцессорных АРВ, описанной в статье [23]. Отличительной особенностью методики является учет динамических свойств алгоритмов измерений и цифровой обработки сигналов. Апробация разработанной методики получения ЭЧХ выполнялась при проверке технического описания предоставляемого производителями для следующих устройств:

1. АРВ производства научно-производственного объединения «Элсиб»;
2. АРВ производства ЗАО «Энергокомплект»;
3. АРВ производства *Siemens* [30];
4. АРВ производства *Basler Electric*.

Выполнялось сравнение экспериментально определенных по методике частотных характеристик каналов АРВ с частотными характеристиками моделей этих каналов, переданных производителями. Анализ показал, что математические модели производителей содержали упрощения, которые приводили к увеличению погрешности модели и, как следствие, снижению частотного диапазона ее адекватности согласно критерию $\delta < 10\%$, где δ определяется по выражению (52). Диапазоны частот для каналов регулирования, на которых исходные математические модели удовлетворяли критерию, приведены в таблицах 6, 7.

На рисунках 29 и 30 приведено сравнение значений погрешности математической модели АРВ НПО «Элсиб» $\delta(\text{произв.})$ и модели, составленной по методике, описанной в [23], $\delta(\text{ЦОС})$ для каждого канала регулирования.

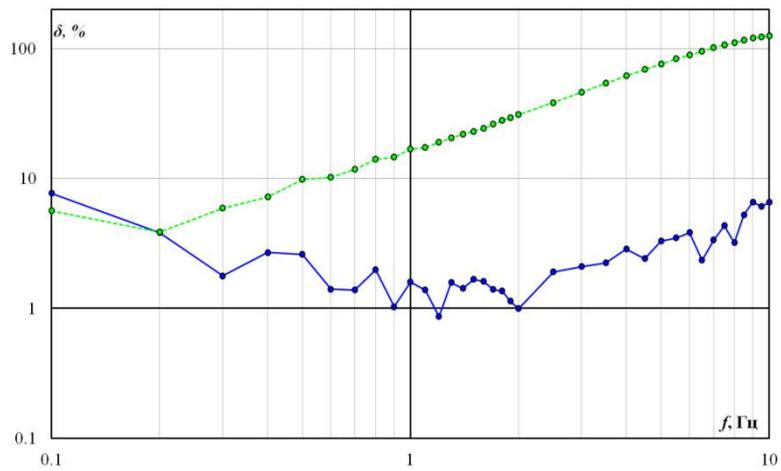
Таблица 6 – Нижняя и верхняя границы частотного диапазона¹
 экспериментальных частотных характеристик АРВ производства НПО «ЭлСиб»,
 удовлетворяющих требованию Стандарта [10]

Название канала	Нижняя граница частотного диапазона, Гц	Верхняя граница частотного диапазона, Гц
Канал по отклонению напряжения статора СГ	0.1	0.5
Канал по первой производной напряжения статора СГ	0.1	1.0
Канал по первой производной тока возбуждения СГ	0.1	1.1
Канал по отклонению частоты напряжения статора СГ	0.1	0.5
Канал по первой производной частоты напряжения статора СГ	0.1	0.8

Таблица 7 – Нижняя и верхняя границы частотного диапазона экспериментальных частотных характеристик АРВ производства *Siemens*, удовлетворяющих требованию Стандарта [10]

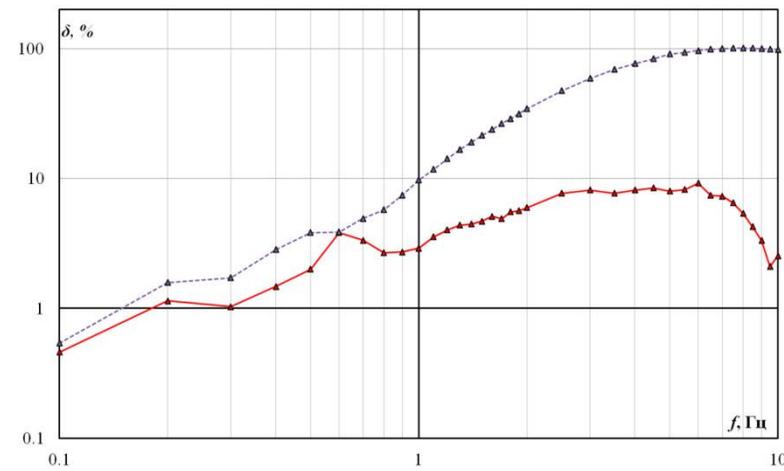
Название канала	АРВ производства <i>Siemens</i>	
	Нижняя граница частотного диапазона, Гц	Верхняя граница частотного диапазона, Гц
Канал по отклонению напряжения статора СГ	0.1	0.4
Канал системного стабилизатора по электрической мощности	0.1	1.0
Канал системного стабилизатора по частоте напряжения статора СГ (отключается алгоритмический расчет угловой скорости ротора; подменяется частотой напряжения)	0.1	1.0

¹ Диапазоны частот могут варьироваться в зависимости от заданных параметров настройки АРВ



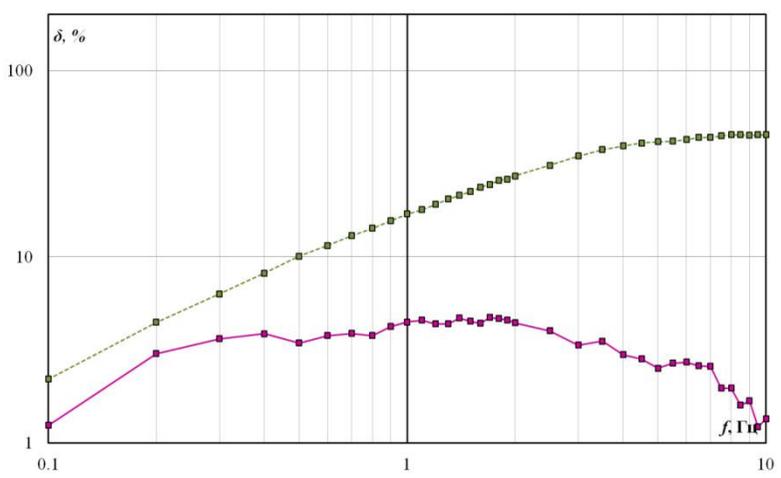
—●— δ_{KOU} (ЦОС), % - -○- δ_{KOU} (произв.) %

а) погрешности для канала KOU



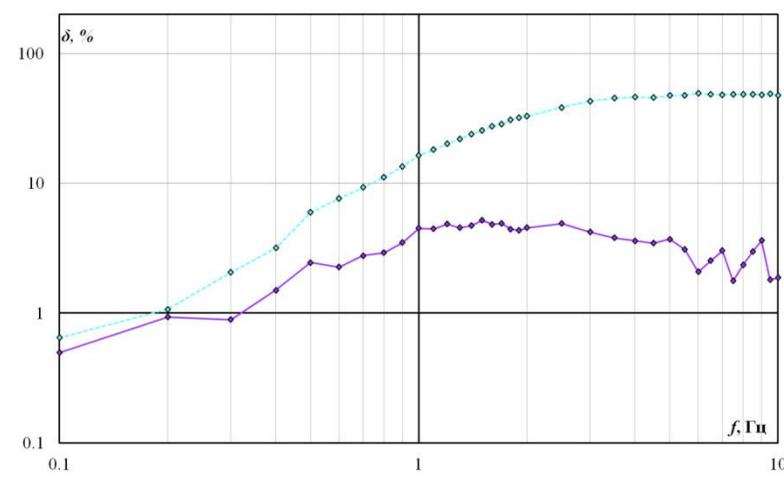
—▲— δ_{KIU} (ЦОС), % - -▲- δ_{KIU} (произв.) %

б) погрешности для канала KIU



—■— δ_{KOF} (ЦОС), % - -■- δ_{KOF} (произв.) %

в) погрешности для канала KOF



—◇— δ_{KIF} (ЦОС), % - -◇- δ_{KIF} (произв.) %

г) погрешности для канала KIF

Рисунок 29 – Погрешности частотных характеристик каналов KOU , KIU , KOF , KIF математической модели АРВ НПО «Элсиб» без учета ЦОС δ (произв.) и математической модели с ЦОС δ (ЦОС)

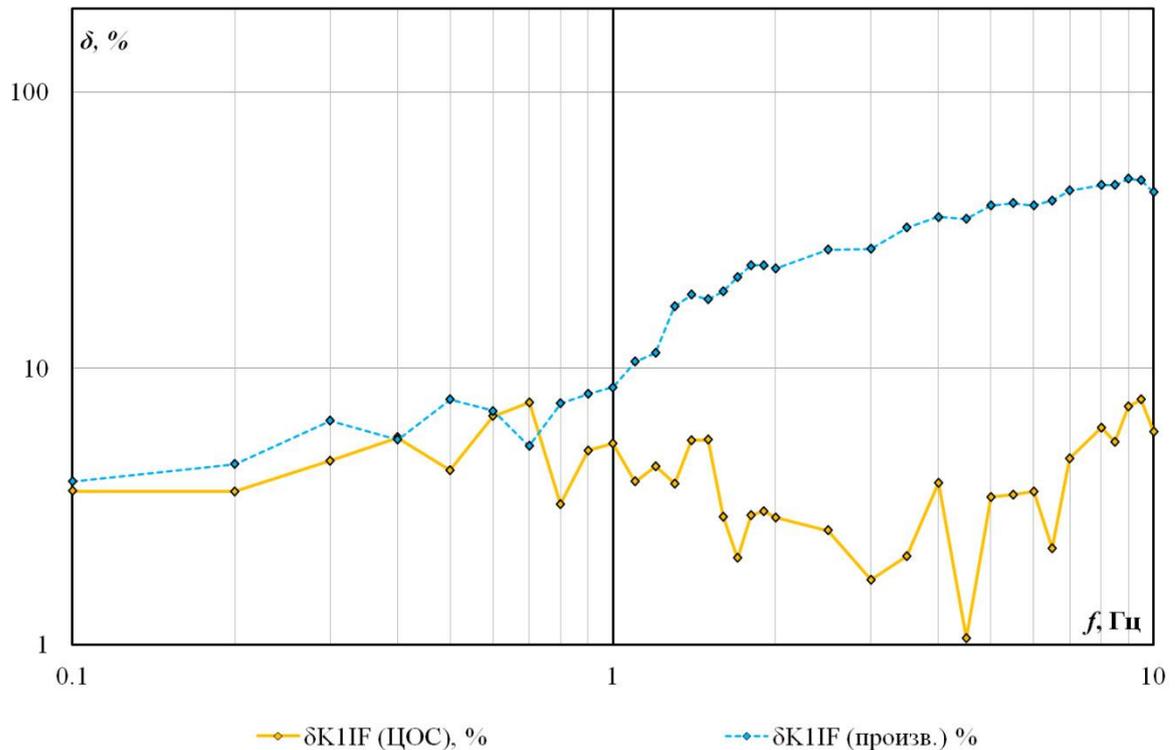


Рисунок 30 – Погрешность частотной характеристики канала $KИИФ$ математической модели АРВ НПО «Элсиб» без учета ЦОС δ (произв.) и математической модели с учетом ЦОС δ (ЦОС)

Как видно из рисунков 29 и 30, математическая модель производителя без учета ЦОС перестает удовлетворять требованиям Стандарта для всех каналов регулирования, начиная с частоты ≈ 1 Гц.

Это позволяет сделать важный в практическом отношении вывод: преданное производителем математическое описание нередко нуждается в проверке, а разработанная методика получения экспериментальных частотных характеристик позволяет проверять существующие и вновь разрабатываемые математические модели систем регулирования.

2.5 Выводы

1. Разработана методика экспериментального определения амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик каналов автоматических регуляторов возбуждения.

Показано и обосновано, что для снятия экспериментальных характеристик двух и более (N) каналов регулирования независимо от структуры их соединения, необходимо и достаточно проведения серии N -ого количества экспериментов.

2. В результате апробации методики применительно к обобщенному цифровому регулятору возбуждения предложены и обоснованы меры оценки (ϵ и δ) достоверности экспериментальных частотных характеристик его каналов.

Установлено, что относительная приведенная погрешность экспериментальных амплитудно-частотных ϵ_A и фазочастотных ϵ_φ характеристик не превышает $\pm 4\%$ в диапазоне частот $[0,1; 10]$ Гц слабодемпфированных электромеханических колебаний. Аналогичные выводы получены при использовании обобщенной меры оценки погрешности δ , регламентируемой в Стандарте АО «СО ЕЭС» «Требования к системам возбуждения и автоматическим регуляторам возбуждения сильного действия синхронных генераторов».

Эта обобщенная мера оценки погрешности экспериментальных частотных характеристик каналов АРВ δ использовалась для определения достоверности модели устройств управления возбуждением.

3. Выполнены экспериментальные исследования частотных характеристик каналов микропроцессорных АРВ серийного производства. В результате исследований показано, что декларируемые производителем модели АРВ не отражают динамические свойства действительных устройств вследствие пренебрежения характеристиками измерительного тракта каналов регулирования.

Эти упрощения моделей АРВ являются причиной их несоответствия требованиям Стандарта АО «СО ЕЭС» «Требования к системам возбуждения и автоматическим регуляторам возбуждения сильного действия синхронных

генераторов», поскольку регламентированное в нем требование по величине погрешности $\delta < 10 \%$ удовлетворяется только в ограниченном диапазоне частот.

Установлено, что декларированные производителем модели каналов АРВ не являются достоверными в режимах демпфирования электромеханических колебаний с периодом менее 1 с (частотой более 1 Гц). Отдельные каналы АРВ достоверны в диапазоне от 0.1 до 0.4-0.5 Гц.

4. Разработанная методика экспериментального получения частотных характеристик рекомендована для проверки моделей и устройств АРВ на соответствие требованиям Стандарта АО «СО ЕЭС» «Требования к системам возбуждения и автоматическим регуляторам возбуждения сильного действия синхронных генераторов».

Методика позволяет получать действительные частотные характеристики всех каналов АРВ (включая системные стабилизаторы) без изменения структуры управления и отключения алгоритмов защиты и контроля.

3 РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО СРЕДСТВА МОДЕЛИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ ПРОТИВОАВАРИЙНОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ ЦИФРО-АНАЛОГО-ФИЗИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА

Как уже отмечалось, исследование работы устройств управления и регулирования на ЦАФК выполняется на синтезированных эквивалентных физических моделях электросети, районов или ЭЭС. При их создании в большинстве задач основное внимание уделяется проблеме обеспечения требуемых динамических характеристик энергосистемы (или ее верифицированной модели). Соответствие между указанными динамическими характеристиками нередко определяется качеством моделирования отдельных устройств управления и регулирования, модели которых исходно не были разработаны для лаборатории ЦАФК.

В то время как основное испытываемое оборудование (например, автоматические регуляторы возбуждения или групповые регуляторы активной мощности ГЭС) передается для стыковки с физическими моделями на время проведения испытаний, другие устройства, существенно влияющие на воспроизводимые процессы, оказываются недоступными. Как отмечалось в разделе 1, для проведения лабораторных исследований целесообразна разработка средств моделирования, обладающих гибкой настраиваемой логикой, которая в свою очередь позволяет быстро создавать модели устройств управления. В конечном счете, созданная воспроизводимая модель устройства подключается к физической модели энергосистемы, с использованием которой производятся лабораторные исследования.

Разработанные автором программные средства моделирования устройств автоматики энергосистем для ЦАФК – это специализированный комплекс для

проектирования и программной реализации цифровых моделей регуляторов возбуждения и мощности энергоблоков¹ (см. [31], [32], [33]: ПК Регулятор).

Программные средства позволяют создавать модель системы управления силовым оборудованием произвольной структуры, описываемую в общем случае системой нелинейных дифференциально-алгебраических уравнений. В программных средствах производится измерение параметров электрического режима контролируемого оборудования (например, модельного синхронного генератора ЦАФК) и цифровая обработка входных сигналов в темпе исследуемого переходного процесса.

Работа с разработанными программными средствами состоит из последовательно выполняемых этапов:

1. получение необходимых уравнений или структурных схем, необходимых для реализации;
2. добавление в модель уравнений для внешнего управления и удобства ее использования (например, быстрого сброса интегрируемых параметров для повторения экспериментов, отключения/включения каких-либо внутренних функций модели и т.д.);
3. создание формального описания модели в графическом редакторе—создание файла модели;
4. тестирование созданного формального описания при наличии исходных данных о работе исходной модели;
5. установка (в случае отсутствия) на персональный компьютер платы АЦП/ЦАП;
6. подключение к плате АЦП сигналов от контролируемого оборудования (обычно – модельный синхронный генератор, рисунок 1а), подключение к ЦАП управляемого устройства (системы управления возбуждением СГ, схемы управления приводным двигателем СГ) с

¹ Программное обеспечение комплекса имеет регистрационный номер 2013618779, авторы – Штефка Й., Зеленин А.С.

использованием измерительных трансформаторов напряжения, трансформаторов тока и датчиков-преобразователей;

7. масштабирование входных и выходных сигналов в соответствии с коэффициентами передачи трансформаторов напряжения, тока и датчиков преобразователей;

8. настройка информационного обмена данными между отдельными моделями, реализуемыми программными средствами;

9. запуск модели для проведения экспериментов и управление ее функционированием.

В настоящее время программные средства используются при исследованиях на физических моделях энергосистем, для которых требуется моделирование автоматических регуляторов возбуждения, регуляторов скорости, турбин. С использованием программных средств моделирования на ЦАФК воспроизводилась работа следующих устройств:

1. автоматический регулятор возбуждения сильного действия *AVR-3M(TK)* (см. [34]);

2. другие автоматические регуляторы возбуждения сильного действия отечественного производства (например, КОСУР-Ц)

3. автоматический регулятор возбуждения сильного действия зарубежного производства (регулятор возбуждения системы возбуждения типа *ST4B* с системным стабилизатором типа *PSS2B* [18]);

4. автоматика импульсной разгрузки турбины;

5. паровая турбина, газовая турбина парогазовых блоков Калининградской ТЭЦ-2 и системы их управления и автоматики.

Перечисленные модели создавались и реализовывались с использованием отдельных модулей разработанного программного обеспечения, каждый из которых описан далее.

3.1 Структурная схема функционирования разработанного программного обеспечения

Структурно программные средства моделирования состоят из следующих модулей:

1. программного обеспечения, с помощью которого проектируется структура системы автоматического управления (рисунок 31), далее – программа для задания закона управления;
2. программного обеспечения измерительного органа с процедурами управления и опроса АЦП, а также с функциональными алгоритмами цифровой обработки измеренных фазных напряжений и токов (далее – измерительный орган);
3. программного обеспечения с алгоритмами численных методов решения систем нелинейных дифференциально-алгебраических уравнений заданной пользователем схемы регулирования, автоматике и управления силовым оборудованием энергосистем (далее – исполнительный орган);
4. клиент-серверного программного обеспечения, с помощью которого пользователь может следить за работой моделей и изменять режимы их работы (далее – орган управления).

Результатом работы с программой для задания закона управления является файл модели с созданной пользователем структурой управления. Результатом работы программного обеспечения измерительного органа является поток данных о состоянии электрического режима объекта управления. Файл модели передается исполнительному органу, который принимает поток данных об объекте управления и выполняет расчет управляющего воздействия. Орган управления с помощью стандартных протоколов связи [35] собирает данные со всех интересующих пользователя исполнительных программ и при необходимости реализует обмен данными между ними.

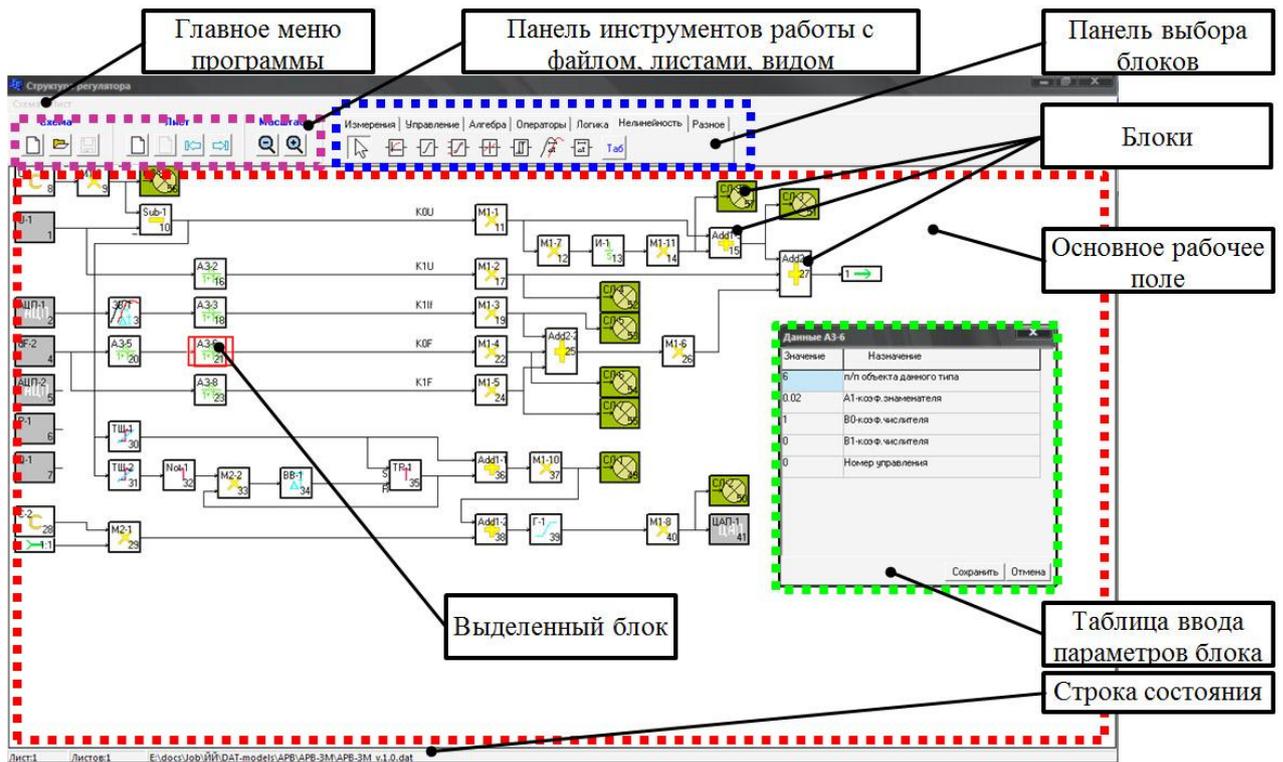


Рисунок 31 – Программа для задания закона управления

Измерительный орган (рисунок 32) реализует следующее математическое описание, приведенное в главе 1 (раздел 1.3):

1. расчет коэффициентов оконного преобразования Фурье для фазных токов и фазных напряжений по выражению (30);
2. расчет частоты напряжения прямой последовательности выражению (22);
3. коррекцию коэффициентов оконного преобразования Фурье по выражениям (20), (21);
4. вычисление параметров прямой последовательности (напряжение, ток);
5. вычисление параметров, определяемых значениями параметров прямой последовательности (активная, реактивная мощности).

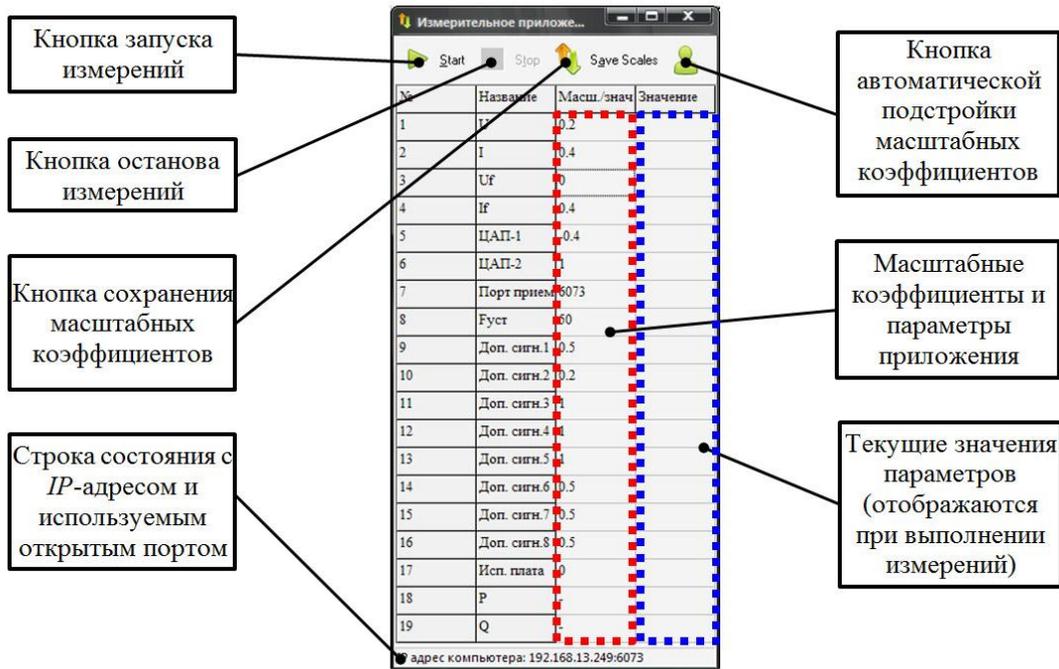


Рисунок 32 – Пользовательский интерфейс измерительного органа

Наиболее часто созданные автором программные средства используются для управления параметрами синхронного генератора ЦАФК. Обобщенная структурная схема взаимодействия компонентов программных средств при их подключении к модельному синхронному генератору ЦАФК, приведена на рисунке 35.

Согласно схеме рисунка 35 к шинам синхронного генератора подключаются трансформаторы тока (ТТ) и напряжения (ТН). К выходам трансформаторов тока и напряжения подключаются вторичные преобразователи (датчики) типа *LEM*. Датчики типа *LEM* осуществляют преобразование измеряемых фазных напряжений и токов в сигналы напряжения ± 10 В, которые подаются на измерительные входы АЦП.

Аналогично к сигналу тока возбуждения и напряжения возбуждения подключаются датчики типа *LEM*, к выходам которых подключается АЦП.

Измерительный орган, выполняя опрос АЦП, получает в темпе процессов сигналы $u_A, u_B, u_C, i_A, i_B, i_C, u_f, i_f$ с частотой дискретизации 3.2 кГц (64 точки на период промышленной частоты). Цифровая обработка накапливаемых значений осуществляется каждые 5 мс – интервал обработки алгоритмов.

Мгновенные значения фазных напряжений, токов, сигналы системы возбуждения являются входными для расчета следующих параметров:

1. $Re(U_{\Gamma})$ – проекция вектора напряжения прямой последовательности генератора на активную ось вращающейся системы координат;
2. $Im(U_{\Gamma})$ – то же, на реактивную ось;
3. $Re(I_{\Gamma}), Im(I_{\Gamma})$ – то же для тока генератора;
4. f_U – частота напряжения прямой последовательности;
5. U_{Γ} – действующее значение напряжения прямой последовательности генератора;
6. I_{Γ} – действующее значение тока прямой последовательности генератора;
7. P_{Γ} – значение активной мощности генератора;
8. Q_{Γ} – значение реактивной мощности генератора;
9. φ_{Γ} – значение угла между током и напряжением прямой последовательности генератора;
10. $I_{f_{\Gamma}}$ – усредненное на интервале обработки алгоритмов значение тока возбуждения генератора;
11. $U_{f_{\Gamma}}$ – усредненное на интервале обработки алгоритмов значение напряжения возбуждения генератора.

Вышеперечисленные интегральные параметры режима работы синхронного генератора используются в качестве входных для исполнительного органа (рисунок 33), реализующего в темпе процессов модель структуры закона управления, сформированную пользователем. Рассчитанные значения сигналов управления параметрами генератора (обычно возбуждением и/или мощностью) передаются обратно к цифро-аналоговому преобразователю, с помощью которого формируются физические сигналы управления (например, возбудителем генератора и/или приводным двигателем генератором). Таким образом реализуется замкнутый контур управления и регулирования.

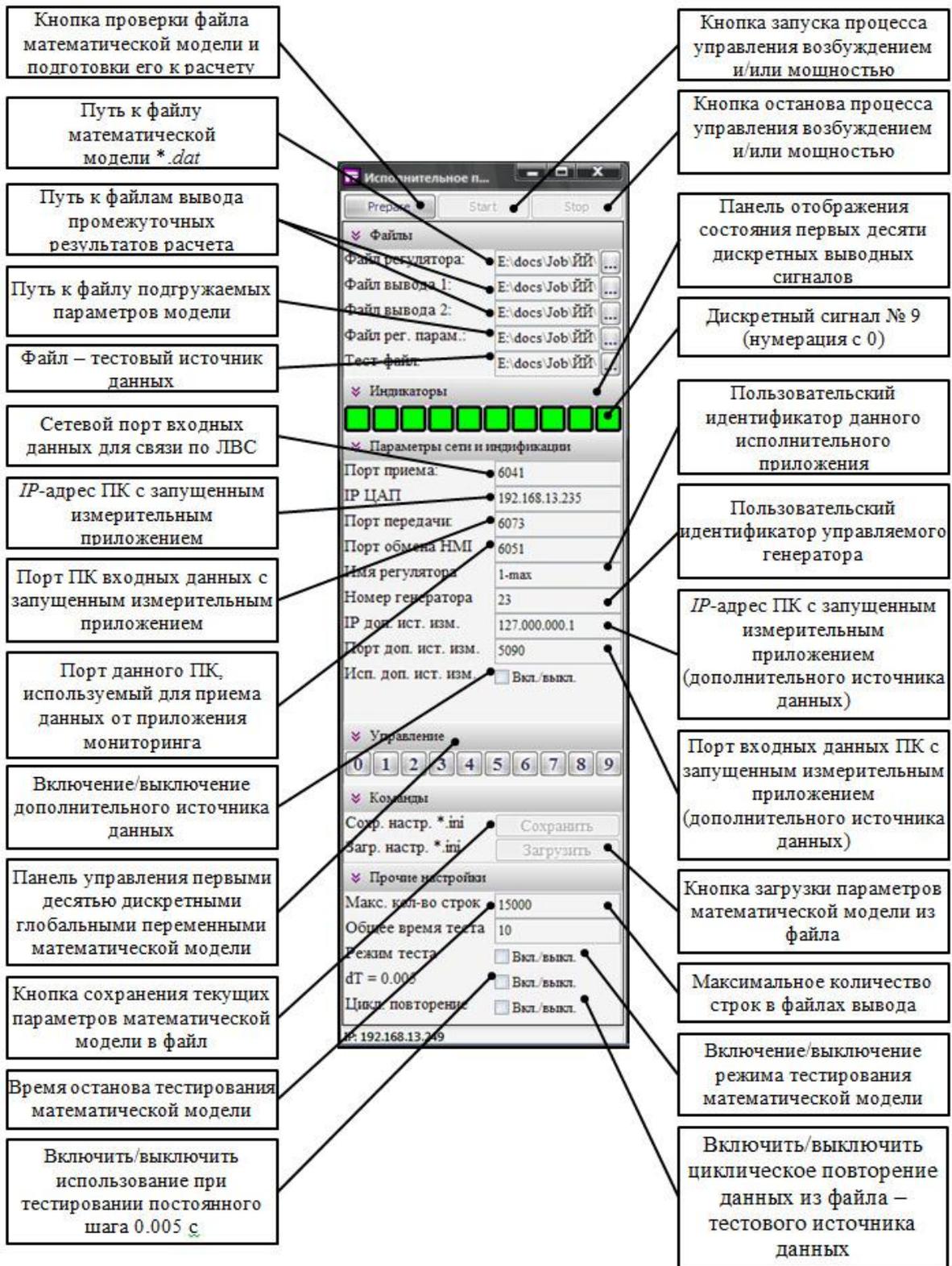


Рисунок 33 – Человеко-машинный интерфейс для настройки и управления цифровой моделью устройств регулирования и автоматики (исполнительный орган)

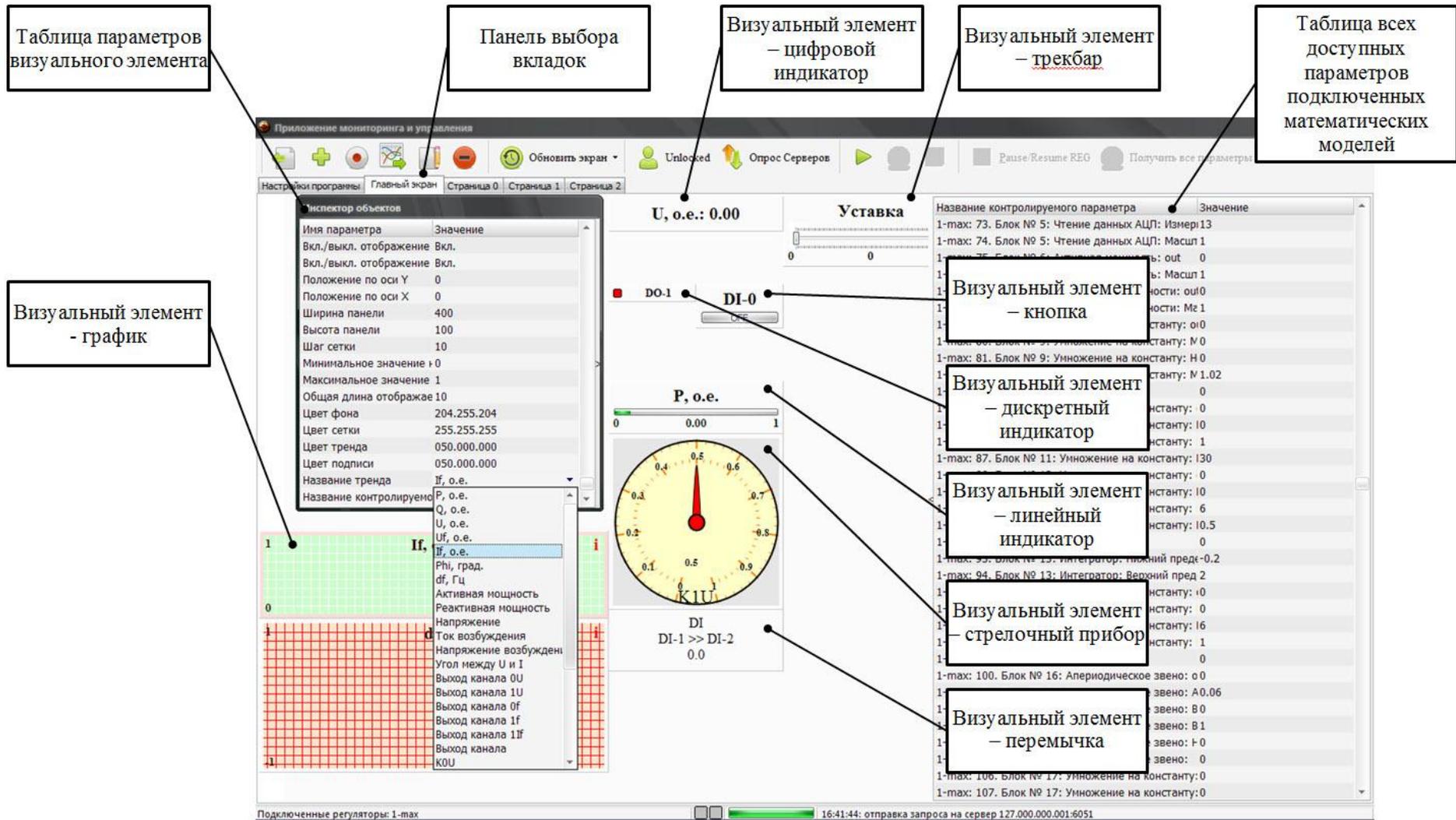


Рисунок 34 – Пользовательский интерфейс для управления настройками исследуемой структуры управления (орган управления)

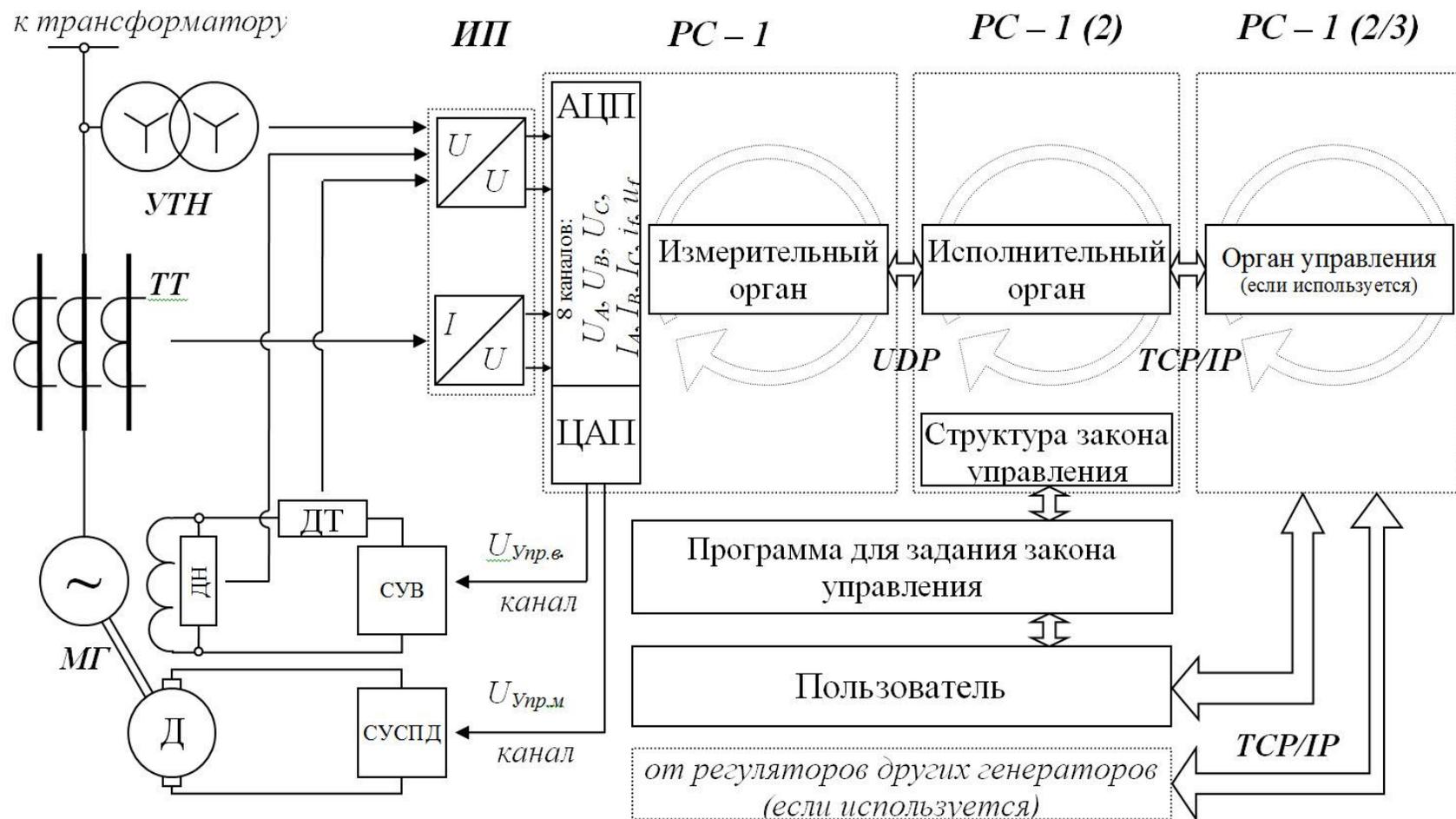


Рисунок 35 – Обобщенная структурная схема программных средств моделирования автоматического регулятора возбуждения (АРВ) и автоматического регулятора скорости (АРС)

Примечание: МГ – модельный генератор, ИП – измерительные преобразователи, Д – приводной двигатель, ТТ – группа измерительных трансформаторов тока с датчиками тока ЛЕМ, УТН – группа универсальных измерительных трансформаторов напряжения с датчиками напряжения ЛЕМ, ДТ – датчик тока ЛЕМ, ДН – датчик напряжения ЛЕМ, СУВ – система управления возбуждением, СУСПД – система управления скоростью приводного двигателя, $U_{упр.в}$ – напряжение управления возбуждением, $U_{упр.м}$ – напряжение управления мощностью, РС – персональный компьютер

Согласно опыту использования программных средств, обычно с их помощью выполняется моделирование локальных устройств и реализуется приведенная на рисунке 36 схема. На каждом компьютере устанавливается по две платы АЦП/ЦАП для управления парой генераторов. Каждый компьютер совмещает выполнение функций измерительного и исполнительного органов. Управление и настройка работой моделей осуществляется от отдельного компьютера, а связи между исполнительными органами не требуются.

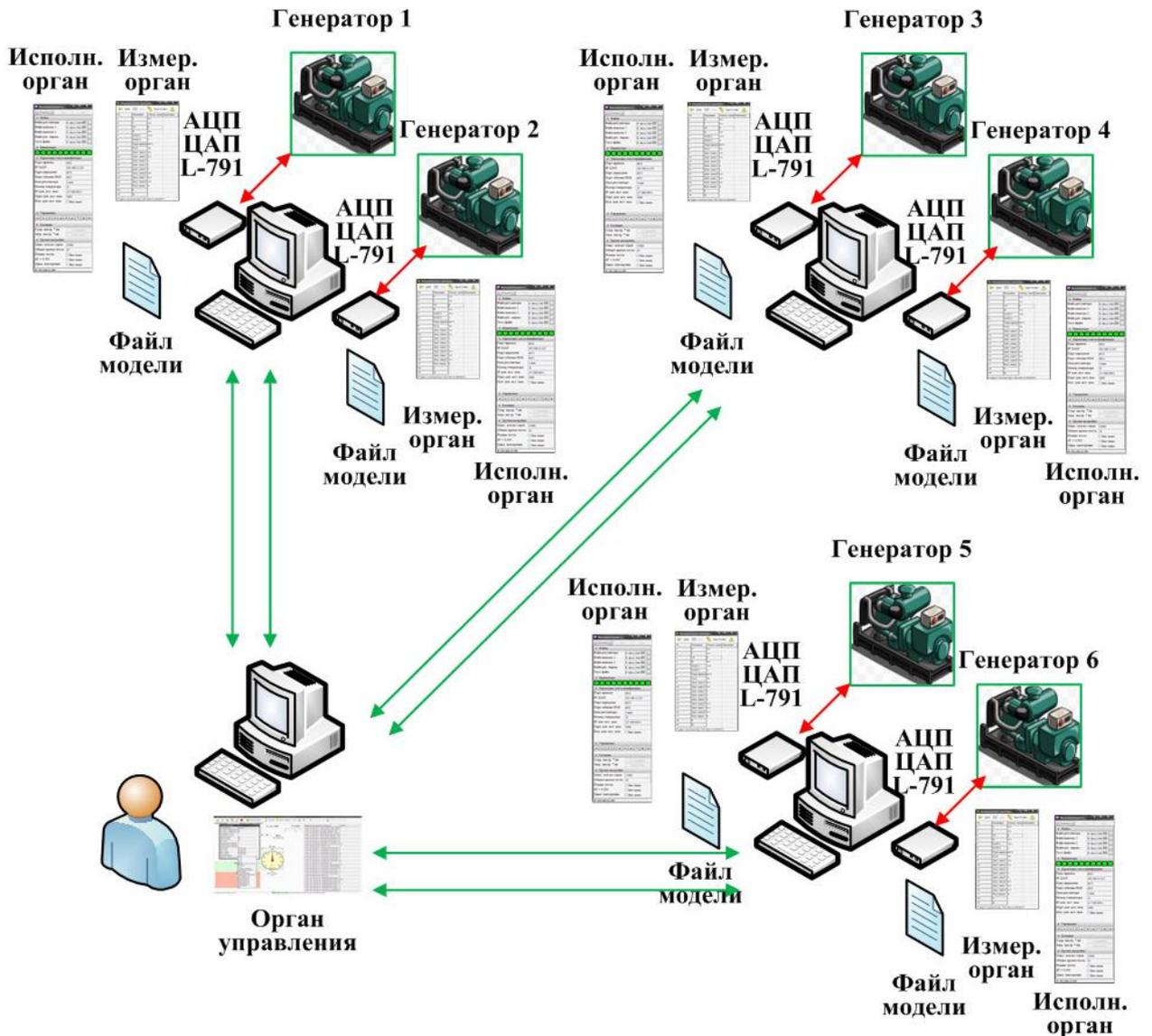


Рисунок 36 – Структурная схема испытательного стенда с программными средствами моделирования локальных устройств противоаварийного управления

В программном обеспечении реализован обмен данными между отдельными группами приложений: реализовано два способа обмена данными между исполнительными органами:

- получение данных исполнительным органом сразу от двух измерительных (каждые 5 мс);
- передача данных между исполнительными органами через орган управления (каждые 100 мс).

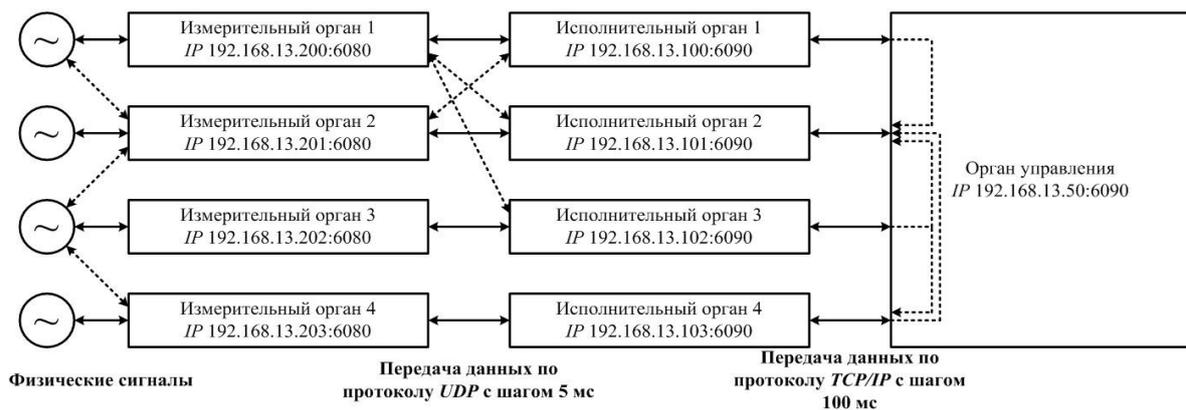


Рисунок 37 – Реализованные связи между модулями

Информационный обмен данными между органами используется в комплексных моделях управления, которые осуществляют расчет управляющих воздействий на основе измерений от нескольких устройств (например, устройств групповых регуляторов активной мощности). На рисунке 38 приведен один из возможных вариантов исполнения испытательного стенда с программными средствами моделирования. Особенность этого варианта заключается в передаче данных между отдельными программными средствами, что позволяет моделировать устройства группового управления или системной автоматики (на рисунке – стрелки синего и розового цвета).

Компьютер 1 реализует измерительные, исполнительные функции для «своего» генератора (Генератор 1) и функцию управления работой всех моделей, которые выполняются исполнительными органами на компьютерах 1, 2, 3, 4. Кроме того, орган управления (компьютер 1) реализует связь (передачу сигналов, на рисунке – синяя стрелка) между исполнительными органами 4 и 3 (с шагом по времени 100 мс).

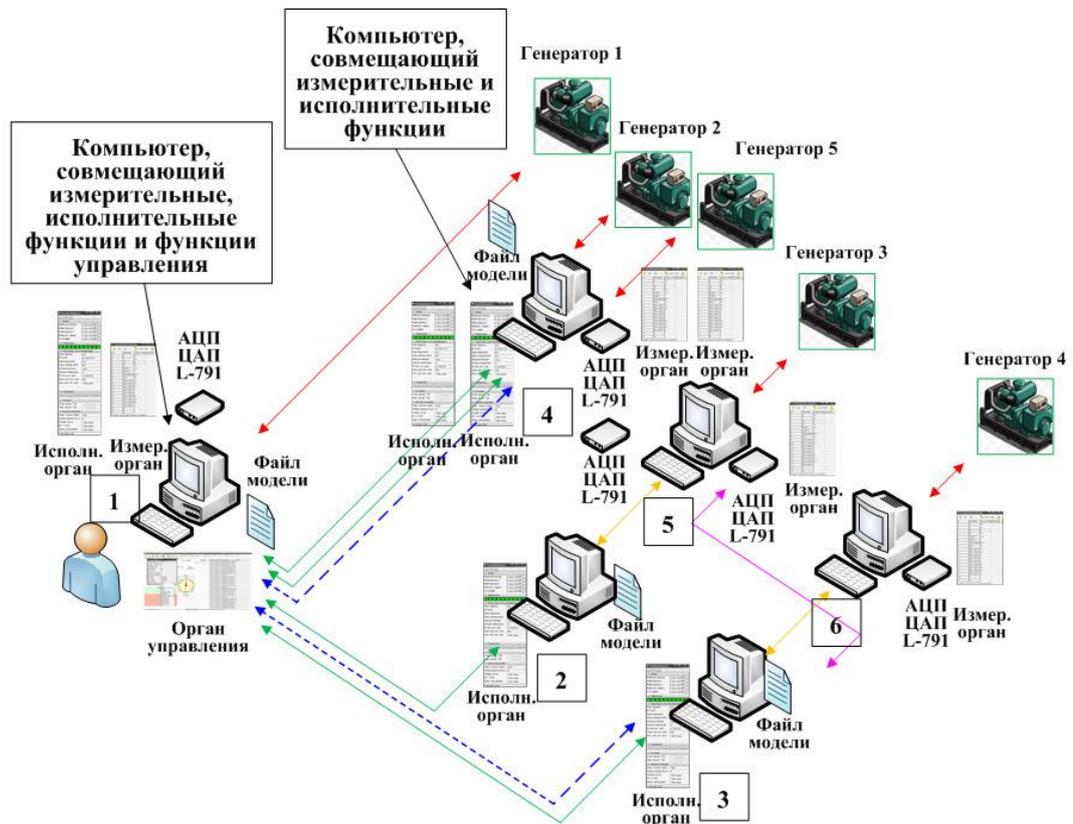


Рисунок 38 – Структурная схема испытательного стенда с программными средствами моделирования устройств группового регулирования, системной автоматики

Примечание: управление работой всех моделей осуществляется органом управления (рисунок 34), модели в режиме реального времени функционируют за счет исполнительного органа (рисунок 33) и измерительного органа (рисунок 32). Пара «исполнительный орган» + «измерительный орган» управляют одним объектом управления (синхронным генератором). Производится обмен информацией о параметрах электрического режима между отдельными комплектами программ напрямую и через орган управления

На персональных компьютерах 1, 4, 5, 6 установлены платы АЦП/ЦАП, позволяющие выполнять измерения параметров электрического режима генераторов 1, 2, 3, 4, 5 и осуществлять управление их работой. Компьютер 4 в примере имеет две платы для управления работой двух генераторов 2 и 5. Кроме того, исполнительный орган 3 получает измеренные значения параметров режима генераторов 3, 4 сразу от двух измерительных приложений компьютеров 5 и 6 с шагом по времени 5 мс (розовая и оранжевая стрелки).

3.2 Разработка цифровых моделей программных средств устройств режимного и противоаварийного управления

Как отмечалось ранее, цифровые модели устройств ПАУ создаются с помощью графического интерфейса пользователя (рисунок 31). Создание модели осуществляется из библиотеки стандартных блоков [31], [32], [36], каждый из которых в процессе решения реализует одну простую математическую операцию (например, сложение, вычитание, умножение, интегрирование) или набор из нескольких заложенных операций.

Например, в библиотеке есть блок с передаточной функцией, описываемой отношением полиномов первого порядка: $W(p) = \frac{b_0 + b_1 p}{1 + a_1 p}$.

С его помощью при задании коэффициента b_1 равным 0, b_0 равным 1, а коэффициента a_1 неравным 0 можно получить апериодическое звено первого порядка. Дифференциальное звено с запаздыванием будет отвечать коэффициентам $a_1 \neq 0$, $b_0 = 0$, $b_1 = 1$. Интегрирование $W(p) = \frac{1}{p}$ и дифференцирование без запаздывания $W(p) = p$ реализуется отдельными блоками.

Кроме того, в библиотеке графического интерфейса имеется блок с полиномами второго порядка $W(p) = \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2}{1 + a_1 p + a_2 p^2}$. Задавая его коэффициенты аналогичным образом, можно получить апериодическое звено второго порядка и т.д.

Естественно, с использованием известных из теории автоматического управления [29] правил можно представить вышеописанные функции в виде схемы последовательного соединения элементарных идеализированных звеньев. Пример замены приведен на рисунках 39 и 40.

Таким образом, закон управления, созданный пользователем в графической среде, описывается системой алгебраических и дифференциальных уравнений в форме Коши первого рода.

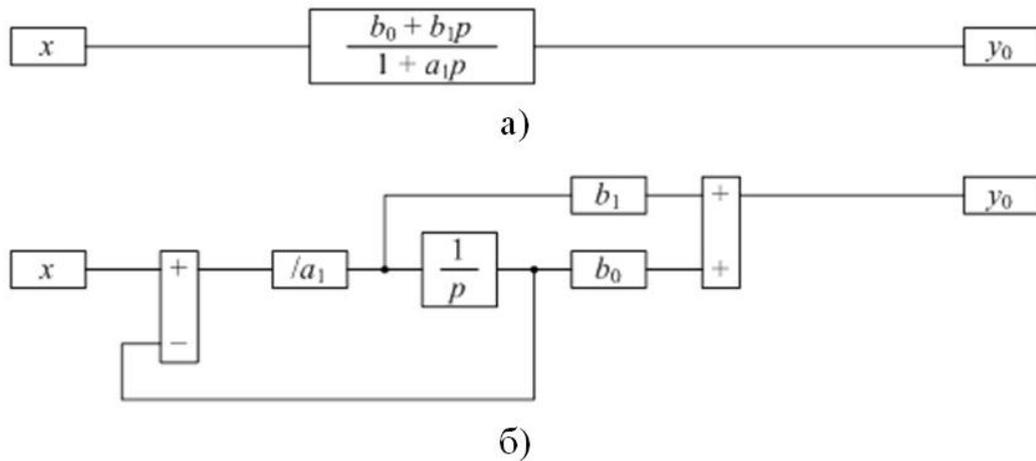


Рисунок 39 – Замена передаточных функций с полиномами первого порядка в числителе и знаменателе (а) комбинацией элементарных звеньев (б)

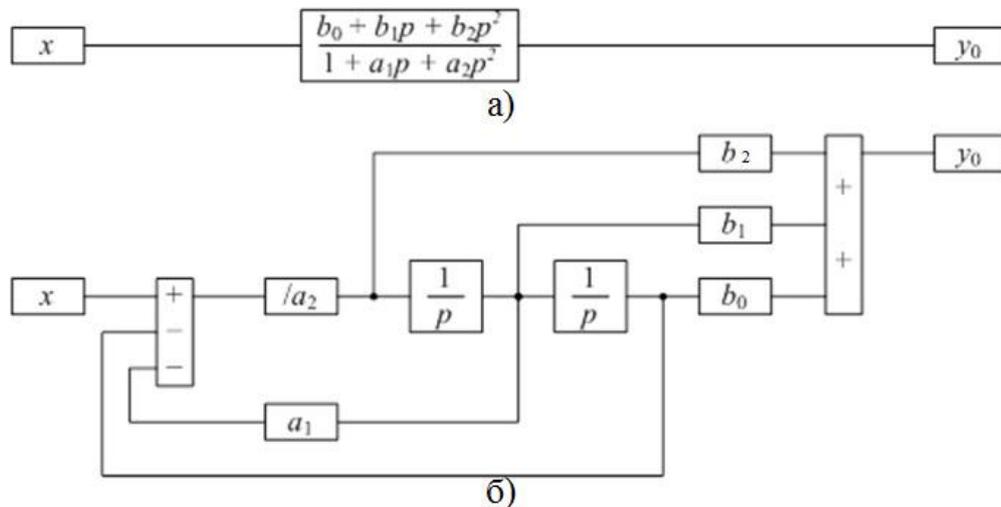


Рисунок 40 – Замена передаточных функций с полиномами второго порядка в числителе и знаменателе (а) комбинацией элементарных звеньев (б)

Далее будут рассмотрены цифровые модели силового оборудования ЭЭС и систем его управления, реализованные автором в программных средствах моделирования, которые используются в ЦАФК при проведении лабораторных исследований.

3.2.1 Цифровые модели силовых турбин и их систем режимного и противоаварийного управления

В настоящем разделе математическое описание переходных процессов турбин и их систем режимного и противоаварийного управления, реализованное в программных средствах моделирования, изложено на примере обобщенной

модели паровой турбины. Это обусловлено тем, что подробные модели турбин и их систем регулирования в большинстве случаев неизвестны или являются недоступными из-за введенных производителем ограничений.

Одной из таких обобщенных моделей является модель паровой турбины, известная из [16] и [37]:

$$\begin{aligned}\frac{dM_1}{dt} &= \frac{1}{T_{\Pi}} (\mu - M_1) \\ \frac{dM_2}{dt} &= \frac{1}{T_{\Pi\Pi}} (M_1 - M_2) \\ M_T &= \alpha M_1 + (1 - \alpha)M_2\end{aligned}\tag{53}$$

где M_1 – момент цилиндра высокого давления, о.е.;

T_{Π} – постоянная времени парового объема цилиндра высокого давления, с;

μ – величина открытия направляющего аппарата, о.е.;

M_2 – момент цилиндра низкого давления, о.е.;

$T_{\Pi\Pi}$ – эквивалентная постоянная времени парового объема промежуточного перегревателя и цилиндров среднего и низкого давления, с;

α – отношение мощности цилиндра высокого давления к полной мощности турбины.

Особые трудности представляет получение информации о действительной структуре автоматического регулятора скорости турбины. При отсутствии информации в работах [16] и [37] рекомендована к использованию следующая модель для расчета выходного сигнала регулятора скорости (открытия первичного клапана или направляющего аппарата):

$$m_1 = \frac{1}{1 + T_r p} \left(\mu_0 - \mu + \frac{\Delta\omega_{н.ч.}}{\sigma} \right)\tag{54}$$

где m_1 – неограниченное значение требуемой по величине рассогласования и статизма скорости открытия направляющего аппарата;

T_r – постоянная времени регулятора скорости турбины, с;

μ_0 – сигнал от механизма управления турбиной, о.е.;

σ – статизм регулятора скорости турбины, о.е.;

μ – величина открытия направляющего аппарата, о.е.;

$\Delta\omega_{н.ч.}$ – ошибка регулирования скорости турбины с учетом нечувствительности измерительного органа, о.е.;

σ – статизм регулятора скорости, о.е.

В уравнении (54) параметр $\Delta\omega_{н.ч.}$ определяется как:

$$\Delta\omega_{н.ч.} = \begin{cases} \Delta\omega - \frac{z}{2} & \text{при } \Delta\omega > z/2 \\ 0 & \text{при } -z/2 < \Delta\omega < z/2 \\ \Delta\omega + \frac{z}{2} & \text{при } \Delta\omega < -z/2 \end{cases} \quad (55)$$

где $\Delta\omega$ – отклонение скорости вращения турбины ω (о.е.) от уставки $\omega_{уст}$ (о.е.):

$$\Delta\omega = \omega_{уст} - \omega;$$

z – зона нечувствительности регулятора скорости, о.е..

В уравнении (54) параметр μ определяется как:

$$\mu = \begin{cases} CV_{min} & \text{при } m_2 < 0 \text{ и } \mu = CV_{min} \\ \frac{m_2}{p} & \text{в остальных случаях} \\ CV_{max} & \text{при } m_2 > 0 \text{ и } \mu = CV_{max} \end{cases} \quad (56)$$

где CV_{max} и CV_{min} – ограничение положения клапанов, о.е.;

m_2 – скорость открытия направляющего аппарата, о.е./с:

В уравнении (56) скорость открытия направляющего аппарата определяется как:

$$m_2 = \begin{cases} CV_{open} & \text{при } m_1 > CV_{open} \\ m_1 & \text{при } CV_{close} < m_1 < CV_{open} \\ CV_{close} & \text{при } m_1 < CV_{close} \end{cases} \quad (57)$$

где CV_{open} и CV_{close} – ограничения скорости сервомотора о.е./с;

Пример реализации модели, составленной по выражениям (53)-(57), в формате программного обеспечения приведен на рисунке 41.

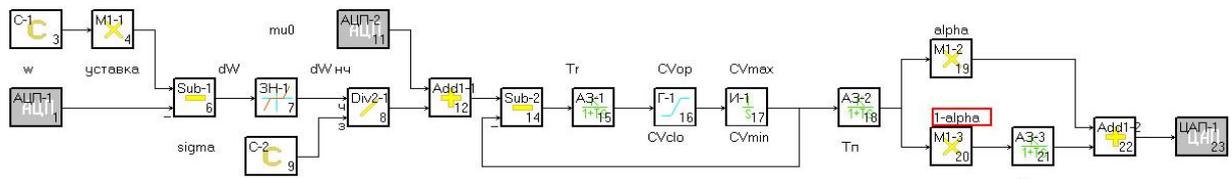


Рисунок 41 – Пример реализации в программных средствах моделирования модели турбины и ее автоматического регулятора скорости

Для упрощенной имитации работы импульсной и длительной разгрузок турбины (ИРТ и ДРТ) в программных средствах была реализована базовая модель, изменение настроек которой позволяет использовать ее для имитации работы ИРТ и ДРТ различных станций (модель использовалась в работах по проверке настройки АРВ сильного действия в работах для Балаковской АЭС, Нововоронежской АЭС, Пермской ГРЭС на ЦАФК). Обобщенная модель ИРТ и ДРТ описывается следующим выражением (выражение приводится относительно момента времени $t = 0$, соответствующего моменту запуска разгрузки от дискретного сигнала на плате АЦП/ЦАП):

$$M = \begin{cases} (M_{\text{исх}} - M_{\text{мин}}) e^{-\left(\frac{t}{T_{\text{разгр}}}\right)} & \text{при } t < T_{\Pi} \\ (M_{\text{исх}} - M_{\text{мин}}) e^{-\left(\frac{t}{T_{\text{разгр}}}\right)} + M_{\text{вост}} \left(1 - e^{-\left(\frac{t-T_{\Pi}}{T_{\text{загр}}}\right)}\right) & \text{при } t \geq T_{\Pi} \end{cases} \quad (58)$$

где $M_{\text{исх}}$ – величина момента на валу турбины до начала разгрузки;

$M_{\text{мин}}$ – минимальная величина момента на валу в ходе разгрузки;

$T_{\text{разгр}}$ – постоянная времени, характеризующая скорость изменения момента от исходного значения до минимального;

T_{Π} – выдержка времени на набор момента после разгрузки;

$M_{\text{вост}}$ – величина момента на валу, которую наберет турбина после разгрузки (момент восстановится до величины $M_{\text{исх}} + M_{\text{вост}}$);

$T_{\text{загр}}$ – постоянная времени набора момента после разгрузки.

Реализация модели в программных средствах моделирования приведена на рисунке 42.

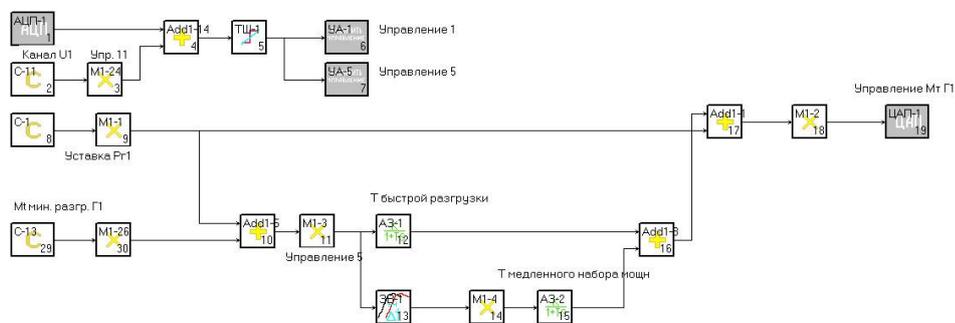


Рисунок 42 – Математическая модель разгрузки

Программные средства применялись для моделирования газотурбинных установок (ГТУ), паротурбинных установок (ПТУ), их регуляторов скорости, автоматических регуляторов возбуждения при исследованиях работы автоматики ограничения повышения частоты (АОПЧ) в энергосистеме Калининградской области. С помощью программных средств были реализованы математические модели установок, переданные их производителем (приложение Б, пример осциллограммы из выполненных исследований приведен на рисунке 43).

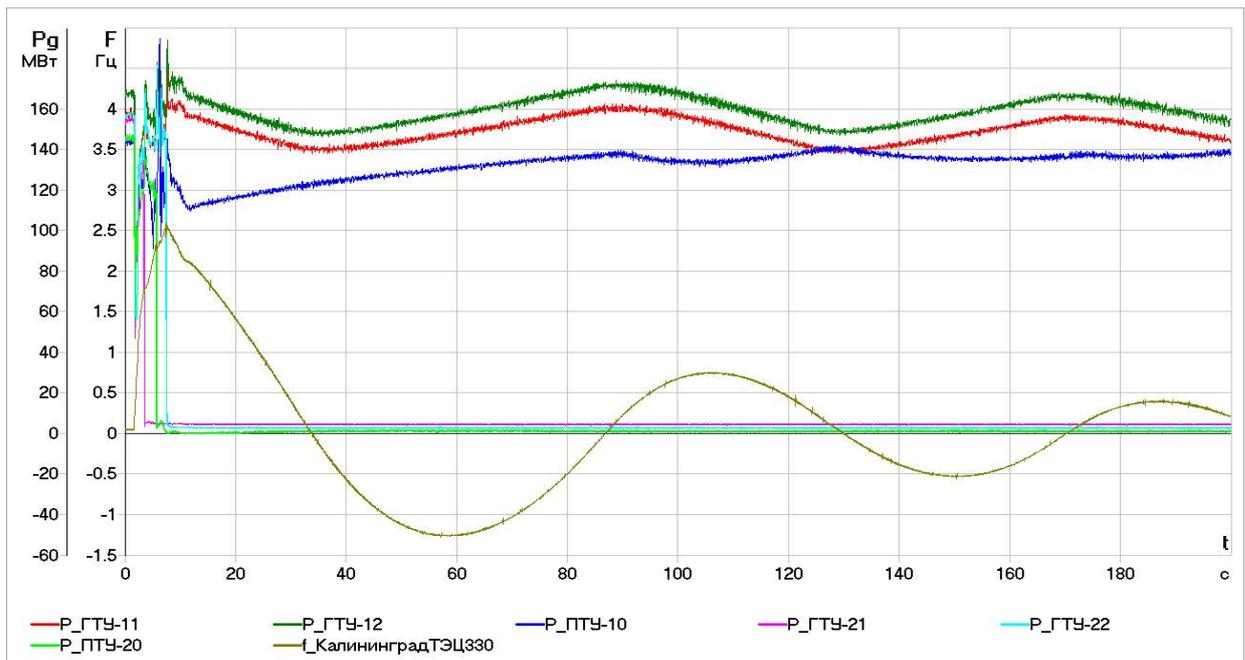


Рисунок 43 – Пример осциллограммы переходного процесса при моделировании отделения Калининградской области от ЭС Литвы с избытком мощности при работе устройств автоматики ограничения повышения частоты

3.2.2 Цифровые модели основных возбудителей, статических систем возбуждения синхронных генераторов

Как отмечалось ранее, при выполнении работ по проверке настройки автоматических регуляторов возбуждения в исходных (больших) динамических моделях энергосистем на соседних по отношению к проверяемой станциях могут быть установлены АРВ со структурой отличной от лабораторных АРВ ЦАФК. Нередко моделирование таких АРВ соседних станций необходимо для воспроизведения свойств исходной модели. Поэтому на моделях таких станций в

эквивалентных физических моделях энергосистем ЦАФК устанавливаются модели АРВ, созданные с помощью средств моделирования.

При этом, в ряде задач (например, при исследованиях колебательной устойчивости) подробные модели устройств, учитывающие работу большого количества алгоритмических функций, не требуются. Для таких задач достаточным является адекватное воспроизведение динамических свойств каналов регулирования и цифровой обработки сигналов, реализованных в АРВ (иными словами соответствие частотных характеристик).

Программные средства моделирования применялись:

- для имитации работы автоматических регуляторов возбуждения сильного действия *AVR-3M(TK)* (работы для Рефтинской ГРЭС, Майнской ГЭС и др.);
- для имитации работы сертифицированного согласно методике [10] АРВ СД отечественного производства (работы для Белоярской АЭС; модель в формате программного обеспечения приведена в приложении Б)
- для имитации работы регулятора возбуждения системы возбуждения зарубежного типа (регулятор возбуждения системы возбуждения типа *ST4B* с системным стабилизатором типа *PSS2B*, работа для Сургутской ГРЭС; модель в формате программного обеспечения приведена в приложении Б).

Обобщенная модель *AVR-3M(TK)* описывается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned}
 U_f &= S_{0U} + S_{1U} + S_{1IF} + S_{0F} + S_{1F} + S_{RF} \\
 \Delta U &= (U_{уст} - U_{\Gamma}) \\
 S_{0U} &= \max \left\{ \begin{array}{l} K_{0U} \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right) \cdot \Delta U \\ S_{OMV} \end{array} \right\}
 \end{aligned} \tag{59}$$

$$\begin{aligned}
S_{1U} &= \Delta U \frac{K_{1U} p}{1 + p T_{1U}} \\
S_{1IF} &= I_f \frac{K_{1IF} p}{1 + p T_{1IF}} \\
S_{0f} &= f \frac{p T_{0f_1}}{1 + p T_{0f_1}} \frac{K_{0F}}{1 + p T_{0f_2}} \\
S_{1f} &= f \frac{p K_{1F}}{1 + p T_{1f}}
\end{aligned} \tag{60}$$

где S_{0U} – сигнал пропорционально-интегрального канала регулирования по отклонению напряжения статора U_{Γ} СГ относительно заданной уставки $U_{уст}$;

S_{1U} – сигнал канала регулирования по первой производной напряжения статора СГ;

S_{1IF} – сигнал канала регулирования по первой производной тока возбуждения I_f СГ;

S_{0f} – сигнал канала регулирования по отклонению частоты напряжения статора f СГ;

S_{1f} – сигнал канала регулирования по первой производной частоты напряжения статора СГ;

S_{RF} – сигнал, реализующий действие релейной форсировки возбуждения СГ, в соответствии с [10];

S_{OMV} – сигнал, реализующий действие ограничителя минимального возбуждения СГ, в соответствии с [10];

$T_i, T_{1U}, T_{1IF}, T_{0f_1}, T_{0f_2}, T_{1f}$ – постоянные времени каналов регулирования

$K_{0U}, K_{1U}, K_{1IF}, K_{0F}, K_{1F}$ – параметры настройки АРВ.

Реализация модели $AVR-3M(TK)$ в формате программных средств приведена на рисунке 44.

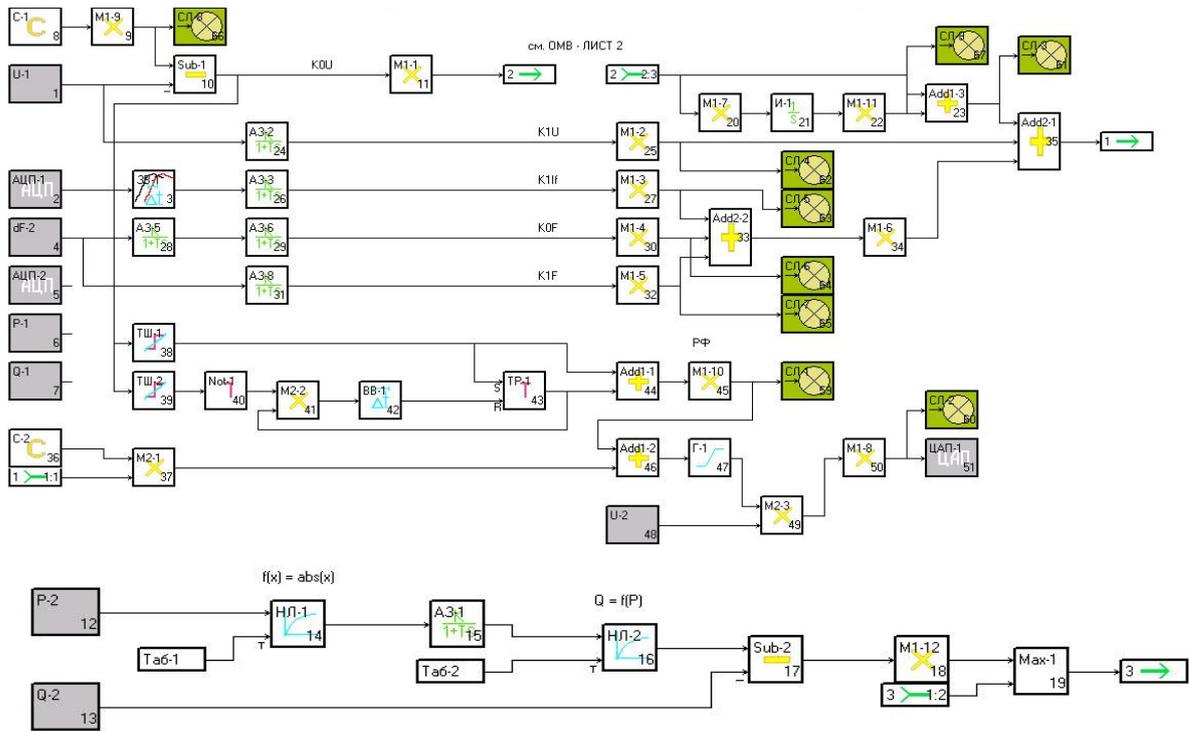


Рисунок 44 – Математическая модель автоматического регулятора возбуждения сильного действия AVR-3M(TK)

Уравнения переходных процессов АРВ-СД отечественного производства:

$$U_f = S_{0U} + S_{1U} + S_{1IF} + S_{0F} B + S_{1F} B + S_{RF} \quad (61)$$

где обозначения S_{0U} , S_{1U} , S_{1IF} , S_{0F} , S_{1F} , S_{RF} , S_{OMV} – сигналы, аналогичные обозначениям для выражения (60);

B – функция блокировки системного стабилизатора (в соответствии с требованиями [10]), выражения для нее не приводятся.

Выражение для S_{0U} :

$$S_{0U} = \begin{cases} K_{0U} \Delta U + \Delta U \frac{1}{T_{инт} p} & \text{в остальных режимах} \\ S_{OMV} & \text{в режиме ОМВ} \end{cases} \quad (62)$$

$$\Delta U = (U_{уст} - U_{del})$$

$$U_{del} = e^{-p T_{delay}} \frac{1}{1 + p T_{0U_1}} \frac{1}{1 + p T_{0U_2}} U_{\Gamma}$$

Выражение для S_{1U} :

$$S_{1U} = U_{\Gamma} e^{-p T_{delay}} \frac{p}{1 + p T_{1U_1}} \frac{1}{1 + p T_{1U_2}} \frac{1}{1 + p T_{1U_3}} (-K_{1U}) \quad (63)$$

Выражения для S_{1IF} :

$$S_{1IF} = I_f \frac{1}{1 + p T_{IF_1}} \frac{1}{1 + p T_{IF_2}} \frac{p}{1 + p T_{IF_3}} (-K_{1IF}) \quad (64)$$

Выражения для S_{0F} :

$$S_{0F} = f \frac{p T_{0F_1}}{1 + p T_{0F_1}} \frac{1}{1 + p T_{0F_2}} K_{0F} \quad (65)$$

Выражения для S_{1F} :

$$S_{1F} = f \frac{p T_{0F_1}}{1 + p T_{0F_1}} \frac{p}{1 + p T_{1F_2}} K_{1F} \quad (66)$$

U_Γ , f , I_f – напряжение статора, частота напряжения статора, ток возбуждения синхронного генератора;

T_{delay} , T_{0U_1} , T_{0U_2} , $T_{инт}$, T_{1U_1} , T_{1U_2} , T_{1U_3} , T_{IF_1} , T_{IF_2} , T_{IF_3} , T_{0F_1} , T_{0F_2} , T_{1F_2} – постоянные времени каналов регулирования;

K_{0U} , K_{1U} , K_{1IF} , K_{1F} , K_{0F} – параметры настройки АРВ.

Работа регулятора возбуждения системы возбуждения зарубежного типа (регулятор возбуждения системы возбуждения типа *ST4B* с системным стабилизатором типа *PSS2B* обобщенно описывается уравнениями [18]:

$$U_f = ((U_{уст} - U_\Gamma) + U_{PSS} + U_{UEL}) \left(K_U + \frac{1}{T_{инт} p} \right) \frac{1}{1 + T_A p} \left(K_{PM} + \frac{1}{T_{IM} p} \right) \quad (67)$$

где U_{PSS} – выход системного стабилизатора;

K_U – пропорциональный коэффициент регулятора напряжения;

$T_{инт}$ – постоянная времени интегрирования регулятора напряжения;

T_A – постоянная времени регулятора напряжения;

K_{PM} – пропорциональный коэффициент системы возбуждения *ST4B*;

T_{IM} – постоянная времени системы возбуждения *ST4B*.

В выражении (67) сигнал U_{PSS} описывается следующими выражениями:

$$LIM(S, MAX, MIN) = \begin{cases} MAX & \text{при } S \geq MAX \\ S & \text{при } MIN < S < MAX \\ MIN & \text{при } S \leq MIN \end{cases} \quad (68)$$

$$P_{lim} = LIM(P_\Gamma, P_{MAX}, P_{MIN})$$

$$f_{lim} = LIM(f, f_{MAX}, f_{MIN})$$

$$\begin{aligned}
U_{PSS_{10}} &= P_{lim} \frac{p T_{W1}}{1 + p T_{W1}} \frac{p T_{W2}}{1 + p T_{W2}} \frac{1}{1 + p T_6} \left(\frac{1 + p T_8}{(1 + p T_9)^m} \right)^n \\
U_{PSS_{20}} &= f_{lim} \frac{p T_{W3}}{1 + p T_{W3}} \frac{K_{S2}}{1 + p T_6} \left(-1 + K_{S3} \left(\frac{1 + p T_8}{(1 + p T_9)^m} \right)^n \right) \\
U_{PSS_{1}} &= U_{PSS_{10}} K_{S1} \frac{1 + p T_1}{1 + p T_2} \frac{1 + p T_3}{1 + p T_4} \\
U_{PSS_{2}} &= U_{PSS_{20}} K_{S1} \frac{1 + p T_1}{1 + p T_2} \frac{1 + p T_3}{1 + p T_4} \\
U_{PSS} &= LIM(U_{PSS_{1}} + U_{PSS_{2}}, PSS_{MAX}, PSS_{MIN})
\end{aligned} \tag{69}$$

где $T_{W1}, T_{W2}, T_{W3}, T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6, T_7, T_8, T_9$ – постоянные времени системного стабилизатора;

m, n – коэффициенты степени знаменателя и числителя фильтра линейной составляющей мощности;

K_{S1}, K_{S2}, K_{S3} – коэффициенты усиления системного стабилизатора;

$P_{MAX}, P_{MIN}, f_{MAX}, f_{MIN}, PSS_{MAX}, PSS_{MIN}$ – значения ограничителей входных и выходных параметров системного стабилизатора.

В выражении (67) сигнал U_{UEL} описывается следующими выражениями:

$$\begin{aligned}
U_{UEL} &= LIM(U_{UEL1}, UEL_{MAX}, UEL_{MIN}) \\
U_{UEL1} &= \left(OMV \left(\left| \frac{P}{(U)^2} \frac{1}{1 + p T_p} \right| \right) U - Q \right) \left(K_{OMV} + \frac{K_{OMVI}}{p} \right)
\end{aligned} \tag{70}$$

T_p – постоянная времени фильтрации сигналов;

P – активная мощность СГ;

Q – реактивная мощность СГ;

K_{OMV}, K_{OMVI} – пропорциональный и интегральный коэффициенты регулирования ограничителя минимального возбуждения;

$OMV(x)$ – зависимость реактивного тока от активного ограничителя минимального возбуждения;

UEL_{MAX}, UEL_{MIN} – максимальное и минимальное значения на выходной сигнал ограничителя.

Все описанные выше системы уравнений переходных процессов систем режимного и противоаварийного управления частотой, напряжением и мощностью энергосистем преобразуются к системе уравнений Коши 1-го рода с

использованием известного метода переменных состояния. Решение системы дифференциальных и алгебраических уравнений производится с помощью численного метода, исследование которого выполнено в следующем разделе.

3.3 Численные методы решения дифференциально-алгебраических уравнений в реальном времени и оценка их эффективности

Сформированный пользователем с использованием программы для задания закона управления файл модели содержит коэффициенты системы дифференциально-алгебраических уравнений. Файл передается исполнительному органу, на основании которого формируется полная система уравнений.

Решение системы дифференциально-алгебраических уравнений переходных процессов моделей (турбины, ее САР или АРВ СТ) производится в соответствии с разработанным автором программным алгоритмом, структурная схема которого приведена на рисунке 45. На первом этапе решения выполняется расчет значений алгебраических неизвестных и значений производных, которые используются при численном интегрировании.

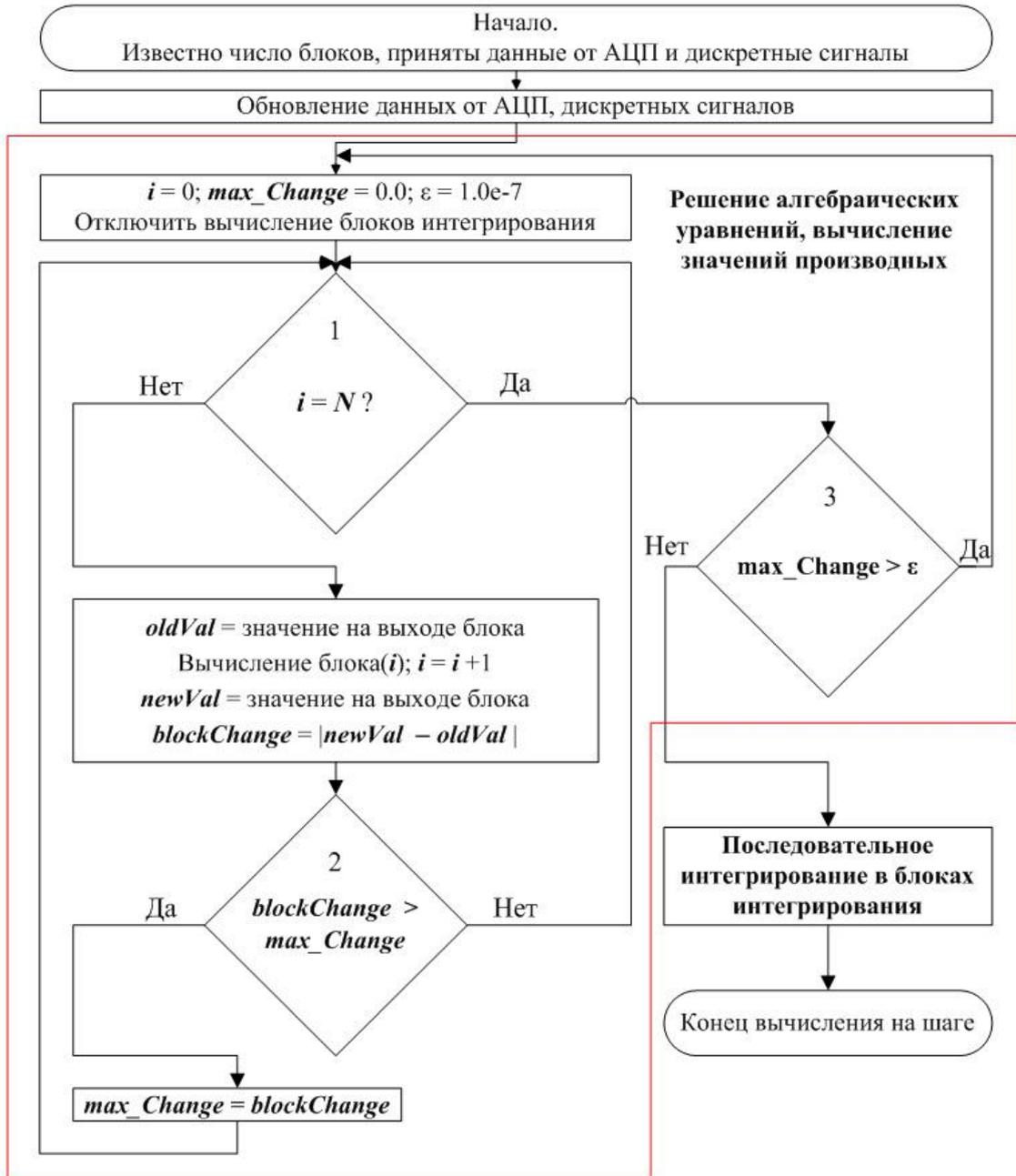


Рисунок 45 – Структурная схема алгоритма численного решения системы дифференциально-алгебраических уравнений

Система дифференциально-алгебраических уравнений может быть записана в следующем виде:

$$\begin{bmatrix} a_{1,1} & \dots & a_{1,m} & a_{1,m+1} & \dots & a_{1,m+n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{m,1} & \dots & a_{m,m} & a_{m,m+1} & \dots & a_{m,m+n} \\ a_{m+1,1} & \dots & a_{m+1,m} & a_{m+1,m+1} & \dots & a_{m+1,m+n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{m+n,1} & \dots & a_{m+n,i} & a_{m+n,m+1} & \dots & a_{m+n,m+n} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} pX_1 \\ \dots \\ pX_m \\ X_{m+1} \\ \dots \\ X_{m+n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ \dots \\ b_i \\ b_{m+1} \\ \dots \\ b_{m+n} \end{bmatrix} \quad (71)$$

где pX_k – производная параметра X_k , изменение которого описывается дифференциальным уравнением;

X_k – значение искомого параметра в начале шага интегрирования;

$a_{i,j}$ – коэффициенты дифференциально-алгебраических уравнений (в общем случае могут быть зависимыми друг от друга или от переменных pX_k и X_k);

b_k – k -ый элемент вектора свободных значений.

В общем случае система дифференциально-алгебраических уравнений (71) является нелинейной и требует применения численных методов решения нелинейных систем уравнений. В качестве основного метода решения системы (71) выбран (итеративный) метод Зейделя [38], известный следующими основными свойствами:

1. простота программной реализации (метод не требует использования дополнительной памяти для хранения промежуточных решений);
2. высокая степень быстродействия реализации метода, определенная на основании численных экспериментов;
3. невысокая степень численной устойчивости.

Для решения уравнений (71) используется начальное приближение X_0 – значения вектора X , вычисленные на предыдущем шаге расчета. Тогда для системы уравнений (71) заменяется набором последовательно вычисляемых выражений на каждой k -ой итерации:

$$\left\{ \begin{array}{l} px_1^{(k+1)} = \frac{1}{a_{1,1}^{(k)}} \cdot (-a_{1,2}^{(k)} \cdot px_2^{(k)} - a_{1,3}^{(k)} \cdot px_3^{(k)} \dots - a_{1,m}^{(k)} \cdot px_m^{(k)} - a_{1,m+1}^{(k)} \cdot x_{m+1}^{(k)} \dots - a_{1,m+n}^{(k)} \cdot x_{m+n}^{(k)} + b_1) \\ px_2^{(k+1)} = \frac{1}{a_{2,2}^{(k)}} \cdot (-a_{2,1}^{(k+1)} \cdot px_1^{(k+1)} - a_{2,3}^{(k)} \cdot px_3^{(k)} \dots - a_{2,m}^{(k)} \cdot px_m^{(k)} - a_{2,m+1}^{(k)} \cdot x_{m+1}^{(k)} \dots - a_{2,m+n}^{(k)} \cdot x_{m+n}^{(k)} + b_2) \\ \dots \\ px_m^{(k+1)} = \frac{1}{a_{m,m}^{(k)}} \cdot (-a_{m,1}^{(k+1)} \cdot px_1^{(k+1)} - a_{m,2}^{(k+1)} \cdot px_2^{(k+1)} \dots - a_{m,m-1}^{(k+1)} \cdot px_{m-1}^{(k+1)} - a_{2,m+1}^{(k)} \cdot x_{m+1}^{(k)} \dots - a_{2,m+n}^{(k)} \cdot x_{m+n}^{(k)} + b_m) \\ x_{m+1}^{(k+1)} = \frac{1}{a_{m+1,m+1}^{(k)}} \cdot (-a_{m+1,1}^{(k+1)} \cdot px_1^{(k+1)} - a_{m+1,2}^{(k+1)} \cdot px_2^{(k+1)} \dots - a_{m+1,m}^{(k+1)} \cdot px_m^{(k+1)} - a_{m+1,m+2}^{(k)} \cdot x_{m+2}^{(k)} \dots - a_{m+1,m+n}^{(k)} \cdot x_{m+n}^{(k)} + b_{m+1}) \\ \dots \\ x_{m+n}^{(k+1)} = \frac{1}{a_{m+n,m+n}^{(k)}} \cdot (-a_{m+n,1}^{(k+1)} \cdot px_1^{(k+1)} - a_{m+n,2}^{(k+1)} \cdot px_2^{(k+1)} \dots - a_{m+n,m}^{(k+1)} \cdot px_m^{(k+1)} - a_{m+n,m+1}^{(k+1)} \cdot x_{m+1}^{(k+1)} \dots - a_{m+n,m+n-1}^{(k+1)} \cdot x_{m+n-1}^{(k+1)} + b_{m+n}) \end{array} \right. \quad (72)$$

Вычисления по системе уравнений (72) прекращаются при выполнении условия $\max(X_k^n - X_k^{n-1}) < \varepsilon$ (параметр ε задан равным 10^{-7}). Опыт использования

программных средств моделирования показал, что обычные реализуемые модели на каждом шаге требуют не более пяти итераций. Это достигается за счет записи порядка уравнений (72) при создании файла модели в графическом редакторе. Порядок вычислений должен задаваться таким образом, чтобы в первую очередь производился расчет компонентов вектора X , независимых от остальных. Часть алгоритма, реализующая итеративный расчет элементов вектора X , на рисунке 45 выделена красным цветом.

После определения вектора X и завершения итерационного процесса производится численное интегрирование согласно методу Эйлера [39]:

$$\begin{bmatrix} X_1^{t+\Delta t} \\ \vdots \\ X_m^{t+\Delta t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1^t \\ \vdots \\ X_m^t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} pX_1 \\ \vdots \\ pX_m \end{bmatrix} \Delta t \quad (73)$$

где $X_1^{t+\Delta t} \dots X_m^{t+\Delta t}$ – искомые решения дифференциальных уравнений;

$X_1^t \dots X_m^t$ – текущие значения вектора X в момент времени t ;

pX_k – определенное в ходе итеративного процесса значение производной параметра X_k ;

Δt – шаг интегрирования, равный интервалу исполнения основной программы расчета 5 мс.

Оценка быстродействия программной реализации описанных численных методов решения уравнений в исполнительном органе выполнена для следующей системы из N уравнений ($N \in \{100; 150; 200; 250\}$):

$$y_i = \frac{1}{p^2 + 1} \sigma(t) \quad (74)$$

где $\sigma(t)$ – функция Хевисайда, i – номер уравнения.

Система (74) не имеет обратных связей, поэтому итерационный расчет алгебраических уравнений требует не более двух итераций (одна основная, вторая проверочная). Далее производится численное интегрирование уравнений методом Эйлера. В таблице 8 в зависимости от числа уравнений приводится время расчета процессов длительностью 100 с. Значения математических ожиданий времени расчета процессов, описываемых с помощью разного количества уравнений, равны: для 100 уравнений – 1.487 с, для 150 уравнений – 1.491 с, для

200 уравнений – 1.4897 с, для 250 уравнений – 1.496 с. Поэтому для систем уравнений небольшого порядка время расчета в программных средствах слабо зависит от количества уравнений.

Таблица 8 – Время, необходимое для расчета заданного интервала времени модели в зависимости от числа уравнений

Время модели, с	Фактическое время, потребовавшееся для расчета, с			
	100 уравнений	150 уравнений	200 уравнений	250 уравнений
100	1.4946	1.4586	1.4944	1.4904
100	1.4870	1.5490	1.4865	1.4960
100	1.4852	1.5153	1.4917	1.4926
100	1.4813	1.4947	1.4864	1.5019
100	1.4830	1.4850	1.4842	1.4973
100	1.4860	1.4851	1.4919	1.4969
100	1.4898	1.4686	1.4869	1.4982
100	1.4933	1.4977	1.4933	1.4949
100	1.4903	1.4765	1.4913	1.4918
100	1.4834	1.4819	1.4906	1.5010

Аналогично выполнялась оценка времени расчета при тестировании для реализованных в программных средствах моделей. Результаты оценки приведены в таблице 9.

Как видно из таблицы 9, решение уравнений моделей турбин, систем их регулирования, автоматических регуляторов возбуждения реализуется с высокой степенью быстродействия, значительно превосходящей интервал выполнения основной программы (5 мс), что позволяет использовать разработанные программные средства для решения задачи моделирования устройств ПАУ (в том числе на ЦАФК) в темпе реальных процессов.

Таблица 9 – Оценка времени расчета программными средствами моделей

Название модели	Порядок системы уравнений	Шаг 0.005 с. Время расчета 100 с модели
Модель ИРТ и ДРТ для четырех блоков	120	1.48
Модель, включающая модели ГТУ, АРС, АРВ	216	1.59
Модель, включающая модели ПТУ, АРС, АРВ	136	1.45
Модель АРВ зарубежного производства	99	1.43

3.4 Оценка динамических свойств разработанных программных средств моделирования устройств противоаварийного управления энергосистемами

Ранее была представлена обобщенная структура программных средств. Согласно представленной схеме, точность реализации математической модели системы автоматического управления с помощью программных средств моделирования будет определяться:

1. корректностью реализации математического описания модели;
2. корректностью учета динамических характеристик входных сигналов для системы автоматического управления.

Способы расчета параметров электрического режима были исследованы в главе 1, в разделах 1.2, 1.4 даны рекомендации по аналитическому учету динамических характеристик методов измерения. В разделе 2 была предложена и обоснована методика экспериментального определения частотных характеристик регуляторов возбуждения, позволяющая сопоставлять характеристики математических моделей каналов регулирования АРВ и каналов регулирования в промышленных образцах АРВ и выявлять несоответствия.

Поэтому в настоящем разделе производится оценка динамических характеристик реализуемого с помощью программных средств моделирования АРВ путем получения экспериментальных частотных характеристик.

Измерительные органы параметров электроэнергетического режима описываются следующими выражениями (выражения составлены согласно методике получения математических моделей [23]):

$$\begin{aligned}
W_U(p) &= W_{zoh}(p; 0.020/64) W_{zoh}(p; 0.020) e^{-(0.005+\Delta t)p} \\
W_{If}(p) &= W_{zoh}(p; 0.020/64) W_{aver}(p; 0.020/64; 16) e^{-(0.005+\Delta t)p} \\
W_f(p) &= W_{zoh}\left(p; \frac{0.020}{64}\right) W_{zoh}(p, 0.020) W_{zoh}(p; 0.020) e^{-(0.005+\Delta t)p}
\end{aligned} \tag{75}$$

где $W_{zoh}(p; 0.020/64) = (1 - e^{p(0.02-0.02/64)})/(p(0.02 - 0.02/64))$ характеризует период выборки мгновенных значений фазных напряжений u_A, u_B, u_C – 64 точки/период промышленной частоты (выражение (44));

$W_{zoh}(p; 0.020)$ характеризует период оконного ДПФ (см. выражение (3));

$e^{-(0.005+\Delta t)p}$ характеризует период обновления измеренных значений параметров электроэнергетического режима в основной расчетной программе (передача данных между измерительным и исполнительным органами характеризуется временем $\Delta t \approx [1; 2]$ мс, см. рисунок 35);

$W_{aver}(p; T_s; N)$ характеризует работу в области Лапласа дискретного усредняющего фильтра:

$$W_{aver}(p; T_s; N) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} e^{-i T_s p} \tag{76}$$

Работа моделей каналов регулирования с учетом работы трехфазного тиристорного преобразователя и методов измерения параметров режима:

$$\begin{aligned}
W_{K0U}(p) &= -W_U(p) K0U \left(1 + \frac{1}{T_{инт} p}\right) W_{BR}(p) \\
W_{K1U}(p) &= -W_U(p) K1U \frac{p}{T_{a1u} p + 1} W_{zoh}(p; 0.005) W_{BR}(p)
\end{aligned} \tag{77}$$

$$\begin{aligned}
W_{K1IF}(p) &= W_{IF}(p) K1IF e^{-(0.020)p} \frac{p}{T_{a1IF} p + 1} W_{BR}(p) \\
W_{K0F}(p) &= W_F(p) K0F \frac{T_{fltrf} p}{T_{fltrf} p + 1} \frac{1}{T_{a0F} p + 1} W_{BR}(p)
\end{aligned} \tag{78}$$

$$W_{K1F}(p) = W_F(p) K1F \frac{p}{T_{a1F} p + 1} W_{BR}(p)$$

где $K0U, K1U, K1IF, K0F, K1F$, – параметры настройки модели АРВ;

$T_{инт}, T_{a1u}, T_{a1IF}, T_{fltrf}, T_{a0F}, T_{a1F}$ – постоянные времени регулирования;

$W_{BR}(p) = W_{zoh}(p, 0.020/6)$ характеризует работу математической модели тиристорного моста (реализовано в *RTDS* с целью проведения эксперимента),

обновление выходного сигнала которого определяется открытием очередного тиристора (период обновления составляет $0.02/6$ с).

На рисунках 46 и 47 приведена определенная по выражению (52) погрешность ЭЧХ воспроизведения модели программными средствами δ . При сравнении в качестве эталонные используются частотные характеристики определенные аналитически по выражениям (75)-(78).

Как видно из рисунков, программные средства моделирования устройств ПАУ позволяет воспроизводить динамические характеристики объекта моделирования, при этом погрешность экспериментальных частотных характеристик δ не превышает 10 % [10].

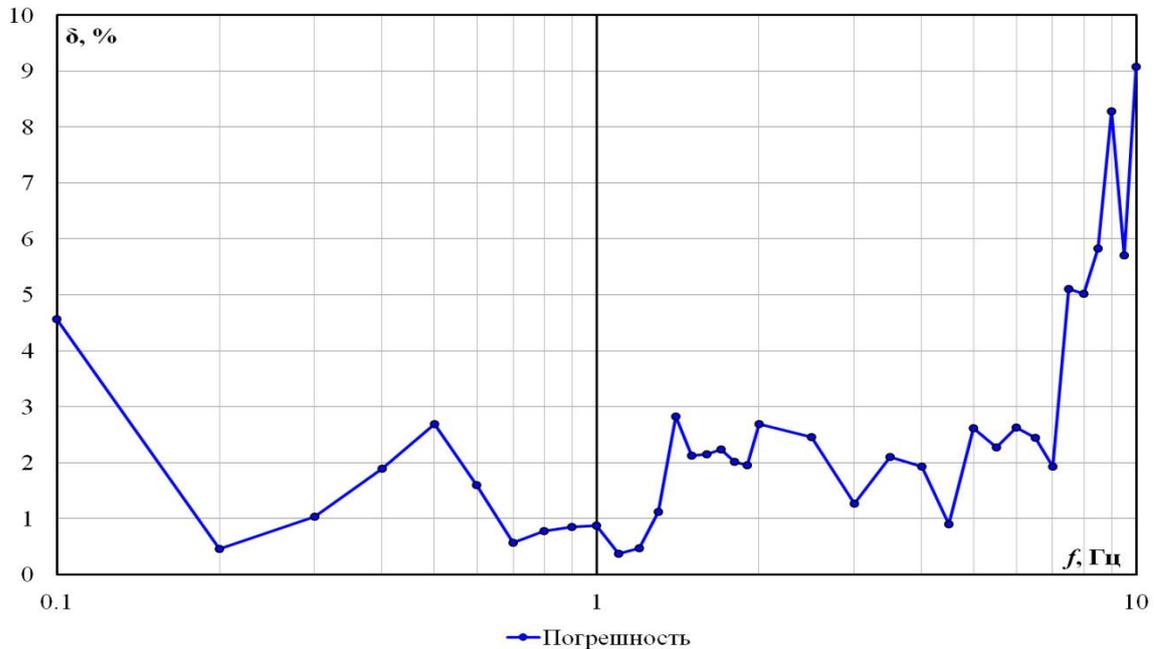
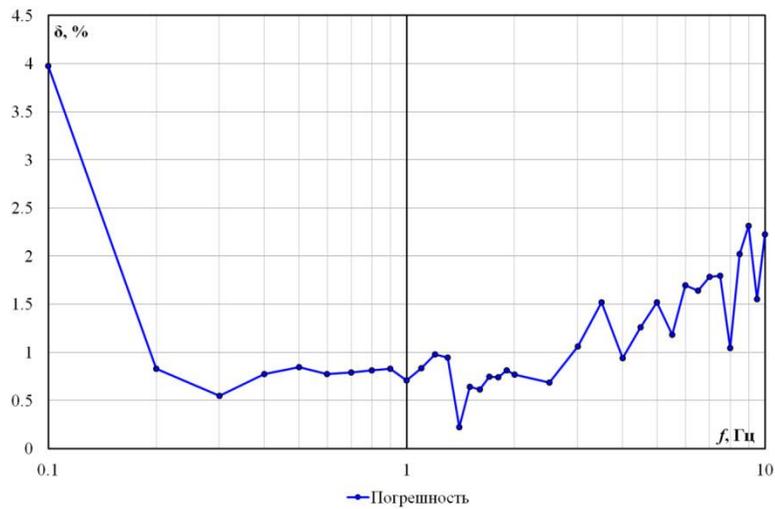
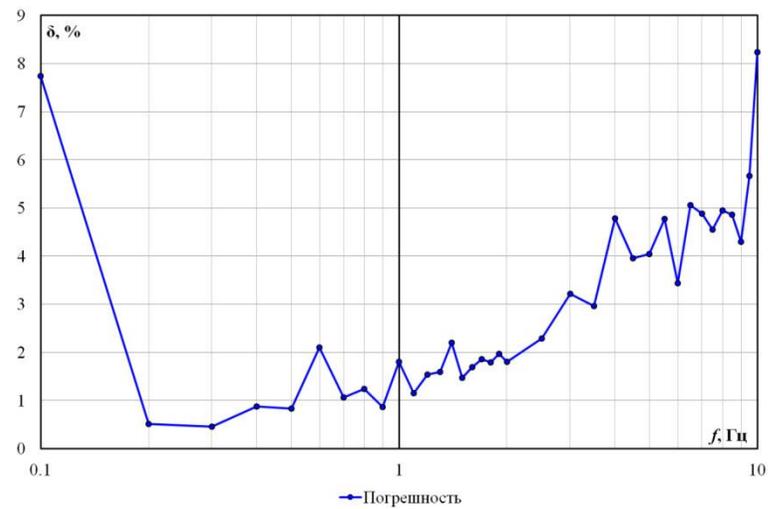


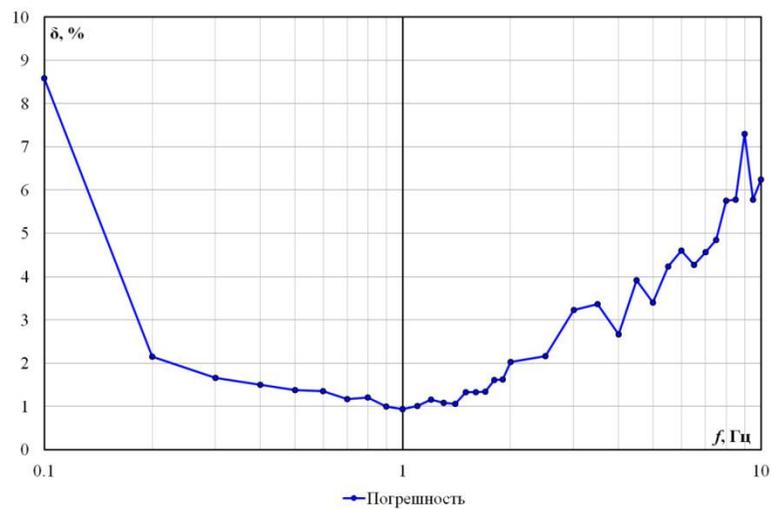
Рисунок 46 – Погрешность экспериментальных частотных характеристик канала регулирования по производной тока возбуждения модели APB, воспроизводимой программными средствами



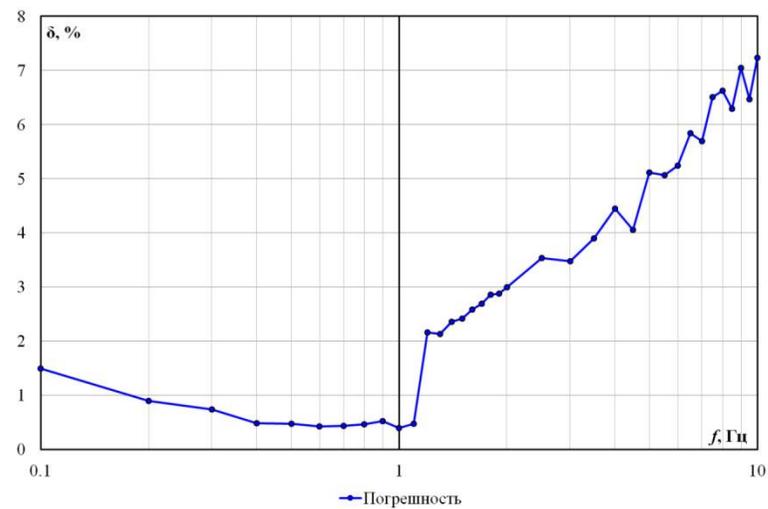
а) погрешность для канала KOU



б) погрешность для канала KIU



в) погрешность для канала KOF



г) погрешность для канала KIF

Рисунок 47 – Погрешности экспериментальных частотных характеристик каналов KOU , KIU , KOF , KIF модели АРВ, воспроизводимой программными средствами

3.5 Выводы

1. Разработаны структурные схемы стендов испытаний со средствами программного моделирования устройств локальной и системной режимной автоматики.

Для имитации работы устройств режимной и противоаварийной автоматики автором разработаны прикладные программно-технические средства для графического задания структуры модели (закона) управления, модули для измерения контролируемых устройствами автоматики параметров, а также процедуры численного определения и формирования сигналов управления физическими моделями объектов контроля защиты и управления.

2. Разработаны цифровые модели силовых турбин, основных возбудителей и систем режимного и противоаварийного управления ими.

Синтезированные и реализованные в программных средствах модели импульсной и длительной разгрузки паровых турбин использовались при исследованиях по проверке настройки параметров АРВ Балаковской АЭС, Нововоронежской АЭС, Пермской ГРЭС, а также при определении параметров срабатывания автоматики ограничения повышения частоты при выделении Калининградской энергосистемы на изолированную работу.

Апробация программных средств моделирования и реализованных в них цифровых моделей современных микропроцессорных регуляторов возбуждения выполнена при экспериментальных исследованиях, целью которых являлись проверки настроек АРВ Белоярской АЭС, Сургутской ГРЭС-2, Рефтинской ГРЭС и др. на цифро-аналого-физическом комплексе.

3. Выполнена оценка эффективности разработанного автором численного метода решения систем нелинейных дифференциально-алгебраических уравнений переходных процессов силовых турбин, возбудителей и их систем регулирования и противоаварийной автоматики.

В результате численных экспериментов установлено, что решение типовых систем уравнений для моделей турбин, возбудителей и их систем регулирования с

помощью разработанных средств производится в темпе заданной дискретизации (5 мс, 200 Гц) по времени выполнения основной программы. Такая низкая частота дискретизации по времени обусловлена ожиданием клиент-серверного информационного обмена в локальной вычислительной сети общего назначения, а также вычислительной мощностью автоматизированных рабочих мест.

4. Выполнена апробация и оценка динамических свойств программных средств с математическими моделями устройств ПАУ. Оценка выполнена в результате анализа экспериментальных частотных характеристик каналов регулирования воспроизводимой программными средствами модели АРВ.

Установлено, что использование разработанных программных средств моделирования позволяет достичь требуемой степени соответствия реализуемой модели. Показано, что при выполнении моделирования АРВ была достигнута точность воспроизведения частотных характеристик каналов регулирования, соответствующая критерию, приведенному в Стандарте АО «СО ЕЭС» «Требования к системам возбуждения и автоматическим регуляторам возбуждения сильного действия синхронных генераторов» (погрешность экспериментальных частотных характеристик δ не превышает 10 %).

4 СОЗДАНИЕ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СРЕДСТВ МОДЕЛИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ ПРОТИВОАВАРИЙНОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ КОМПЛЕКСА РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ

В предыдущей главе были предложены и исследованы структурные схемы стендовых испытаний локальных устройств режимной автоматики и групповых регуляторов частоты и активной мощности (ГРАМ), к которым, как известно, не предъявляются высокие требования по быстродействию введения управляющих воздействий.

При испытаниях с использованием вышеуказанных видов автоматики и регуляторов в составе цифро-аналогового физического комплекса реального времени применялись разработанные автором программные средства моделирования, в которых цикл выполнения основной программы составляет около 5 мс. Такая дискретизация по времени обусловлена прежде всего ограничениями по скорости информационного обмена в локальной вычислительной сети, а также производительностью автоматизированных рабочих мест.

Однако для испытаний устройств отдельных видов системной автоматики такая дискретизация численного решения уравнений в силу требований по быстродействию является неприемлемой. Устранение указанных ограничений по быстродействию произведено автором за счет модернизации структуры испытательного комплекса, в которой вместо программных средств применены разработанные микропроцессорные средства, включающие вторичные преобразователи сигналов.

Предложенный подход и оптимизация программных алгоритмов позволил повысить частоту дискретизации контролируемых управляющих (выходных) сигналов до частоты 1 кГц ($dt = 1$ мс) и выше.

Обобщенная структура и результаты оценки эффективности микропроцессорных средств моделирования, а также основные технические

характеристики преобразователей сигналов изложены в нижеследующих разделах.

4.1 Структура микропроцессорных средств моделирования

Для быстрого создания лабораторного образца микропроцессорного средства моделирования устройств ПАУ в публикациях автора [40], [41], [42] предложено использовать *MATLAB Simulink* со средой программирования *MATLAB Embedded Coder*.

В *MATLAB Simulink* первоначально создается и исследуется математическая модель устройства противоаварийного управления (например, устройства автоматической частотной разгрузки [43], [44], [45]). Далее с помощью среды программирования *MATLAB Embedded Coder* производится генерация программного кода, реализующего численные методы расчета уравнений переходных процессов исследуемой модели.

После компиляции и линковки программных модулей осуществляется инсталляция (установка) исполняемой программы в разработанное целевое устройство (микропроцессорные средства) противоаварийной автоматики. Такой подход позволяет существенно сократить период разработки микропроцессорных средств моделирования за счет использования готовых, широко известных численных методов и полной автоматизации разработки прикладного программного обеспечения.

Для моделирования устройства ПАУ, функционирующего в режиме реального времени с дискретизацией 1 мс, используется отладочная плата *STM32F4Discovery*, имеющая периферийные устройства ввода/вывода, а также прикладное программное обеспечение с реализацией модели *Simulink*. Модель устройства ПАУ в среде *MATLAB Simulink* включает модели блоков измерения и цифровой обработки сигналов, модель алгоритма функционирования устройства ПАУ, и модели, осуществляющие формирование управляющих воздействий. Структурная схема алгоритма приведена на рисунке 48.

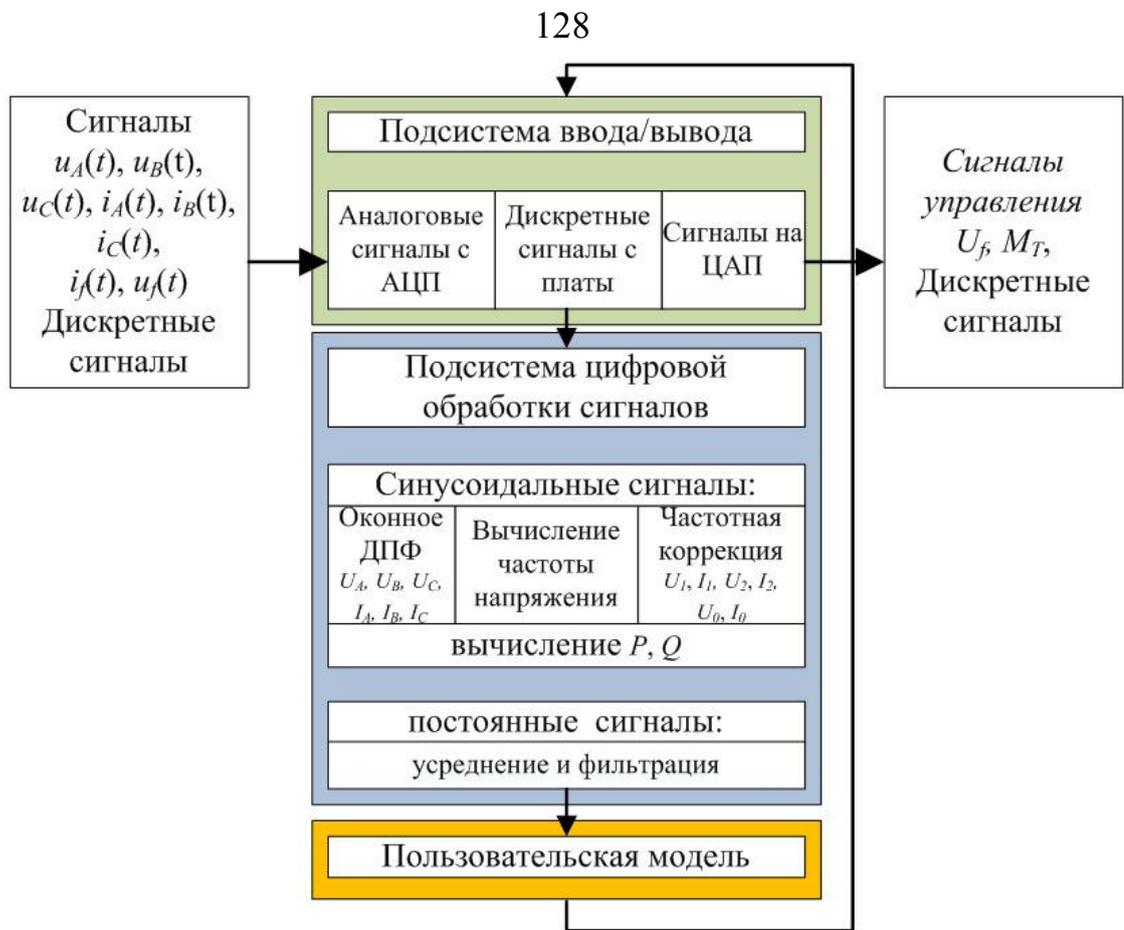


Рисунок 48 – Структурная схема микропроцессорных средств моделирования

Блок измерения и цифровой обработки сигналов реализуется с помощью модели в формате *MATLAB Simulink*, приведенной на рисунке 8 главы 1. Блок измерения выполняет расчет следующих параметров, вычисление которых осуществляется по выражениям раздела 1.3:

1. интегральные значения фазных напряжений и токов с помощью КИХ-фильтров (34)-(36);
2. частоты напряжения прямой последовательности (22)-(26);
3. интегральные значения фазных напряжений и токов при частотной коррекции измерений (31)-(33);
4. симметричные составляющие прямой последовательности.

В блоках измерения помимо перечисленных параметров также вычисляются комплексные значения токов (I_2, I_0) и напряжений (U_2, U_0) обратной и нулевой последовательностей. Для этого производятся интегральные преобразования фазных токов и напряжений с использованием понятия спектральной плотности соответствующих сигналов (раздел 1.2.2).

Для измерения сигналов и формирования управляющих воздействий используются следующие модули ввода/вывода платы (рисунок 48):

- 12-битный модуль аналого-цифрового преобразования с мультиплексором для шестнадцати каналов;
- модуль ввода/вывода дискретных сигналов;
- 12-битный двухканальный модуль цифро-аналогового преобразования.

Первичная цифровая обработка измеренных с помощью АЦП сигналов тока и напряжения возбуждения заключается в усреднении на заданном интервале времени (например, 20 мс). Для фильтрации наведенных в измерительном тракте помех используются полосно-заградительные фильтры, настроенные на частоту 50 Гц.

Интегральные значения параметров электрического режима передаются в синтезированную цифровую модель устройства автоматики. Следует отметить, что при синтезе новых функциональных схем (законов) управления устройств противоаварийной автоматики не требуется существенного структурного изменения измерительных органов. Как правило, достаточно провести только параметрическую настройку.

Конечным результатом расчета заданной пользователем модели являются управляющие воздействия в виде аналоговых и/или дискретных сигналов. Управляющие воздействия преобразуются в электрические сигналы посредством устройств вывода (ЦАП, дискретные порты платы) и подаются на объект управления (аналогично схеме управления, используемой для программных средств и приведенной на рисунке 35 главы 2).

Микропроцессорные средства моделирования могут осуществлять имитацию сразу двух устройств управления, поскольку на плате установлен двухканальный ЦАП. Например, в микропроцессорном устройстве может быть реализована одна из моделей АРВ и одна модель турбины, включая ее систему управления (раздел 3.2.2). В этом случае на физическую модель генератора

подаются сигналы управления возбуждением генератора и мощностью первичного двигателя.

В то же время, для согласования уровня выходных сигналов от измерительных трансформаторов тока и напряжения, используемых для получения сигналов от оборудования ЦАФК, с устройством АЦП микропроцессорного устройства должны использоваться вторичные преобразователи сигналов (датчики).

4.2 Разработка вторичных преобразователей сигналов микропроцессорного устройства

При проведении исследований для измерения входных сигналов использовался встроенный в отладочную плату *STM32Discovery* однополярный АЦП с входным диапазоном измерения 0-3.3 В, который впоследствии был заменен на внешний биполярный АЦП с диапазоном измерения от -10 до +10 В.

При использовании однополярного АЦП нулевому уровню сигнала соответствует опорное напряжение уровнем 1.65 В. С целью расширения диапазона измерения тока за номинальное значение напряжения на входе платы АЦП принято напряжение, равное 100 мВ (действующее значение). Для суммирования опорного и измеряемого напряжения используется операционный усилитель (КР142УД8) с отрицательной обратной связью. Коэффициент передачи такой схемы будет определяться отношением сопротивления обратной связи $R_{3.4}$ к сопротивлению на входе схемы $R_{3.2}$. Кроме того, значения сопротивлений на входе схемы должны быть значительными, чтобы снизить влияние схемы на результат измерения.

При задании коэффициента передачи схемы 0.15 В/В из стандартного ряда сопротивлений можно выбрать значения $R_{3.4} = 2.8\text{кОм}$ и $R_{3.2} = 18\text{кОм}$. Для этих значений коэффициент передачи будет равен 0.15556 В/В.

Цепи измерительных трансформаторов тока должны быть гальванически не связанными с измерительными цепями оборудования ЦАФК. Поэтому для

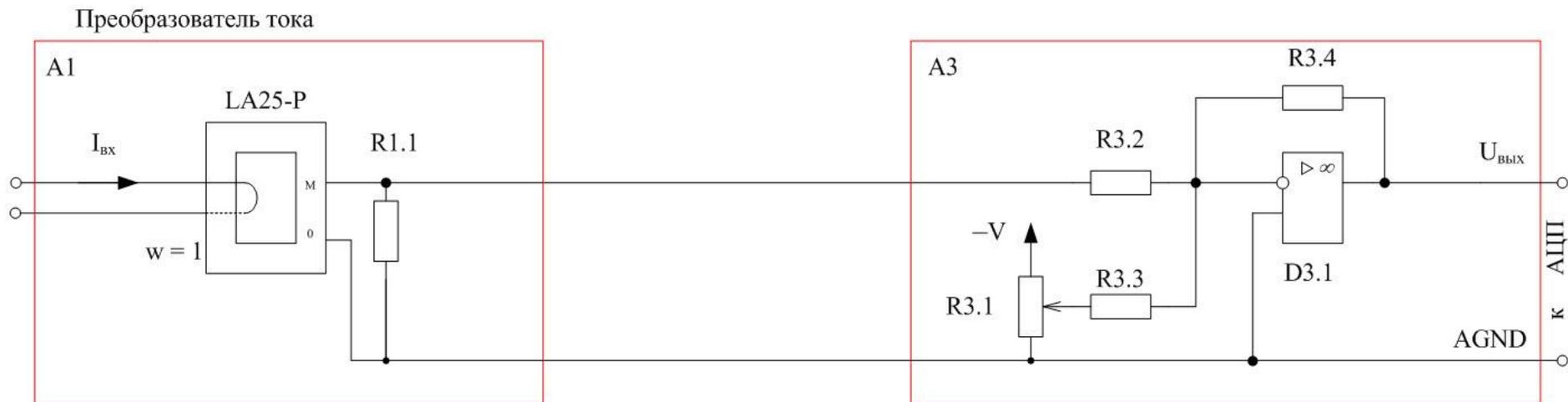
гальванической развязки этих цепей используются серийные измерительные датчики *LEM*. На ЦАФК широко применяется датчик *LA25-P*, поэтому он был использован при синтезе схемы датчиков для микропроцессорного устройства. С учетом принятого напряжения на входе схемы с операционным усилителем ($0.1 \text{ В} / 0.156 = 0.641 \text{ В}$), номинального тока от трансформатора тока (1 А), коэффициента передачи датчика *LA25-P* (25 А/25 мА) на выход измерительного датчика *LEM* необходимо подключить сопротивление 657 Ом.

Аналогично, можно выбрать параметры схемы для датчика напряжения при использовании *LEM LV25-P*. Входное номинальное значение для платы АЦП принято 0.7 В. Коэффициент передачи определяется значением сопротивления на входе *LEM* с учетом внутреннего сопротивления датчика, при входном токе 10 мА выходной ток датчика *LEM* составляет 25 мА, выходное сопротивление датчика для упрощения схемы принято равным сопротивлению 400 Ом. Тогда входное сопротивление датчика *LEM*:

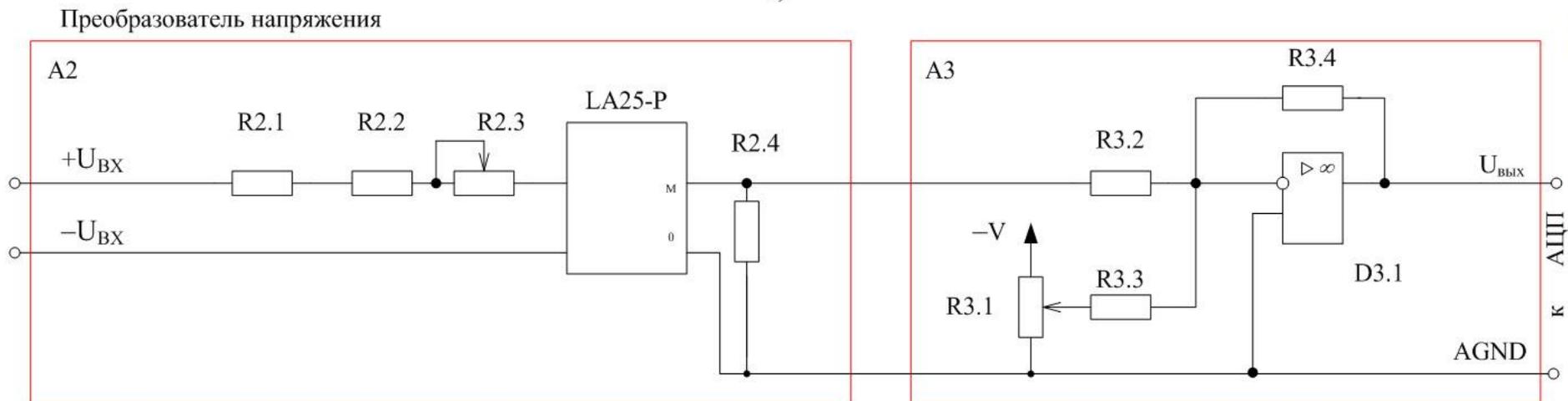
$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх.ном}}}{U_{\text{АЦП}}} K_{I_{LEM}} R_{\text{вых}} K_{\text{сх2}} = \frac{100/\sqrt{3}}{0.7} \frac{25\text{мА}}{10\text{мА}} 400 \text{ Ом} 0.156 = 12.7 \quad (79)$$

Для компенсации различия в значениях внутреннего сопротивления у отдельных датчиков *LEM* в качестве входного сопротивления будет использоваться комбинация из постоянного и переменного сопротивлений. Схема датчиков приведена на рисунке 49. Параметры схемы:

$$\begin{array}{lll} R1.1 = 657 \text{ Ом} & R2.1 = 12 \text{ кОм} & R2.2 = 332 \text{ Ом} \\ R2.3 = 1.0 \text{ кОм} & R2.4 = 400 \text{ Ом} & R3.1 = 1.0 \text{ кОм} \\ R3.2 = 18 \text{ кОм} & R3.3 = 18 \text{ кОм} & R3.4 = 2.8 \text{ кОм} \end{array} \quad (80)$$



а)



б)

Рисунок 49 – Схема вторичных измерительных преобразователей сигналов тока (а) и напряжения (б)

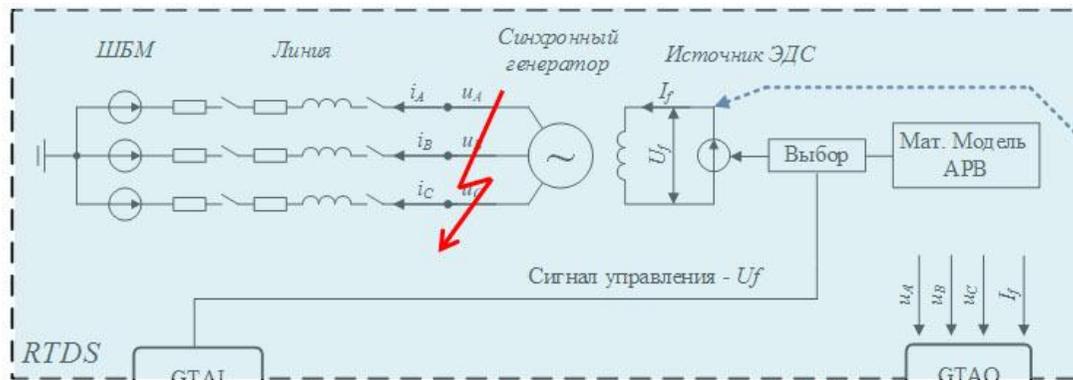
В блоке вторичных преобразователей сигналов производится преобразование четырех сигналов тока (фазные токи, ток возбуждения) и четырех сигналов напряжения (фазные напряжения, напряжение возбуждения).

4.3 Апробация и оценка эффективности микропроцессорных средств моделирования устройств противоаварийной автоматики

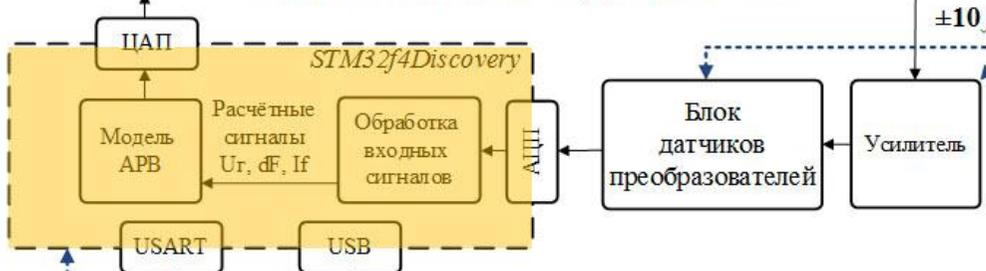
В этом разделе выполнена оценка эффективности микропроцессорных средств моделирования устройств ПАУ в результате сравнительного анализа его динамических свойств. Для этого в качестве эталонных значений контролируемых режимных параметров, относительно которых определяется мгновенная относительная погрешность $\varepsilon(t)$, принимались расчетные величины из программно-аппаратного комплекса моделирования энергосистем в режиме реального времени (ПАК *RTDS*), где была реализована схема «генератор-линия электропередачи-ШНН» – далее тестовая схема (рисунок 50). Результаты апробации микропроцессорных средств моделирования в полном объеме приведены в работе [46] и описаны в авторских публикациях [41] и [40].

К тестовой схеме в ПАК *RTDS* было подключено микропроцессорное устройство согласно схеме, приведенной на рисунке 50. Расчетные сигналы модели синхронного генератора – мгновенные фазные напряжения u_A, u_B, u_C , мгновенные токи i_A, i_B, i_C , сигналы системы возбуждения u_f, i_f выводятся посредством интерфейсных блоков *RTDS* в виде напряжений ± 10 В.

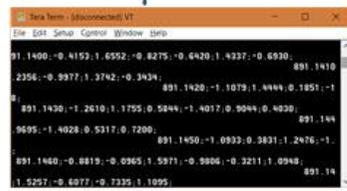
Сигналы ± 10 В используются в качестве входных для усилителей, преобразующих соответствующие сигналы в токи (номинальным значением 1 или 5 А) и напряжения (номинальным значением линейного напряжения 100 В). Использование усилителей позволяет имитировать подключение микропроцессорных средств моделирования к сигналам от трансформаторов тока и напряжения оборудования ЦАФК.



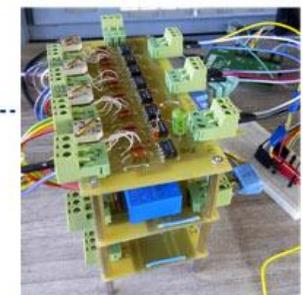
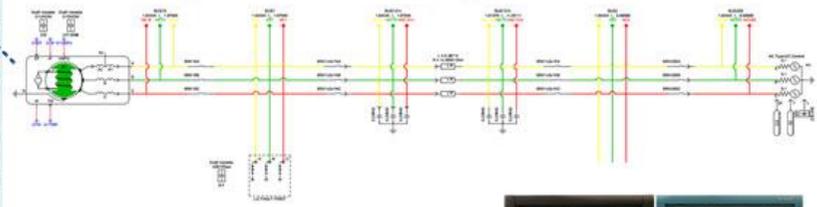
Математическая модель в RTDS



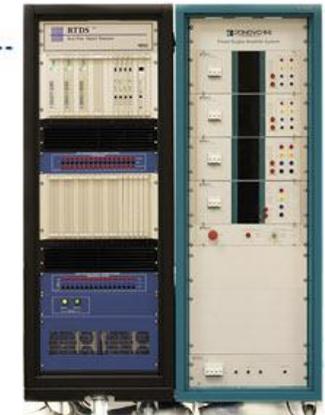
Микропроцессорные средства моделирования



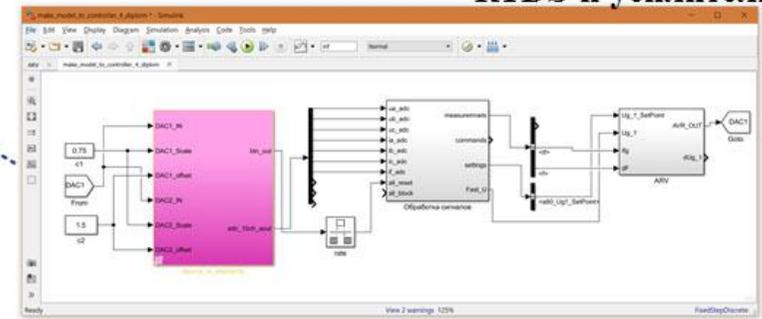
Математическая модель тестовой энергосистемы в формате RTDS



Блок датчиков-преобразователей



RTDS и усилители



Математическая модель в формате MATLAB Simulink: ЦОС и АРВ

Рисунок 50 – Схема подключения микропроцессорных средств моделирования к ПАК RTDS, использованная для тестирования

Для согласования входного измерительного диапазона АЦП и сигналам от усилителей напряжения (100 В) и тока (5 А) используется блок датчиков. Выходной сигнал от ЦАП подключается к тестовой модели для управления возбуждением. По выбору исследователя управление возбуждением генератора осуществляется либо от микропроцессорных средств моделирования, либо от реализованной в *RTDS* модели АРВ (рисунок 51) с учетом математического описания измерительных органов (выражение (75), раздел 3.4).

При апробации использовалась модель АРВ, приведенная на рисунке 51. Аналогичные модели были рассмотрены в главах 2 и 3 и поэтому здесь не приводятся. При проведении экспериментов основное внимание уделялось исследованию и анализу переходных процессов при различных настройках каналов регулирования. В этой связи для упрощения последующего анализа переходных процессов защитные функции и ограничители АРВ были временно выведены из действия.

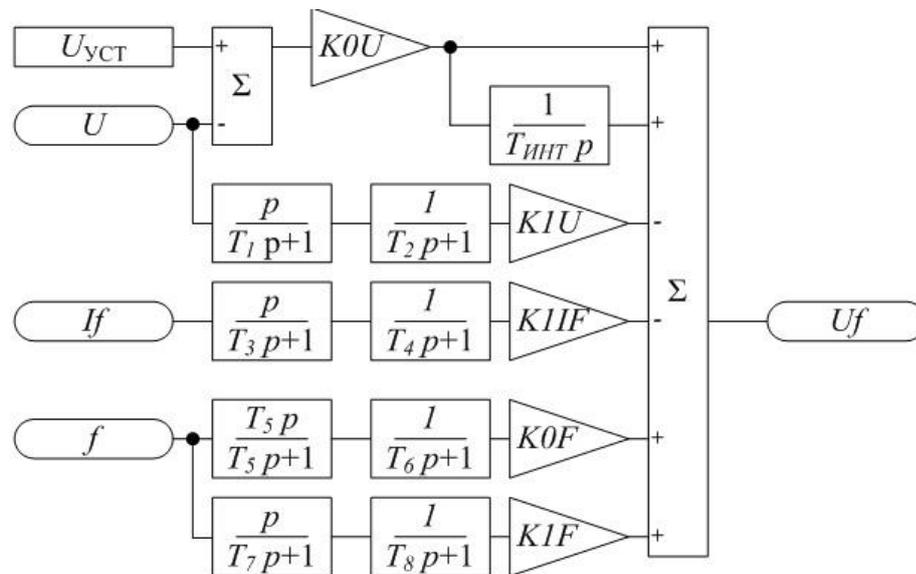


Рисунок 51 – Структурная схема АРВ, реализованного с помощью микропроцессорных средств моделирования

В качестве одного из внешних возмущающих воздействий в исследовании энергосистемы применялось трехфазное короткое замыкание через переходное сопротивление на выводах генератора заданной длительностью. Этот вид короткого замыкания выбран для исключения искажений безынерционных измерительных органов модели АРВ в *RTDS* в несимметричном режиме работы

синхронного генератора, которые исходно проектировались только для симметричных стационарных режимов. Данное ограничение неоднократно оговаривалось при оценке результатов исследований в главе 1.

С использованием описанных схем рисунков 50, 51 выполняются лабораторные эксперименты по исследованию работы моделей АРВ при различных параметрах настройки его каналов. Экспериментальные исследования с разными значениями параметров настройки (в том числе с вводом и выводом из работы отдельных каналов регулирования) проводятся для того, чтобы выявить возможные неучтенные при синтезе моделей факторы, оказывающие существенное влияние на их динамические свойства при различных входных сигналах напряжения статора, тока возбуждения и др.

Лабораторные исследования производились в ограниченном интервале реального времени, принятом равным 20 с. Следует отметить, что при проведении исследований не решается задача выбора оптимальных параметров настройки АРВ, обеспечивающих минимальное время и наибольшее демпфирование переходного процесса.

В таблице 10 отражен перечень лабораторных экспериментов (Эксп.№1–9) и соответствующие им коэффициенты усиления каналов регулирования возбуждения. В заголовках столбцов №2-9 таблицы 10 дополнительно в круглых скобках указаны номера соответствующих рисунков с характеристиками изменения напряжения возбуждения (U_f , зеленым и фиолетовым цветом, рисунки В.1-9, б, Приложение В), напряжение статора (U_G , красным и синим цветом, рисунки В.1-9, б, Приложение В) и активной мощности P , красным и синим цветом, рисунки В.1-9, а, Приложение В).

Таблица 10 – Условия проведения экспериментов с моделями АРВ

Название канала, коэффициент его усиления, [ед. измерения]	Номер эксперимента, (рисунки)								
	1 (52, В.1)	2 (53, В.2)	3 (В.3)	4 (В.4)	5 (В.5)	6 (В.6)	7 (В.7)	8 (В.8)	9 (В.9)
пропорционально-интегральный канал регулирования по отклонению напряжения статора, KOU , [е.в.н./е.н.с.]	16.6	10	10	10	10	10	10	10	10
канал регулирования по первой производной напряжения статора, KIU , [е.в.н./е.н.с./с]			1				2	2	2
канал регулирования по первой производной тока возбуждения, $KIIF$, [е.в.н./е.т.р./с]				1			3	3	3
канал регулирования по отклонению частоты напряжения статора, KOF , [е.в.н./Гц]					2			5	5
канал регулирования по первой производной частоты напряжения статора, KIF , [е.в.н./Гц/с]						1			4

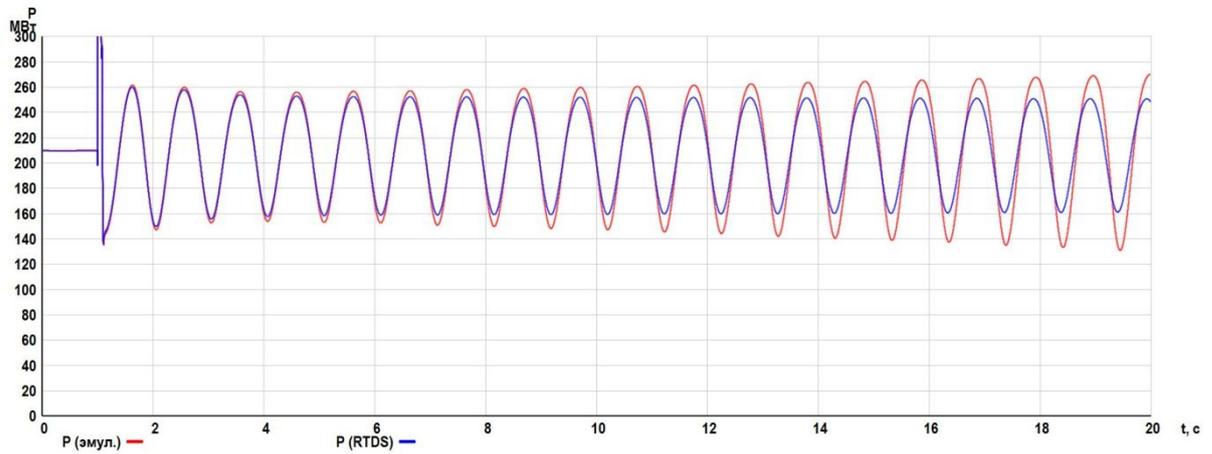
Примечания: е.в.н./е.н.с. – единицы возбуждения номинальные, отнесенные к единицам номинального напряжения статора;

е.в.н./е.н.с./с – единицы возбуждения номинальные, отнесенные к единицам скорости изменения напряжения статора;

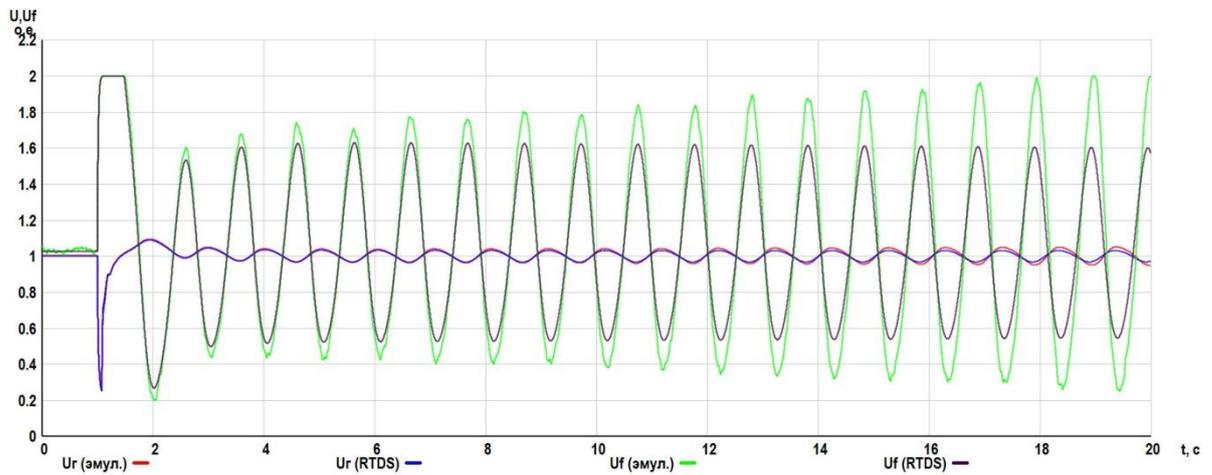
е.в.н./е.т.р./с – единицы возбуждения номинальные, отнесенные к единицам скорости изменения тока ротора;

е.в.н./Гц – единицы возбуждения номинальные, отнесенные к частоте напряжения.

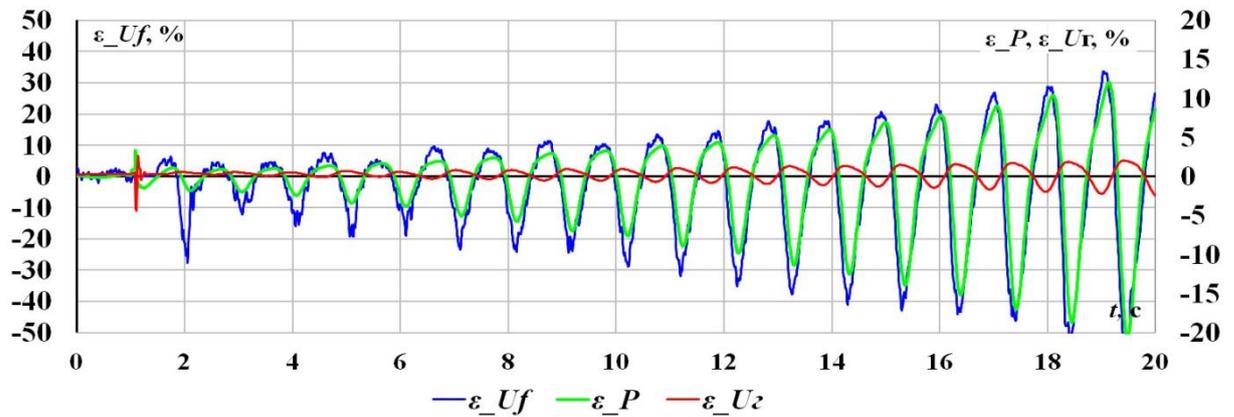
е.в.н./Гц/с – единицы возбуждения номинальные, отнесенные к скорости изменения частоты.



а) изменение активной мощности

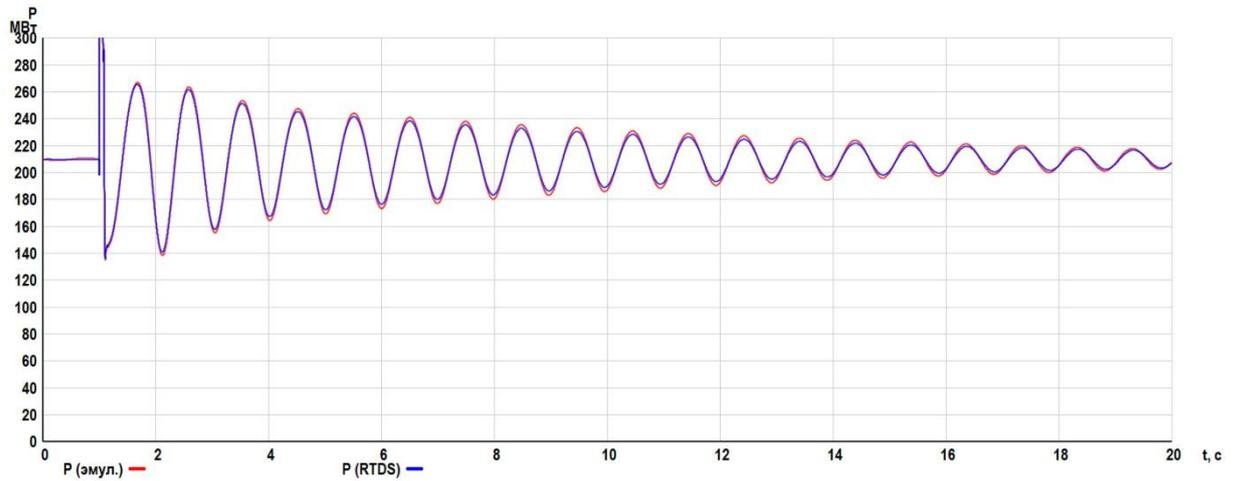


б) изменение напряжения статора и напряжения возбуждения

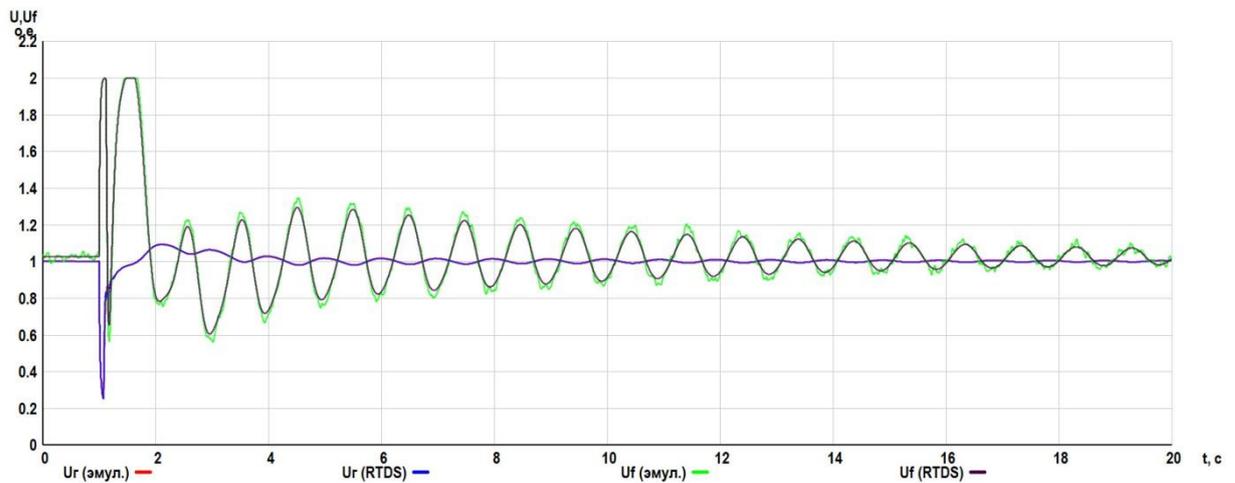


в) мгновенные погрешности воспроизведения мощности, напряжений статора и ротора

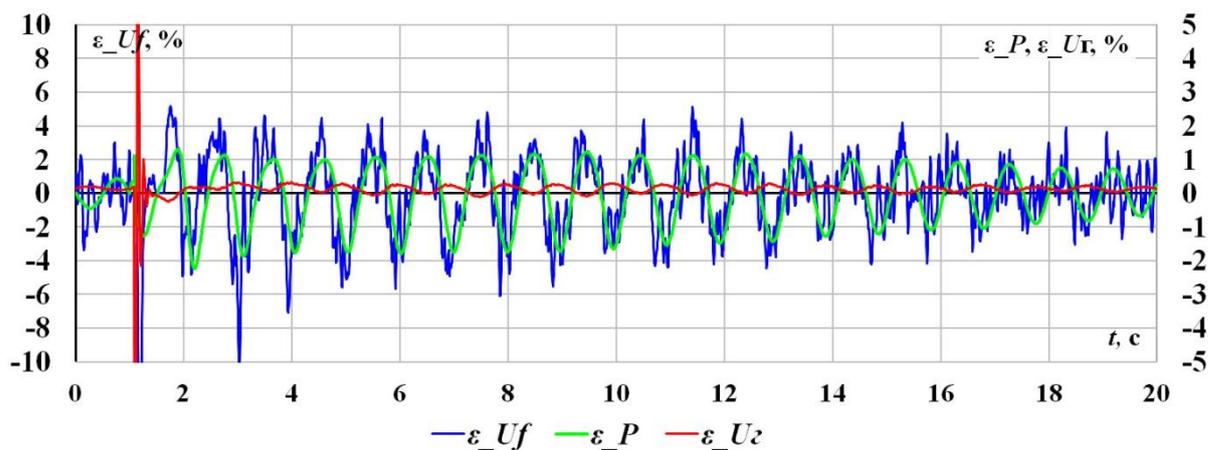
Рисунок 52 – Характеристики изменения активной мощности (а), напряжения статора и ротора (б), мгновенные погрешности (в) их воспроизведения с помощью микропроцессорного устройства АРВ с $KOU = 16.6$ е.в.н./е.н.с. при аварийном возмущении



а) изменение активной мощности



б) изменение напряжения статора и напряжения возбуждения



в) мгновенные погрешности воспроизведения мощности, напряжений статора и ротора
 Рисунок 53 – Характеристики изменения активной мощности (а), напряжения статора и ротора (б), мгновенные погрешности (в) их воспроизведения с помощью микропроцессорного устройства АРВ с $KOU = 10$ е.в.н./е.н.с. при аварийном возмущении

Характеристики, полученные в результате численного расчета модели АРВ в ПАК *RTDS*, обозначены в подрисуночных надписях вышеуказанных рисунков с индексами «*RTDS*». Зависимости, снятые с использованием микропроцессорных средств моделирования АРВ на этих же рисунках имеют индекс «Эмул.».

Кроме этого на рисунках 52, 53, в и В.1-9 (Приложение В) изображены характеристики изменения мгновенной относительной погрешности напряжения возбуждения (ε_{Uf}), напряжения статора (ε_U) и активной мощности (ε_P).

Эти зависимости являются знакопеременными и имеют импульсный характер, обусловленный, прежде всего, фазовыми (угловыми) погрешностями. Следует отметить, что относительные погрешности напряжения возбуждения и напряжения статора имеют более резкий, выраженный импульсный характер с разрывами характеристик в сравнении с зависимостью относительной погрешности воспроизведения активной мощности ε_P . Поэтому для дальнейшего анализа и обобщенной оценки эффективности разработанных микропроцессорных средств моделирования используется среднеквадратичная погрешность воспроизведения электрической мощности с помощью разработанных средств, которая определяется по выражению:

$$E_{\text{СКВ}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t-T/2}^{t+T/2} \varepsilon(t) dt} \quad (81)$$

где $\varepsilon(t)$ – мгновенная относительная погрешность контролируемого параметра, %;

T – интервал усреднения, который определяется периодом электромеханических колебаний, с.

Для выбора наиболее тяжелых с точки зрения оценки эффективности микропроцессорных средств моделирования первоначально необходимо выполнить анализ демпферных свойств исследуемой энергосистемы при различных настройках регуляторов возбуждения синхронного генератора. В таблице 11 приведены показатели демпфирования электромеханических колебаний электрической мощности при различных параметрах настройки регуляторов.

Таблица 11 – Показатели демпфирования колебаний активной мощности

Номер эксперимента, (рисунки)	Частота колебаний, Гц		Логарифмический декремент затухания, о.е.	
	<i>RTDS</i>	Модель	<i>RTDS</i>	Модель
1 (52, В.1)	1.02	1.02	0.001	-0.008
2 (53, В.2)	1.00	1.00	0.307	0.303
3 (В.3)	0.98	0.97	0.111	0.094
4 (В.4)	0.96	0.96	0.287	0.275
5 (В.5)	1.01	1.00	0.025	0.008
6 (В.6)	0.86	0.87	0.055	0.111
7 (В.7)	1.28	1.28	0.470	0.457
8 (В.8)	1.14	1.14	0.126	0.143
9 (В.9)	1.15	1.15	0.268	0.287

Из анализа таблицы 11 следует, что наиболее характерным (наихудшим) с точки зрения оценки эффективности работы модели является режим с возникновением слабо затухающих (или близких к ним) колебаний электрической мощности, обусловленных избыточным усилением ($KOU = 16.6$ е.в.н./е.н.с.) канала регулирования по отклонению напряжения статора (эксперимент 1, таблица 11, рисунки 52 и В.1, Приложение В). Устранение автоколебаний без введения дополнительной стабилизации возможно только при снижении коэффициента усиления, например до 10 е.в.н./е.н.с. (эксперимент 2, таблица 11, рисунки 53 и В.2, Приложение В).

Важным является замечание о том, что все последующие оценки показателей качества производятся применительно к характеристикам мгновенной относительной погрешности воспроизведения активной мощности, а не к действительному переходному процессу энергосистемы. При этом показатель степени затухания мгновенной относительной погрешности определяется по выражению (81) при интервале усреднения $T=1$ с и является по сути среднеквадратичным значением относительной погрешности воспроизведения мощности $E_{\text{СКВ}_P}$.

На рисунках 54-55 приводятся среднеквадратичные значения относительных погрешностей $E_{\text{СКВ}_P}$ воспроизведения активной мощности с помощью микропроцессорных средств моделирования. Дополнительно на

рисунке 54 синим цветом показана мгновенная относительная погрешность воспроизведения активной мощности.

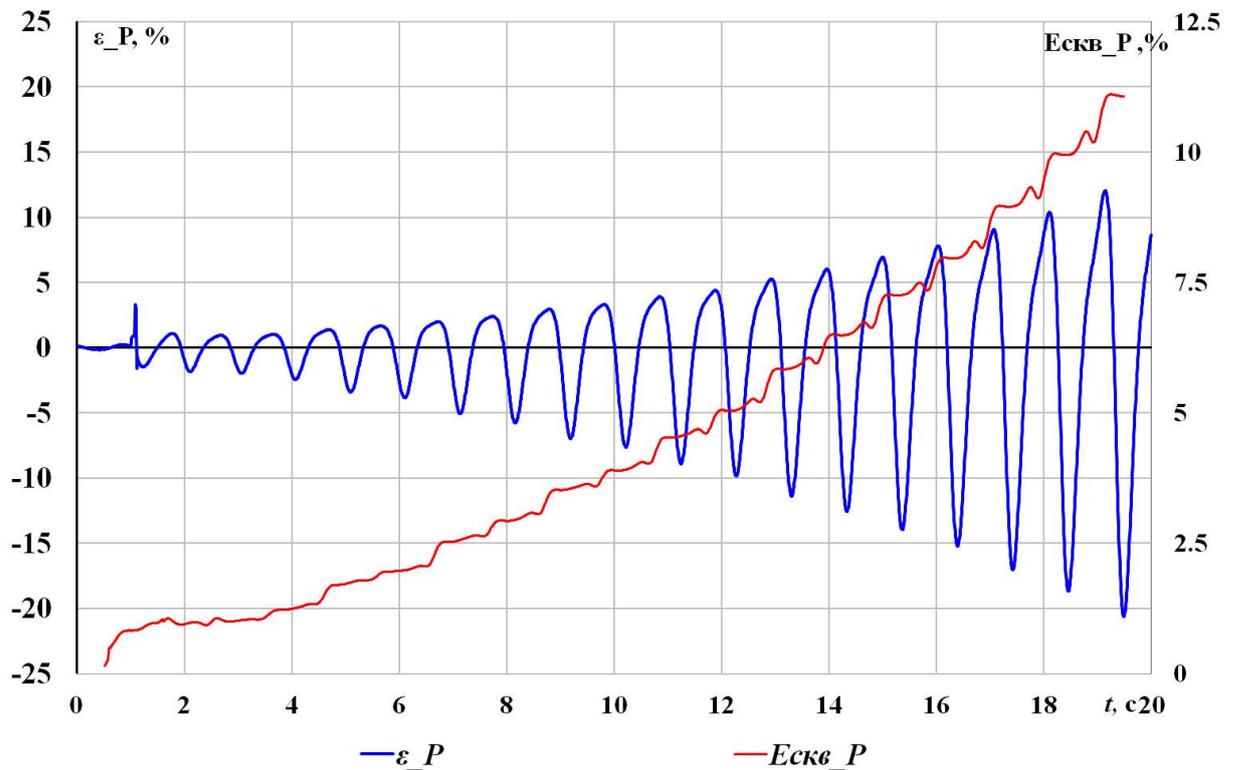


Рисунок 54 – Погрешность моделирования, ее среднеквадратичное значение, вычисленные на интервале 1 с, $KOU = 16.6$ е.в.н./е.н.с.

В результате анализа характера мгновенной и среднеквадратичной погрешности воспроизведения активной мощности (рисунок 54) выявлены ограничения применения разработанных микропроцессорных средств моделирования в предельных (близких к предельным) режимах по передаваемой мощности. В частности, подключение микропроцессорных средств моделирования к испытательному стенду характеризуется асимптотическим характером нарушения устойчивости.

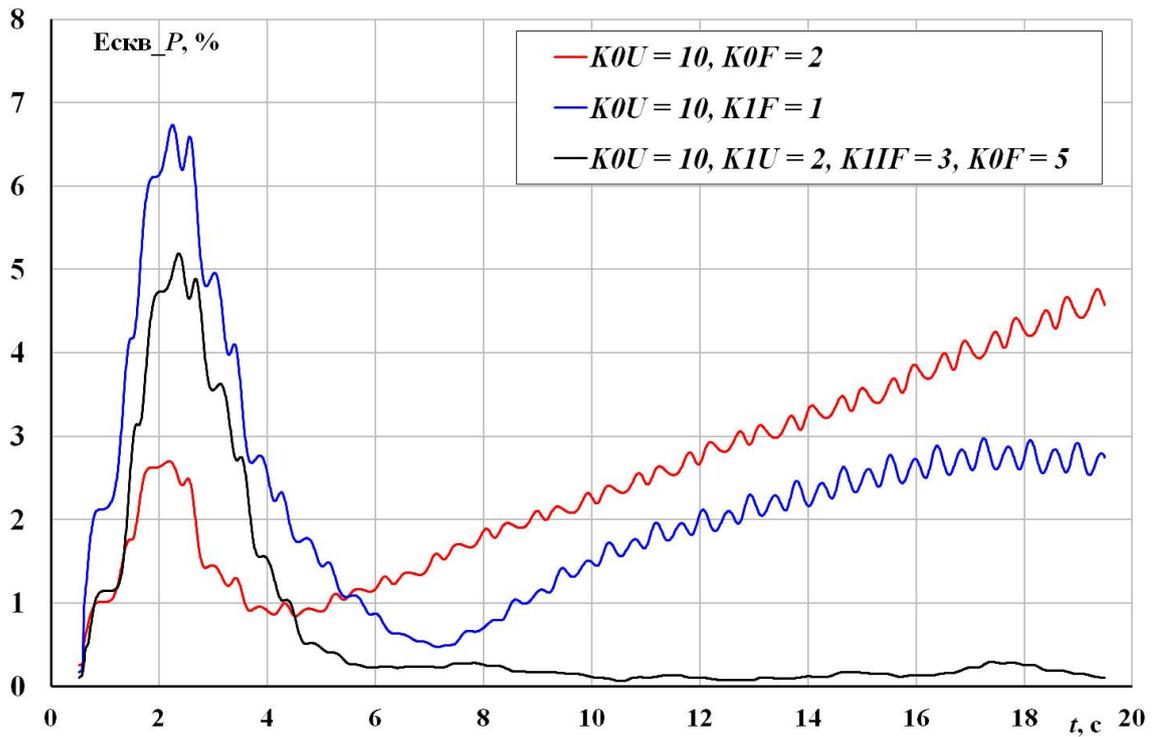


Рисунок 55 – Среднеквадратичные значения относительной погрешности воспроизведения активной мощности (1), вычисленные на интервале 1 с

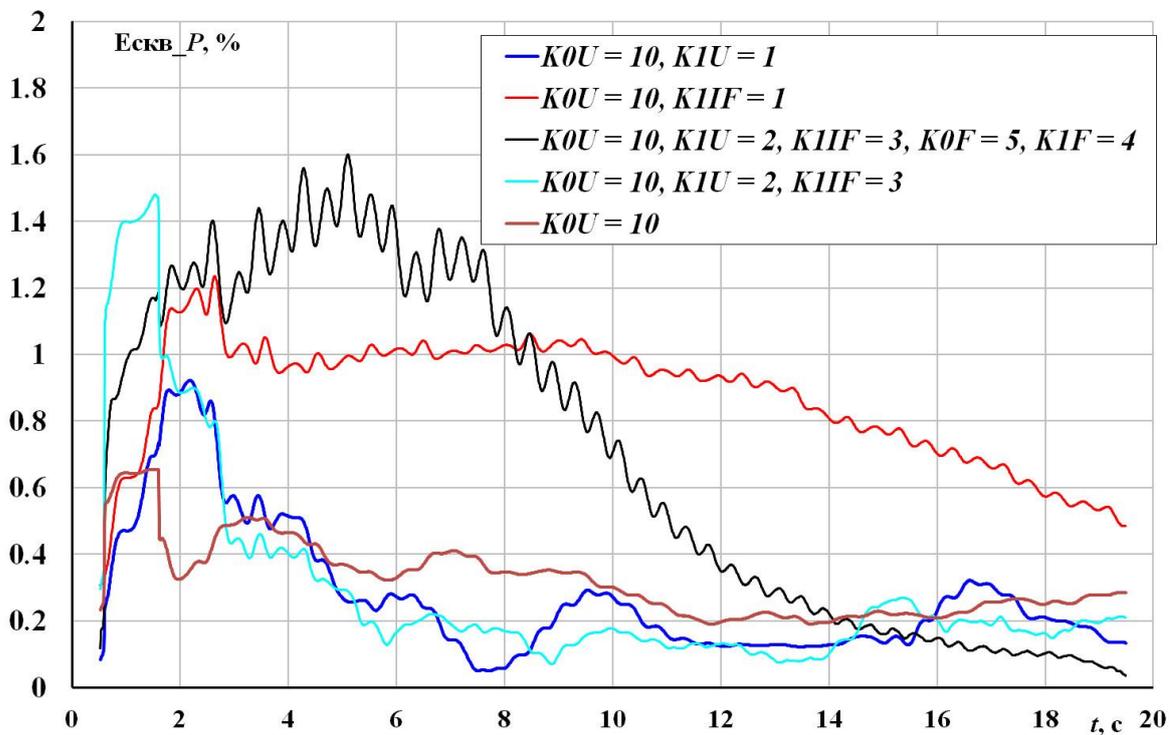


Рисунок 56 – Среднеквадратичные значения относительной погрешности воспроизведения активной мощности (2), вычисленные на интервале 1 с

Этот факт подтверждается возрастающими колебаниями мгновенной относительной погрешности ε_P (рисунок 54, синяя линия). При этом в начальной стадии переходного процесса инкремент колебаний мгновенной погрешности воспроизведения мощности является практически постоянным (рисунок 54, $t \in [1; 3]$ с, красная линия), а его значение логарифмическое значение составляет 0.07 о.е., $E_{\text{СКВ}} = 1\%$, рисунок 54, красная линия), при логарифмическом инкременте характеристики активной мощности 0.008 о.е. (таблица 11, эксперимент 1).

Развитие неустойчивого процесса в энергосистеме (рисунок 52) характеризуется почти линейным ростом инкремента мгновенной погрешности воспроизведения активной мощности (среднеквадратичной погрешности ($E_{\text{СКВ}_P}$) до 0.1 о.е. Практически линейный характер увеличения среднеквадратичной погрешности может быть обусловлен наличием методической, вычислительной или инструментальной погрешностей, которые в результате интегрирования системы дифференциальных уравнений приносят в ее решения ошибку пропорциональную времени (рисунок 54, красная линия).

Аналогичным образом могут быть охарактеризованы процессы воспроизведения активной мощности при стендовых испытаниях с микропроцессорными средствами моделирования, в которых введена стабилизация только по отклонению (рисунок 55, красная линия) или только по скорости изменения частоты (рисунок 55, синяя линия). Отличительной особенностью этих характеристик является быстрое затухание мгновенной погрешности и как следствие снижения ее среднеквадратичной величины в интервале времени $t \in [1; 4]$ с.

В остальных случаях (рисунки 55, 56) при введении стабилизации по производной напряжения и/или тока возбуждения следует безусловно признать достоверность моделей и эффективность микропроцессорных средств моделирования поскольку среднеквадратичная относительная погрешность воспроизведения имеет приемлемое значение (не более 1.6 %) и асимптотически

стремится к нулю. Данный факт объясняется снижением амплитуды колебаний, при котором фазовое рассогласование становится несущественным.

Для обоснования соответствия разработанных средств моделирования требованиям Стандарта [10] далее выполнен анализ экспериментально снятых частотных характеристик. При этом в качестве критерия оценки использовалось выражение (52). Результаты сравнения экспериментальных частотных характеристик с аналитически определенными приведены на рисунках (57), (58).

Как видно из рисунков, микропроцессорные средства моделирования устройств ПАУ позволяет воспроизводить динамические характеристики объекта моделирования, при этом погрешность экспериментальных частотных характеристик δ не превышает 10 % [10].

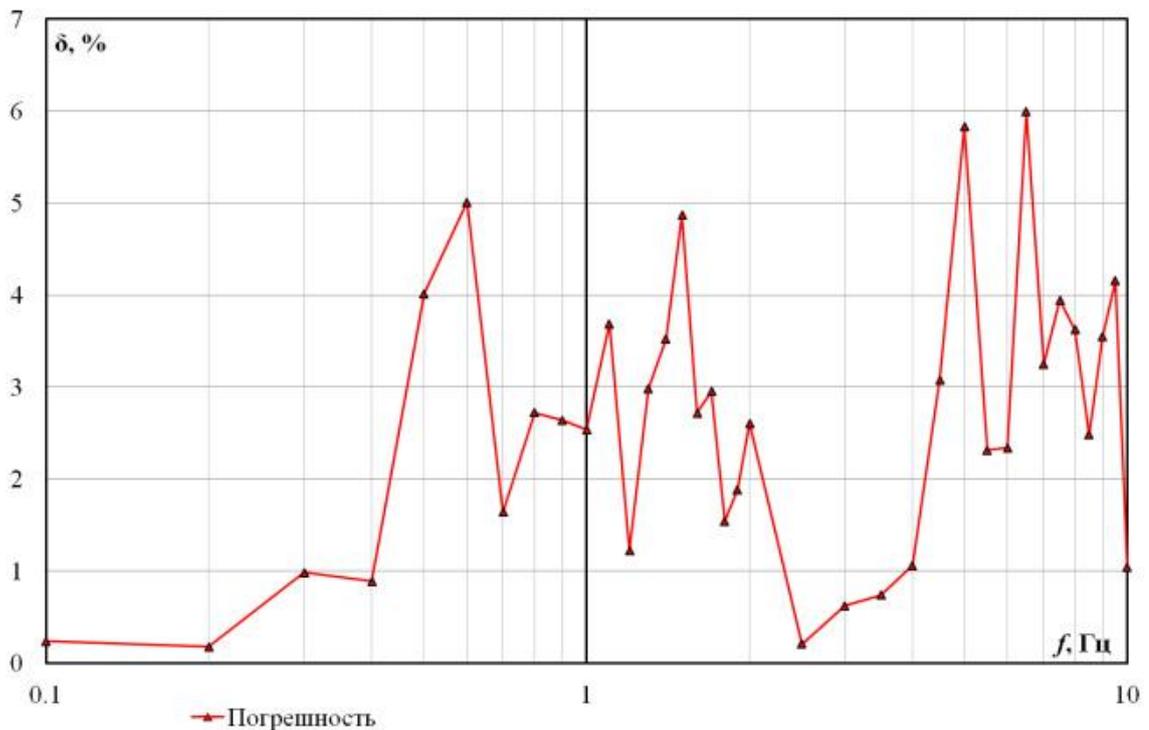
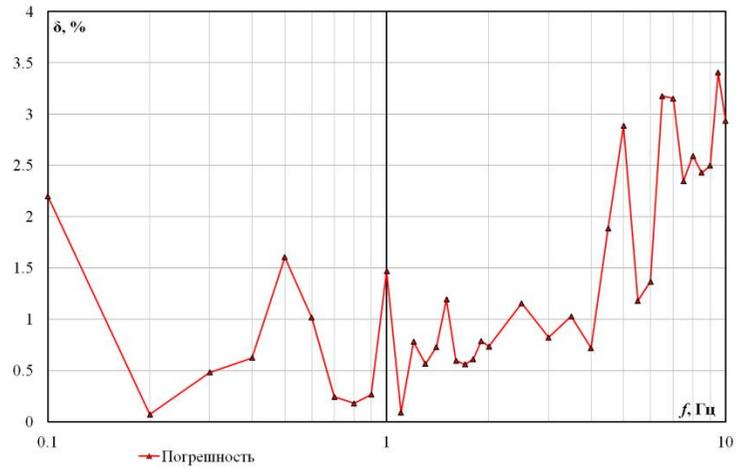
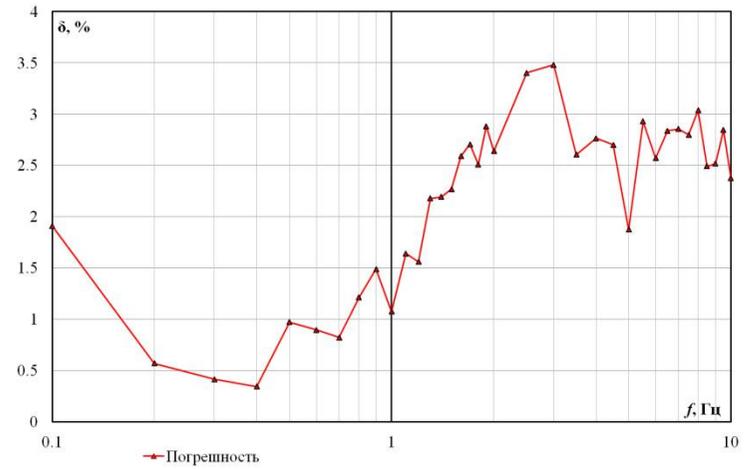


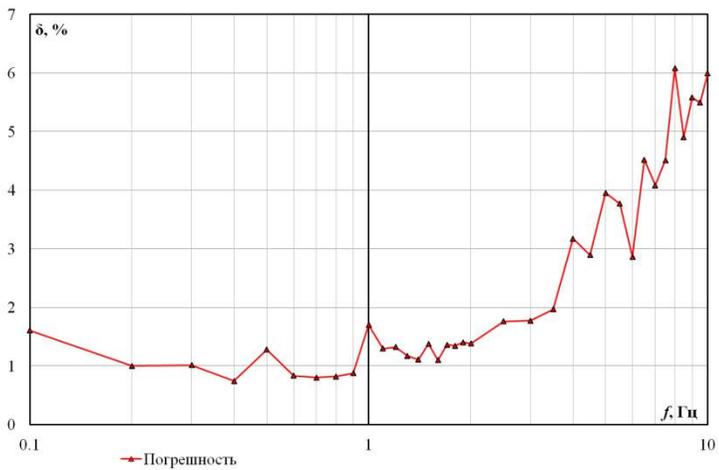
Рисунок 57 – Погрешность экспериментальных частотных характеристик канала регулирования по производной тока возбуждения модели АРВ, воспроизводимой микропроцессорными средствами моделирования



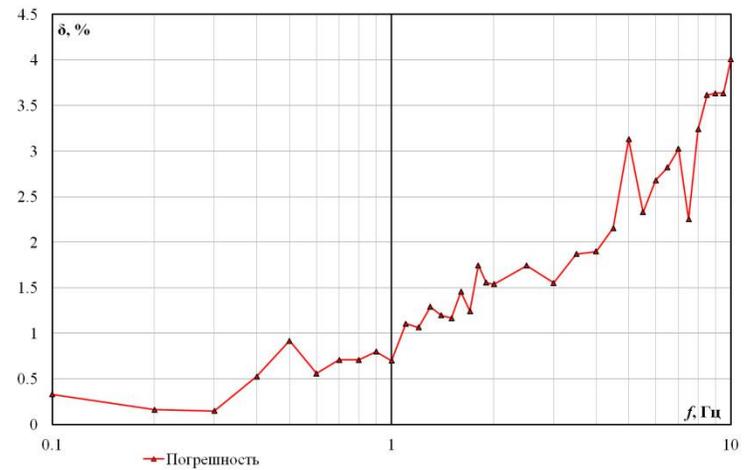
а) погрешность для канала $K0U$



б) погрешность для канала $K1U$



в) погрешность для канала $K0F$



г) погрешность для канала $K1F$

Рисунок 58 – Погрешности экспериментальных частотных характеристик каналов $K0U$, $K1U$, $K0F$, $K1F$ модели АРВ, воспроизводимой микропроцессорными средствами моделирования

4.4 Выводы

1. Усовершенствована структурная схема стендовых испытаний в реальном времени устройств локальной и системной режимной автоматики с использованием микропроцессорных средств моделирования.

Использованный подход и оптимизация программных алгоритмов позволил повысить частоту дискретизации контролируемых управляющих сигналов до 1 кГц и выше.

2. Выполнена апробация и оценка эффективности микропроцессорных средств моделирования устройств противоаварийной автоматики.

Для обоснования эффективности работы микропроцессорных средств моделирования предложена и обоснована мера оценки качества воспроизведения переходных процессов, определяемая среднеквадратичными значениями относительной погрешности.

Показано, что наиболее сложными режимами для воспроизведения являются режимы слабодемпфируемых колебаний в виду интегрирования ошибки обусловленной фазовой погрешностью.

3. Установлено, что использование микропроцессорных средств моделирования позволяет достичь требуемых по условиям исследований степени соответствия реализуемой модели.

Показано, что при моделировании АРВ с использованием микропроцессорных средств погрешность воспроизведения частотных характеристик каналов δ не превышает 10 % и удовлетворяет требованиям Стандарта АО «СО ЕЭС» «Требования к системам возбуждения и автоматическим регуляторам возбуждения сильного действия синхронных генераторов».

4. Разработанные микропроцессорные средства моделирования устройств противоаварийного управления энергосистемами рекомендованы для испытаний и внедрены в состав цифро-аналого-физического комплекса.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

1. Предложены и в результате выполненных исследований обоснованы: метод измерения частоты прямой последовательности на основе интегральных преобразований сигналов фазных напряжений, метод измерения напряжения прямой последовательности при частотной коррекции динамических характеристик измерительного органа. Предложены способы учета амплитудно-фазовых искажений, вызванных применением инерционных способов и методов измерения, основанных на интегральном преобразовании Фурье.

Выявлена нечувствительность измерительного органа частоты к сигналам с частотой колебаний более 75 Гц. Показано, что при амплитудно-частотной модуляции входных фазных напряжений значение модуля относительной погрешности измерения мгновенной частоты напряжения составляет более 10 % при нечувствительности измерительного органа в течение 40 мс.

Введение дополнительного фильтра в органы частотной коррекции измерений, учитывающего дискретное интегральное преобразование сигналов, позволяет снизить погрешность измерительных органов напряжения со значения 0.4 % к значению менее 0.01 %.

2. Разработана методика экспериментального определения амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик каналов автоматических регуляторов возбуждения, учитывающая работу измерительных органов параметров электрического режима. Разработан испытательный стенд для экспериментального определения характеристик.

Разработанная методика и стенд экспериментального получения частотных характеристик рекомендованы для проверки моделей и устройств АРВ на соответствие требованиям Стандарта АО «СО ЕЭС» «Требования к системам возбуждения и автоматическим регуляторам возбуждения сильного действия синхронных генераторов».

Обосновано, что для снятия экспериментальных характеристик двух и более (N) каналов регулирования независимо от структуры их соединения, необходимо и достаточно проведения серии N -ого количества экспериментов. Для оценки

достоверности экспериментальных частотных характеристик предложены и обоснованы меры оценки (ε и δ). Установлено, что максимальные значения погрешности ε_A и ε_φ экспериментального определения амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик не превышают $\pm 4\%$. Аналогичные результаты получены при использовании обобщенной меры оценки погрешности δ , регламентируемой в Стандарте АО «СО ЕЭС» «Требования к системам возбуждения и автоматическим регуляторам возбуждения сильного действия синхронных генераторов».

3. Выполнены экспериментальные исследования частотных характеристик каналов микропроцессорных АРВ серийного производства (*Siemens, Andritz* и др.). В результате исследований установлено, что декларируемые производителями модели АРВ не отражают динамические свойства действительных устройств вследствие пренебрежения характеристиками измерительного тракта каналов регулирования. Такие модели обычно являются достоверными в диапазоне от 0.1 до 0.4-0.5 Гц.

4. Выполнена разработка и оценка эффективности численного метода решения систем нелинейных дифференциально-алгебраических уравнений переходных процессов силовых турбин, возбудителей и их систем регулирования и противоаварийной автоматики. Установлено, что решение типовых систем уравнений для моделей турбин, возбудителей и их систем регулирования с помощью разработанных средств производится в темпе заданной дискретизации (5 мс, 200 Гц) по времени выполнения основной программы. Такая частота дискретизации по времени обусловлена ожиданием клиент-серверного информационного обмена в локальной вычислительной сети общего назначения, а также вычислительной мощностью автоматизированных рабочих мест.

5. Разработаны структурные схемы стендов испытаний с программными средствами моделирования устройств локальной и системной режимной автоматики для физических моделей энергосистем, синтезируемых на цифро-аналого-физическом комплексе. Программное обеспечение функционирует в

темпе переходных процессов и позволяет воспроизводить работу моделей турбин, возбудителей, систем режимного и противоаварийного управления.

Синтезированные и реализованные в программных средствах модели устройств использовались при исследованиях по проверке настройки параметров АРВ Белоярской АЭС, Сургутской ГРЭС-2, Рефтинской ГРЭС, Балаковской АЭС, Нововоронежской АЭС, Пермской ГРЭС на физических моделях энергосистем, а также при определении параметров срабатывания автоматики ограничения повышения частоты на физической модели Калининградской энергосистемы.

6. Выполнена апробация и оценка динамических свойств программных и микропроцессорных средств моделирования с математическими моделями устройств ПАУ. Погрешность воспроизведения частотных характеристик каналов регулирования АРВ, воспроизводимых с использованием программных и микропроцессорных средств моделирования, соответствует критерию, приведенному в Стандарте АО «СО ЕЭС» «Требования к системам возбуждения и автоматическим регуляторам возбуждения сильного действия синхронных генераторов».

Разработанные программные и микропроцессорные средства моделирования устройств противоаварийного управления энергосистемами (цифровые средства для испытаний устройств автоматики энергосистем) рекомендованы для использования и внедрены в состав физических моделей цифро-аналого-физического комплекса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чернобровов Н.В. Релейная защита. — М. : «Энергия», 1974. — 680 с.
2. Герасимов А. С., Гущина Т. А., Есипович А. Х. Динамические испытания регистраторов СМНР на ЦАФК ОАО «НТЦ ЕЭС» // Известия НТЦ Единой энергетической системы. — 2014. — Т. 70. — С. 24–32.
3. ОАО «Системный оператор Единой энергетической системы» Стандарт организации «Релейная защита и автоматика. Устройства синхронизированных векторных измерений. нормы и требования». — Утвержден и введен в действие приказом ОАО "СО ЕЭС", Москва, 2016. — URL:http://so-ups.ru/fileadmin/files/laws/standards/sto_synhro_vector.pdf.
4. Костенко М.П. Электродинамическое моделирование энергетических систем / Под ред. М.П. Костенко. — Москва-Ленинград : издательство Академии Наук, 1959. — 408 с.
5. Ульянов С.А. Электромагнитные переходные процессы в электрических системах. Учебник для электротехнических и энергетических вузов и факультетов. — М. : Энергия, 1970. — 520 с.
6. Усольцев А.А. Электрические машины/Учебное пособие. — СПб : НИУ ИТМО, 2013. — 416 с.
7. Герасимов А.С., Есипович А.Х., Шескин Е.Б, Штефка Й. Результаты комплексных испытаний и опытной эксплуатации пилотной системы мониторинга системных регуляторов // <http://www.rza-expo.ru/>. — 2017. — URL: <http://www.rza-expo.ru/images/2017/history/2013/day3/sect2/C.4.2-3.pdf>.
8. Ю.В. Шаров, Р.С. Бейм, Р.Р. Карымов, С.Ю. Сыромятников Электродинамическая модель электроэнергетических систем // Электрические станции. — 2005. — 5. — С. 58 – 63.
9. Кощеев Л.А. История НИИПТ – НТЦ ЕЭС: 1945–2015 // Известия НТЦ Единой энергетической системы. — 2015. — 72. — С. 6–19.
10. ОАО «Системный оператор Единой энергетической системы» Стандарт организации «Требования к системам возбуждения и автоматическим

регуляторам возбуждения сильного действия синхронных генераторов» // Веб-сайт «СО ЕЭС». — Утвержден и введен в действие приказом ОАО "СО ЕЭС" от 03.04.2012 №139, Москва, 2012. — URL: http://www.so-ups.ru/fileadmin/files/laws/standards/STO_ES_AER_SA.pdf.

11. Марченко Е.А. Электродинамическое моделирование автоматизированных электроэнергетических систем. — Л. : ЛПИ, 1984. — 80 с.

12. Зеленин А.С., Кабанов Д.А., Сульчакова А.Ю. Математическая модель энергосистемы. Программа испытаний регуляторов возбуждения AVR-4М гидрогенераторов №1, 4, 5 и 6 Зейской ГЭС на ПАК РВ АО «НТЦ ЕЭС» / АО «НТЦ ЕЭС». — Санкт-Петербург, 2018. — 114 с.

13. Чапрлюк С.В., Николаев А.В., Кац П.Я. и др. Автономные испытания алгоритма ПТК ПА операционной зоны Филиала АО «СО ЕЭС» Балтийское РДУ / АО «НТЦ ЕЭС». — Санкт-Петербург, 2018. — 92 с.

14. Карта-схема размещения линий электропередачи, подстанций напряжением 220 кВ и выше и электростанций Восточной Сибири на 2017-2023 годы // <https://energybase.ru>. — 2019. — URL: https://energybase.ru/processed_images/1140x/117015.png.

15. ОАО «НИИПТ» Результаты испытаний регуляторов возбуждения UNITROL генераторов Богучанской ГЭС в схеме ОЭС Сибири на цифро-аналого-физическом комплексе ОАО «НИИПТ» / ОАО «НИИПТ». — Санкт-Петербург, 2010. — 141 с.

16. Смирнов А.Н. Верификация цифровых динамических моделей крупных энергообъединений по данным СМПР: дис. ... канд. техн. наук: 05.14.02 / Смирнов Андрей Николаевич. — СПб, 2013. — 202 с.

17. Попов М.Г. Современные средства противоаварийного управления объединенными энергосистемами дис. ... докт. техн. наук: 05.14.02 / Попов Максим Георгиевич. — СПб, 2018. — 340 с.

18. IEEE Std 421.5-2005. IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies.. — New York, USA : The Insitiute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, 2006. — 95 с.

19. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. — СПб : Питер, 2002. — 608 с.
20. Тимофеева Я.А., Зеленин А.С., Гуриков О.В. Сопоставление различных методов измерения частоты электрического тока // Электроэнергетика глазами молодежи-2016: материалы VII Международной научно-технической конференции, 19 – 23 сентября 2016 г., Казань. – В 3 т. — Казань : Казан. гос. энерг. ун-т, 2016. — Т. 3. — С. 113-114.
21. Й. Штефка Компенсация частотной погрешности при цифровых измерениях параметров электрического тока промышленной частоты // Известия НИИ Постоянного тока. — 2010. — 64. — С. 129-135.
22. Зеленин А.С., Штефка Й. Расчет частоты по коэффициентам разложения Фурье в трехфазной цепи // Известия НТЦ Единой энергетической системы. — 2013. — № 2(69). — С. 32-35.
23. Гуриков О.В., Зеленин А.С., Штефка Й Методика построения математических моделей микропроцессорных АРВ по экспериментально снятым частотным характеристикам // Известия НТЦ ЕЭС. — СПб, 2016. — 75. — С. 45-58.
24. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. — М. : Радио и связь, 1986. — 512 с.
25. Гуриков О.В., Зеленин А.С., Кабанов Д.А. Влияние точности цифровой модели автоматического регулятора возбуждения на результаты оптимизации его настроечных параметров // Электроэнергетика глазами молодежи: труды VII международной научно-технической конференции. — 2016. — Т. II. — С. 179-181.
26. Герасимов А.С. Есипович А.Х., Смирнов А.Н., Сорокин Д.В. Разработка цифровых моделей отечественных и зарубежных АРВ и методика их верификации // Известия НИИ постоянного тока. — СПб, 2008. — 63. — С. 31-43.
27. D.A. Kabanov A.N. Kushnir, A.S. Zelenin Obtaining the frequency responses of AVR in closed-loop system using the RTDS Simulator // Корпоративный журнал RTDS News. — 2015. — march.

28. Бейкер Дж.мл., Грейвс-Моррис П. Аппроксимации Паде. — М. : «Мир», 1986. — 504 с.

29. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического управления. — СПб : Профессия, 2003. — Т. 752.

30. Отчет о работе на оказание научно-технических услуг Экспериментальное определение частотных характеристик регулятора напряжения и системного стабилизатора APB системы возбуждения THYRIPOL с использованием программно-аппаратного комплекса / АО «НТЦ ЕЭС». — Санкт-Петербург, 2017. — 47 с.

31. Штефка Й., Зеленин А.С., Кирьенко Г.В. Разработка программного комплекса формирования и реализации цифровых моделей энергоблоков и регуляторов возбуждения и мощности энергоблоков: Руководство пользователя / ОАО «НТЦ ЕЭС». — СПб, 2013. — 129 с. — Инв. № 773-КТ.

32. Штефка Й. Зеленин А.С., Кирьенко Г.В. Разработка программного комплекса формирования и реализации цифровых моделей энергоблоков и регуляторов возбуждения и мощности энергоблоков: Результаты первичной апробации ПТК, его компонентов (промежуточный) / ОАО «НТЦ ЕЭС». — СПб, 2012. — 70 с. — Инв. № 722-КТ.

33. Зеленин А.С., Шескин Е.Б., Штефка Й. Программно-технический комплекс для формирования и реализации цифровых моделей регуляторов возбуждения и мощности энергоблоков // Электроэнергетика глазами молодежи: научные труды III международной научно-технической конференции: сборник статей. — Екатеринбург : УрФУ, 2012. — С. 238-243.

34. Микропроцессорный автоматический регулятор возбуждения типа AVR-3MT – Руководство эксплуатации 421417.023. — М., 2012.

35. Дуглас Э. Камер Сети TCP/IP. Принципы, протоколы и структура. — 2003. — Т. Том 1. 4-е изд : 880 с.

36. Сипайлов Г.А. Лоос А.В. Математическое моделирование электрических машин (АВМ): Учебное пособие для студентов вузов.. — М. : Высш. школа, 1980. — 176 с.

37. Меркурьев Г.В. Шаргин Ю.М. Устойчивость энергосистем. — СПб : НОУ «Центр подготовки кадров энергетики», 2006. — 368 с.

38. Бахвалов Н.С. Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы: учеб. пособие для вузов. — М. : Лаборатория Базовых знаний, 2002. — 632 с.

39. Бабенко К.И. Основы численного анализа. — Москва-Ижевск : НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2002. — 848 с.

40. Aleksandr Zelenin, Dmitry Eliseev, Maksim Popov Development and Implementation Experience of Microprocessor Emulators for Cyber-physical AVR Testing Complexes. — конф. January 28-30, 2019, St.Petersburg .

41. Елисеев Д.А., Зеленин А.С. Микропроцессорная система для моделирования устройств автоматического регулирования в составе физических моделей энергосистем // Известия НТЦ Единой Энергетической системы. — 2018. — 79. — С. 73-81.

42. Зеленин А.С. Технология создания цифровых моделей устройств управления возбуждением и мощностью синхронных генераторов цифро-аналого-физического комплекса на микропроцессорной базе с использованием SIMULINK // Электроэнергетика глазами молодежи: труды VI международной научно-технической конференции. — Иваново : ФГБОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина», 2015. — Т. I. — С. 101-104.

43. Рабинович Р.С. Автоматическая частотная разгрузка энергосистем. — М. : Энергоатомиздат, 1989. — 352 с.

44. ОАО «Системный оператор Единой энергетической системы» Стандарт организации «Технические правила организации в ЕЭС России автоматического ограничения снижения частоты при аварийном дефиците активной мощности (автоматическая частотная разгрузка)». — Утвержден и введен в действие приказом АО "СО ЕЭС" №50 от 31.12.2009. — URL: http://so-ups.ru/fileadmin/files/laws/standards/STO_59012820.pdf.

45. Барзам А.Б. Системная автоматика. — М. : Энергоатомиздат, 1989. — Т. 4-е изд., перераб. и доп. : 446 с.

46. Елисеев Д.А. Разработка микропроцессорной системы элементов автоматического управления, регулирования и защиты для сопряжения с цифро-аналогово-физическим комплексом: дис. ... маг. наук: по нап-ю 13.04.02 программы 13.04.02_05 / Елисеев Дмитрий Алексеевич. — СПб, 2018. — 91 с.

47. Зеленин А.С. Мичурин Н.А. Применение электродинамической модели для исследования режимов в энергосистемах // XXXVIII неделя науки СПбГПУ: Материалы международной научно-практической конференции. — СПб : Изд-во Политехн. ун-та, 2009. — Т. II. — С. 17-19.

48. Зеленин А.С. Кузнецов В.Л., Попов М.Г. Разработка микропроцессорного испытательно-диагностического комплекса средств релейной защиты и автоматики электроэнергетических систем // Научно-технические ведомости СПбГПУ, серия «Наука и образование». — СПб : Изд-во Политехн. ун-та, 2012. — № 2-2(147). — С. 53-58.

49. Гергель В.П. Фурсов А.В. Лекции по параллельным вычислениям. — Самара : Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2009. — 164 с.

50. Демирчян К.С. Нейман Л.Р., Коровкин Н.В., Чечурин В.Л. Теоретические основы электротехники: В 3-х т. Учебник для вузов. — СПб : Питер, 2003. — Т. III : 377 с.

51. Kundur P. Power system stability and control. — McGraw-Hill, Inc., 1993. — 1196 p.

52. Горев А.А. Переходные процессы синхронной машины. — Л., М. : Государственное энергетическое издательство, 1950. — 552 с.

53. Зеленин А.С. Разработка микропроцессорного испытательно-диагностического комплекса средств РЗА ЭЭСР: дис. ... маг. наук: 140200.68.05 / Зеленин Александр Сергеевич. — СПб, 2012. — 108 с.

54. Денисенко В.В. Компьютерное управление технологическим процессом, экспериментом, оборудованием. — М. : Горячая линия-Телеком, 2009. — 608 с.

55. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. — М. : Физматлит, 2010. — 560 с.

56. Роджерсон Д. Основы СОМ. — М. : Русская Редакция, Microsoft Press, 1997. — 228 с.

57. Гуриков О.В., Зеленин А.С., Кабанов Д.А. Разработка методики настройки системных стабилизаторов зарубежного типа с использованием частотных методов анализа // Электрические станции: произв.-техн. Журнал. — М. : Энергопрогресс, 2015. — 12. — С. 9-17.

58. National Instruments How Can I Verify That My DLL Is Executable in LabVIEW Real-Time on NI PharLap ETS? // Веб-сайт корпорации National Instruments. — 2015. — URL: <http://digital.ni.com/public.nsf/allkb/0BF52E6FAC0BF9C286256EDB00015230>.

59. Ванин В.К., Павлов Г.М. Релейная защита на элементах аналоговой вычислительной техники. — Ленинград : Энергоатомиздат, 1983. — 206 с.

60. Зеленин А.С., Кабанов Д.А. , Кушнир А.Н., Штефка Й. Получение экспериментальных частотных характеристик автоматических регуляторов возбуждения в замкнутом контуре управления с использованием программно-аппаратного комплекса Real Time Digital Simulator // <https://ntcees.ru/>. — URL: https://ntcees.ru/departments/nio_3/RTDS%20News.pdf.

ПРИЛОЖЕНИЕ А (ОБЯЗАТЕЛЬНОЕ)

ВНЕДРЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ РАБОТЫ



Акционерное общество
«Научно-технический центр
Единой энергетической системы»
(АО «НТЦ ЕЭС»)

ул. Курчатова, д. 1, лит. А, Санкт-Петербург,
Россия, 194223

тел. (812) 297 54 10, факс (812) 552 62 23
E-mail: ntc@ntcees.ru, <http://www.ntcees.ru>
ОКПО 00129704, ОГРН 1027801531427,
ИНН/КПП 7802001298/780201001

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель генерального директора –
научный руководитель
д-р техн. наук, профессор



Л.А. Коцеев

_____ 2019 г.

№ _____

Акт

внедрения результатов диссертационной работы
Зеленина Александра Сергеевича

«Цифровые средства реального времени для испытаний устройств автоматики энергосистем на
цифро-аналого-физическом комплексе»,
представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук
по специальности 05.14.02 – Электрические станции и электроэнергетические системы

Результаты диссертационной работы Зеленина Александра Сергеевича «Цифровые средства реального времени для испытаний устройств автоматики энергосистем на цифро-аналого-физическом комплексе», а именно:

- методика экспериментального определения амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик каналов автоматических регуляторов возбуждения (АРВ),
- программные средства моделирования устройств противоаварийного управления для цифро-аналого-физического комплекса,
- микропроцессорные средства моделирования устройств противоаварийного управления для комплекса реального времени,

в настоящее время широко применяются специалистами АО «НТЦ ЕЭС» для оценки адекватности математических моделей устройств управления и регулирования, а также при проведении различного рода исследований, выполняемых на основе физического моделирования энергосистем с использованием цифро-аналого-физического комплекса АО «НТЦ ЕЭС».

Так методика экспериментального определения амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик каналов АРВ, представленная в диссертации, используется при проведении сертификационных испытаний автоматических регуляторов сильного действия синхронных генераторов на соответствие требованиям СТО 59012820.29.160.20.001-2012 «Требования к системам возбуждения и автоматическим регуляторам возбуждения сильного действия синхронных генераторов» (далее – Стандарт).

Использование данной методики позволяет быстро и корректно оценивать соответствие математической модели каналов регулирования АРВ натурному устройству согласно критериям, описанным в Стандарте. Указанная проверка позволяет выявить несоответствие математических моделей и сформировать однозначный вывод о необходимости их коррекции. В частности, с использованием методики были исследованы характеристики АРВ таких производителей как: Emerson, Siemens, Basler Electric, «Русэлпром-Электромаш», «Силовые машины», «Энергокомплект», Andritz, «ЭЛСИБ».

Разработанные Зелениным А.С. программные и микропроцессорные средства моделирования устройств противоаварийного управления применялись в подавляющем большинстве работ, выполненных с использованием цифро-аналого-физического комплекса АО «НТЦ ЕЭС» в последние годы, среди которых можно выделить:

- весь спектр работ по выбору и/или проверке параметров настроек автоматических регуляторов возбуждения генераторов электростанций (Балаковская АЭС, Нововоронежская АЭС, Пермская ГРЭС, Белоярская АЭС, Сургутская ГРЭС-2, Рефтинская ГРЭС и др.);
- работы по выбору и проверке параметров настройки автоматики ограничения повышения частоты на физической модели Калининградской энергосистемы.

Кроме того, реализованные в цифровых средствах моделирования методы измерения параметров электрического режима были использованы в ряде работ по проверке корректности функционирования устройств автоматики быстродействующего автоматического ввода резерва.

Использование результатов диссертационной работы Зеленина Александра Сергеевича в практической деятельности АО «НТЦ ЕЭС» позволило значительно повысить адекватность физического моделирования энергосистем с использованием цифро-аналого-физического комплекса АО «НТЦ ЕЭС», а также существенно расширить возможности данного комплекса для решения различного рода задач.

Заведующий отделом
электроэнергетических систем
канд. техн. наук



Андрей Николаевич Смирнов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2013618779

Программный комплекс формирования и реализации
цифровых моделей энергоблоков и регуляторов возбуждения
и мощности энергоблоков (ПК «Регулятор»)

Правообладатель: *Открытое акционерное общество
«Научно-технический центр Единой энергетической системы»
(ОАО «НТЦ ЕЭС») (RU)*

Авторы: *Штефка Йозеф (RU),
Зеленин Александр Сергеевич (RU)*



Заявка № 2013616472

Дата поступления 23 июля 2013 г.

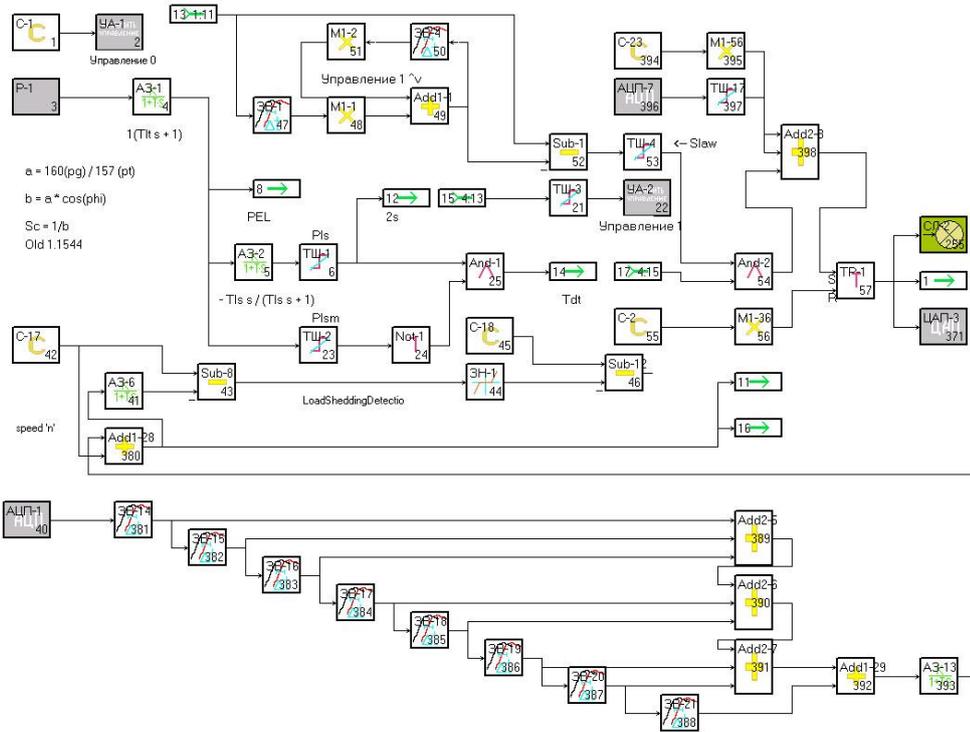
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ 18 сентября 2013 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

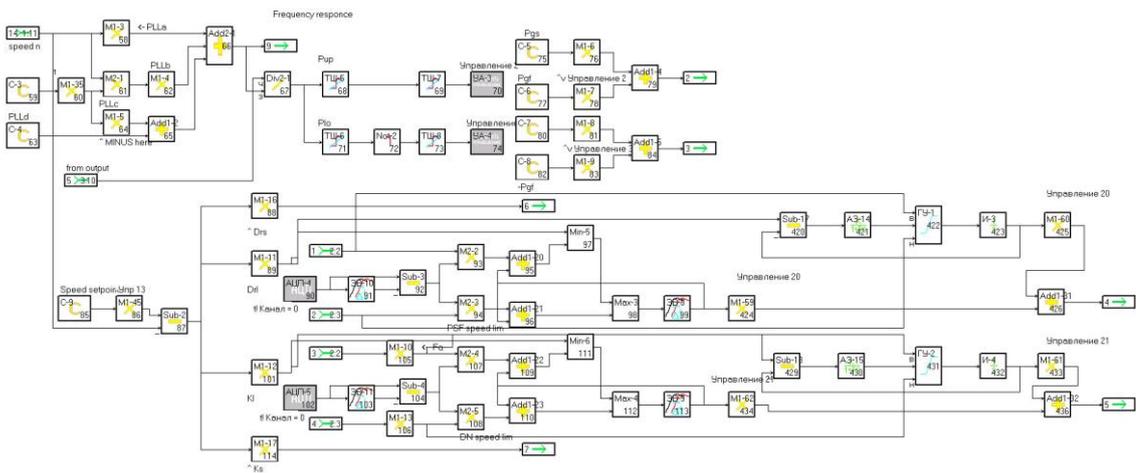
Б.П. Симонов

**ПРИЛОЖЕНИЕ Б
(ОБЯЗАТЕЛЬНОЕ)**

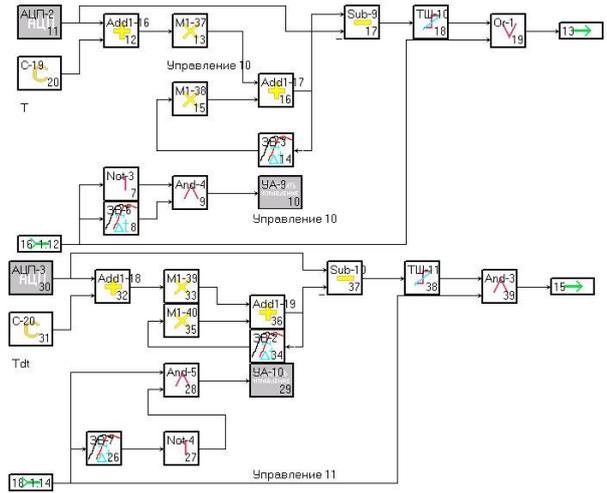
**ПРИМЕРЫ МОДЕЛЕЙ, РЕАЛИЗОВАННЫХ ПРИ ПОМОЩИ
РАЗРАБОТАННЫХ СРЕДСТВ МОДЕЛИРОВАНИЯ**



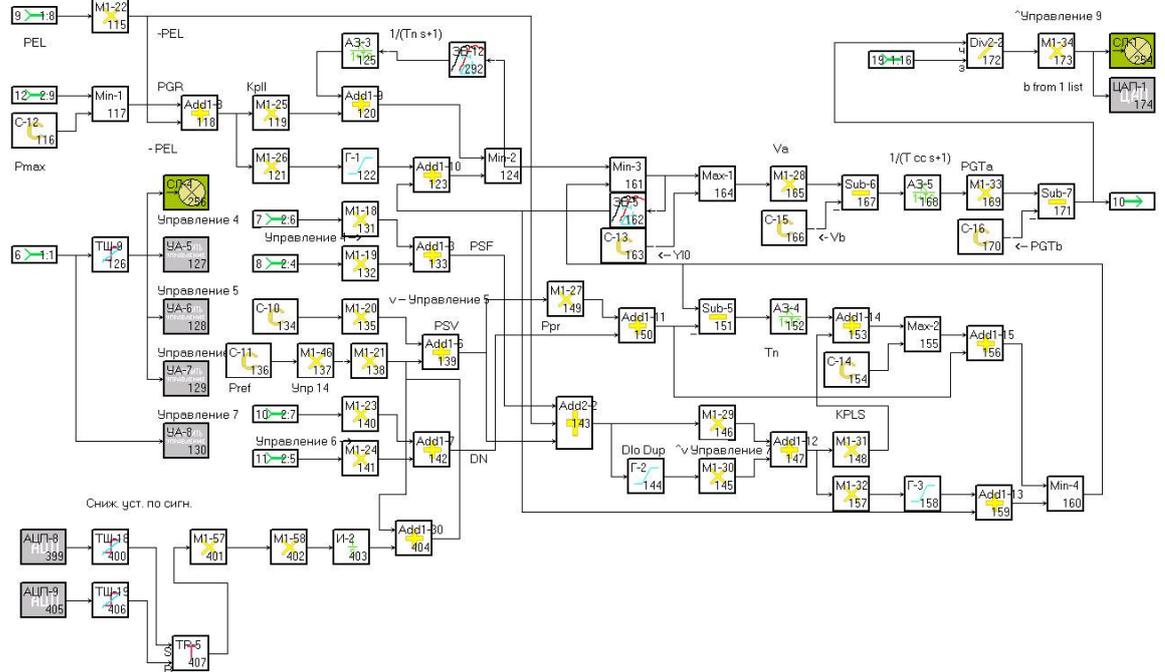
a)



b)



В)



Г)

Рисунок Б.1 – Математическая модель ГТУ в формате программных средств моделирования

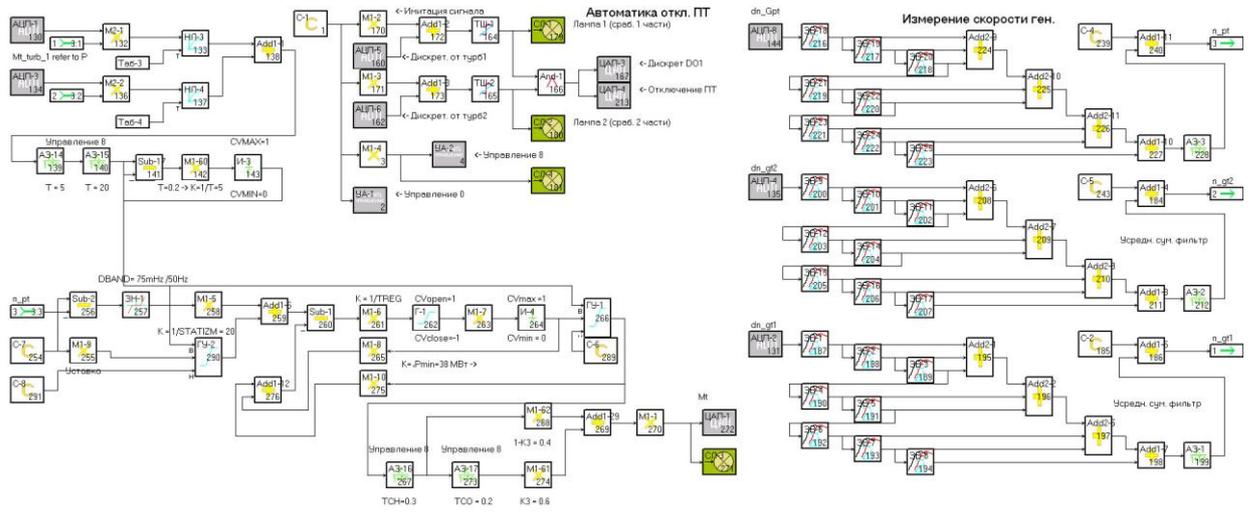
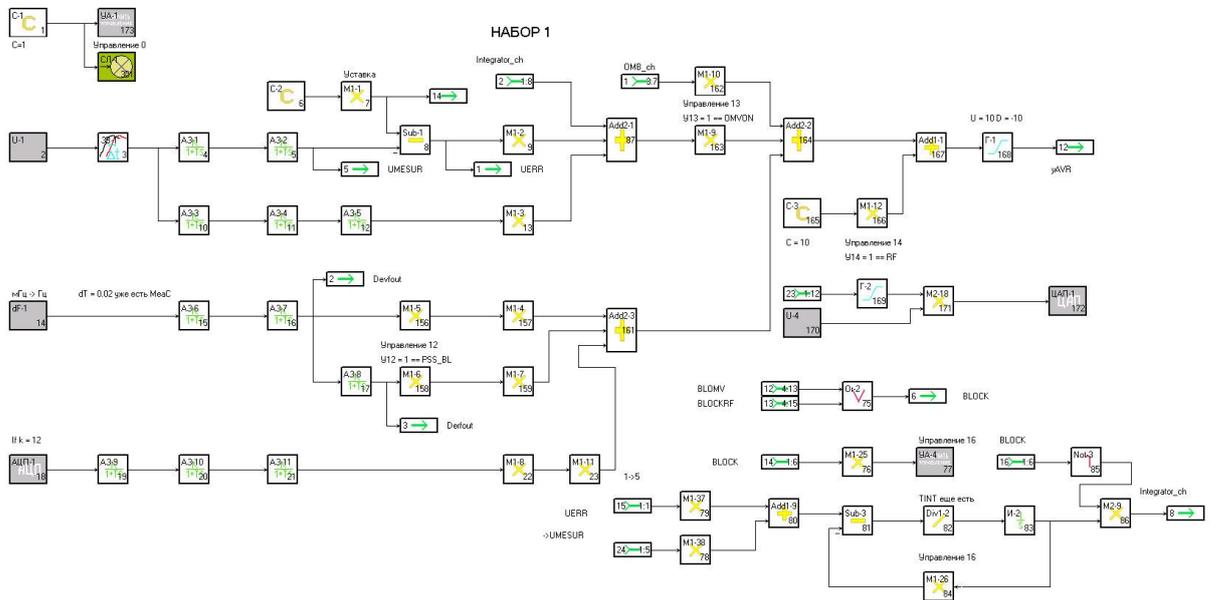
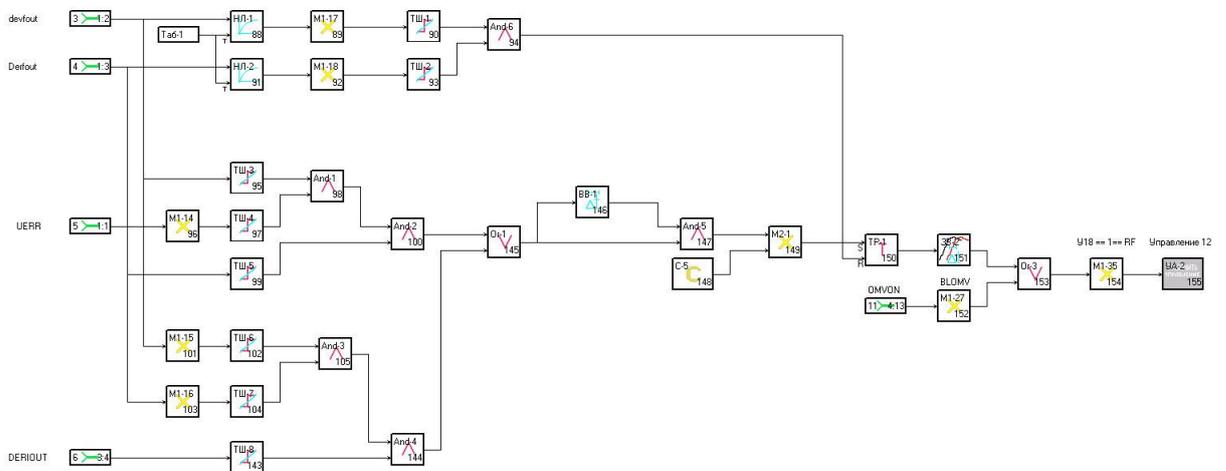


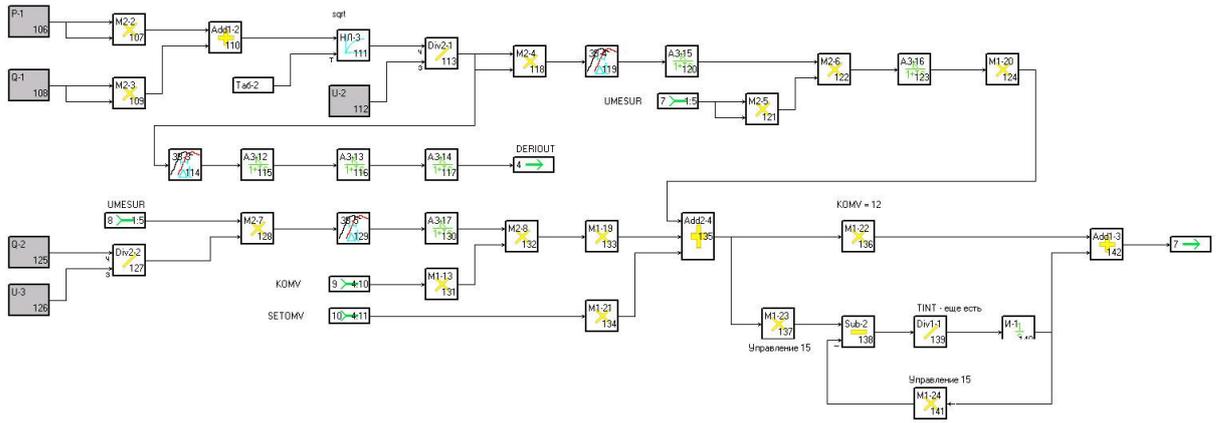
Рисунок Б.2 – Математическая модель ПТУ в формате программных средств моделирования



а)



б)



B)

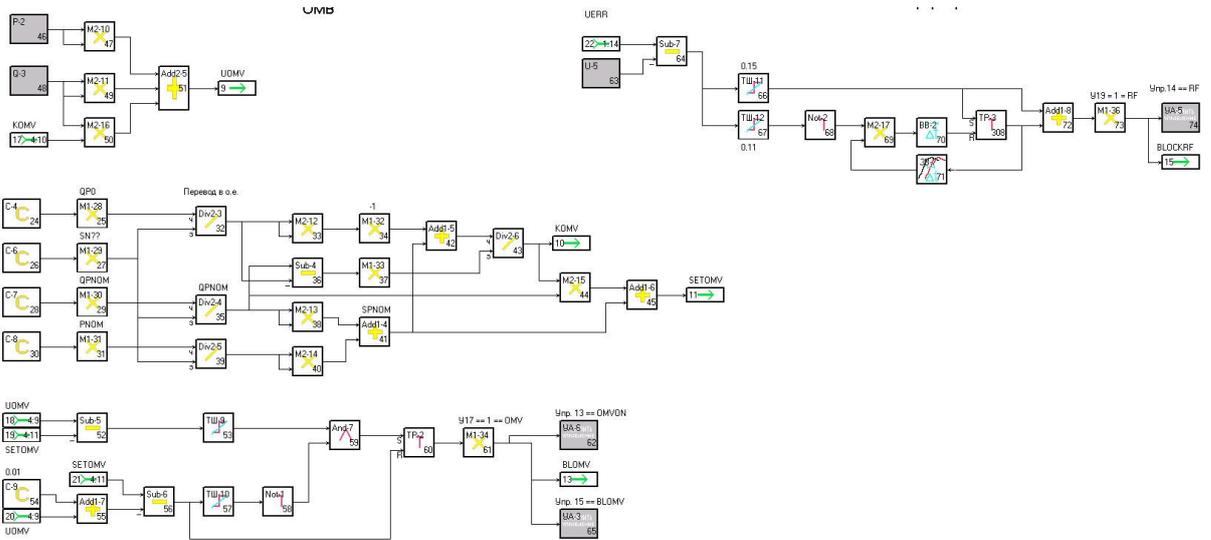
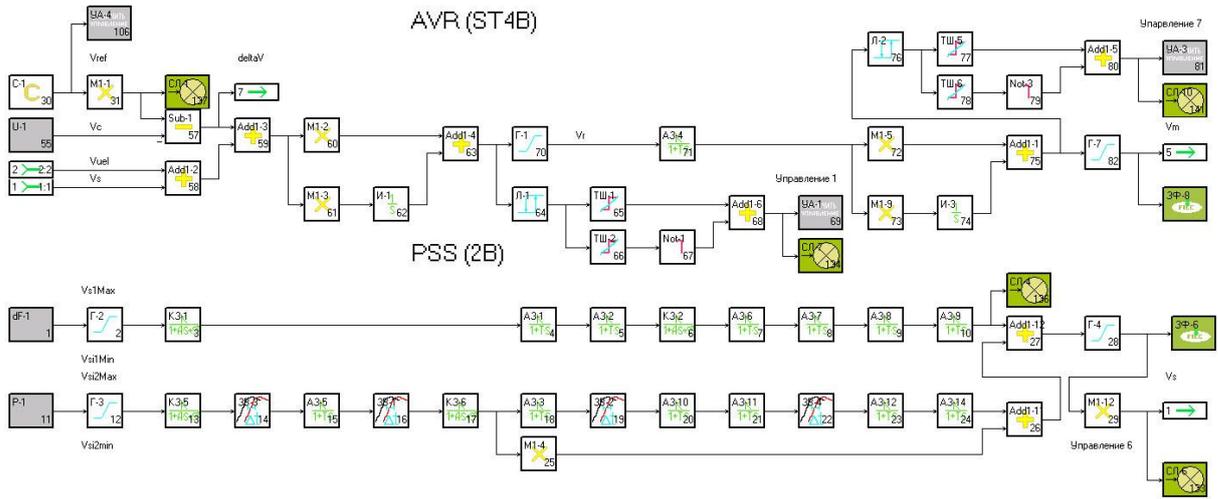
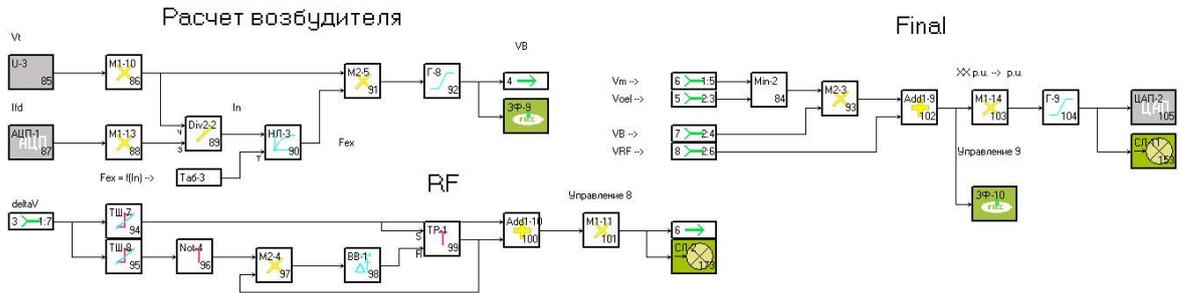
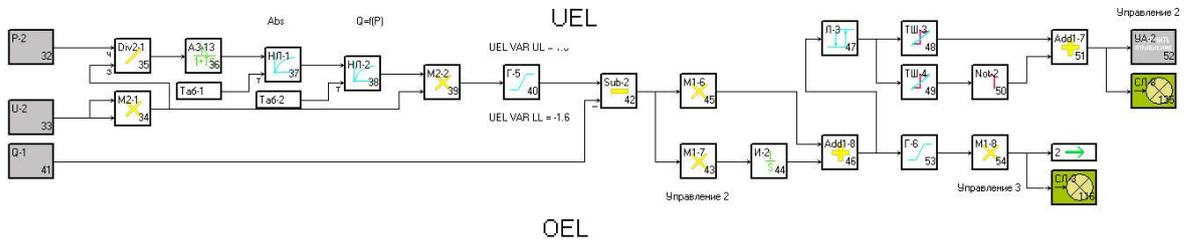


Рисунок Б.3 – Математическая модель АРВ СД отечественного производства в формате программных средств моделирования. Модель учитывает характеристики каналов регулирования, работу функций ограничителя минимального возбуждения, релейной форсировки, блокировки каналов системного стабилизатора по частоте



a)

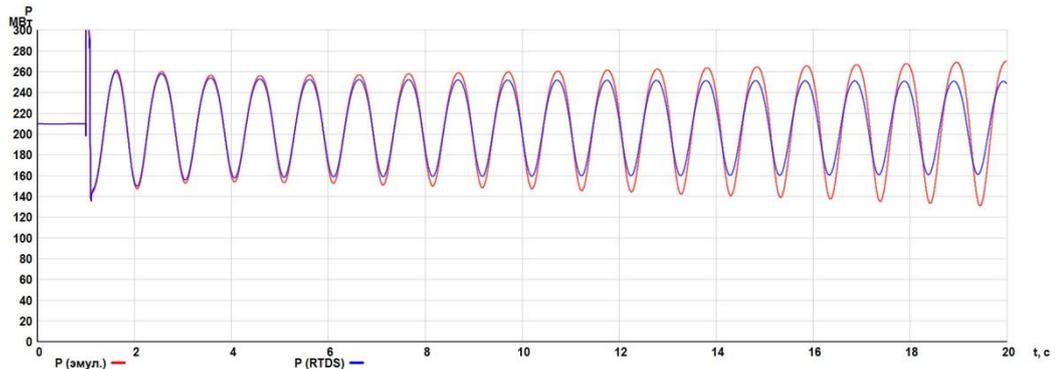


b)

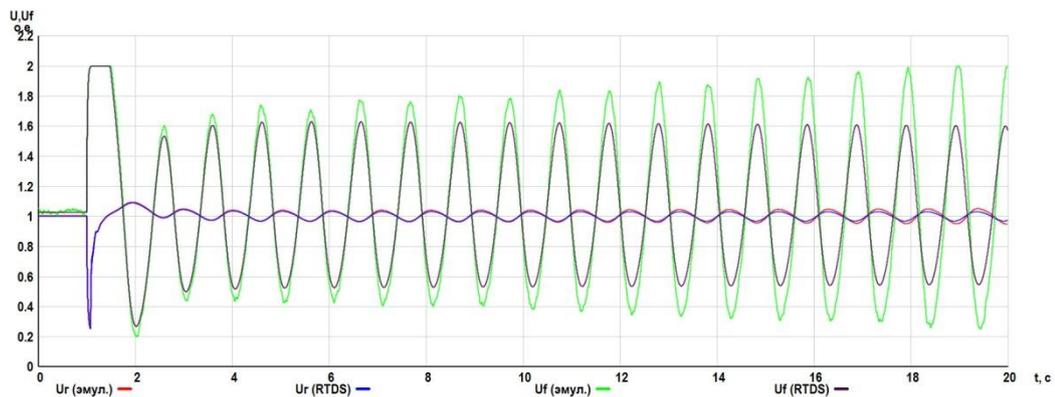
Рисунок Б.4 – Математическая модель регулятора возбуждения зарубежного типа в формате программных средств моделирования. Модель учитывает характеристики каналов регулирования, работу функций ограничителя минимального возбуждения и релейной форсировки

ПРИЛОЖЕНИЕ В (ОБЯЗАТЕЛЬНОЕ)

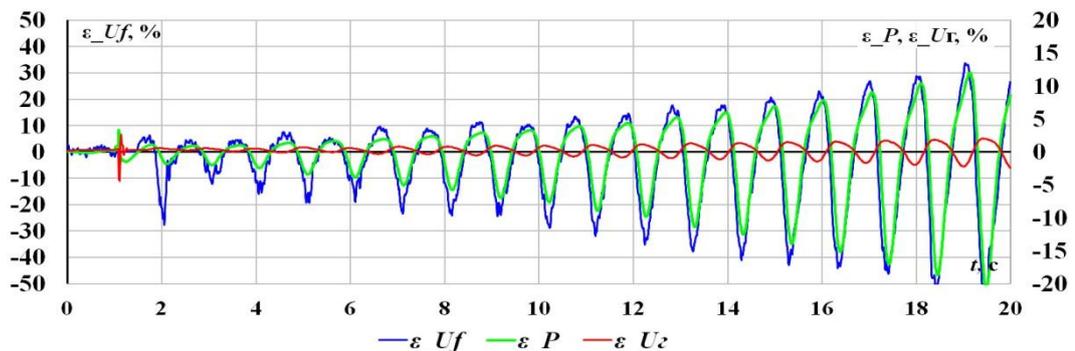
ОСЦИЛЛОГРАММЫ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ, ПОЛУЧЕННЫЕ ПРИ АПРОБАЦИИ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СРЕДСТВ МОДЕЛИРОВАНИЯ



а) изменение активной мощности

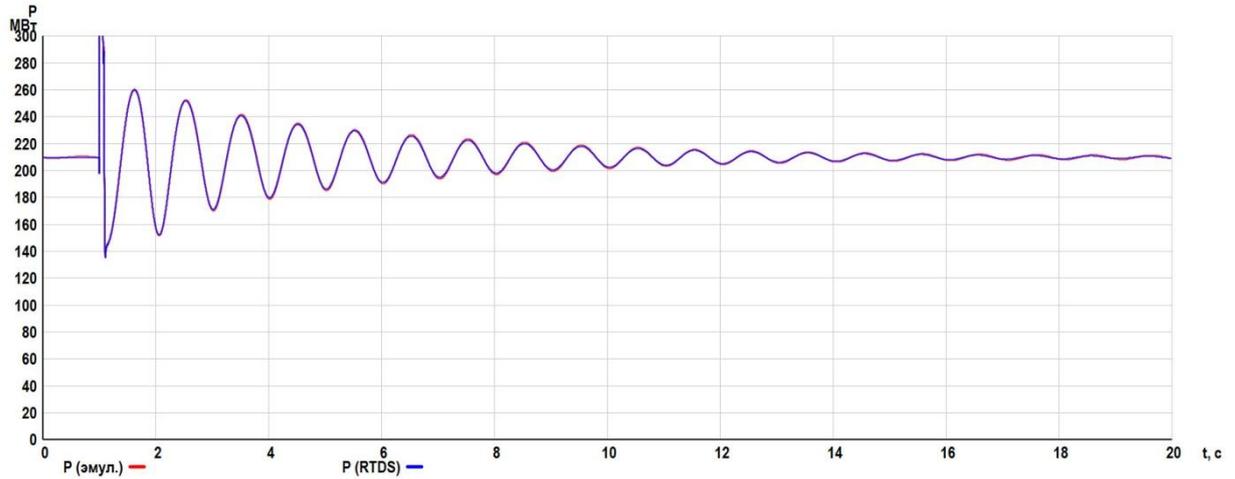


б) изменение напряжения статора и напряжения возбуждения

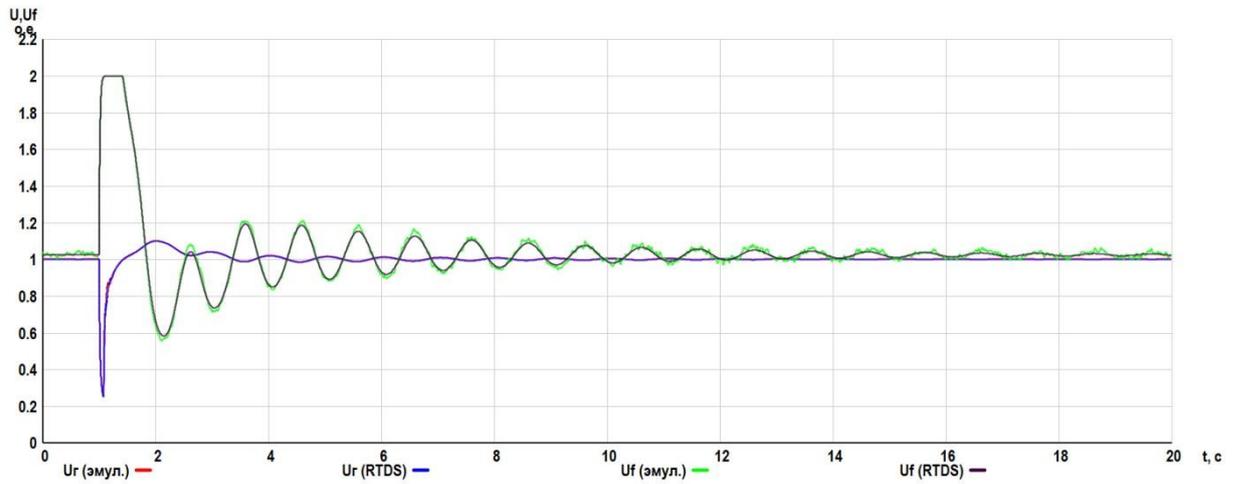


в) мгновенные погрешности воспроизведения мощности, напряжений статора и ротора

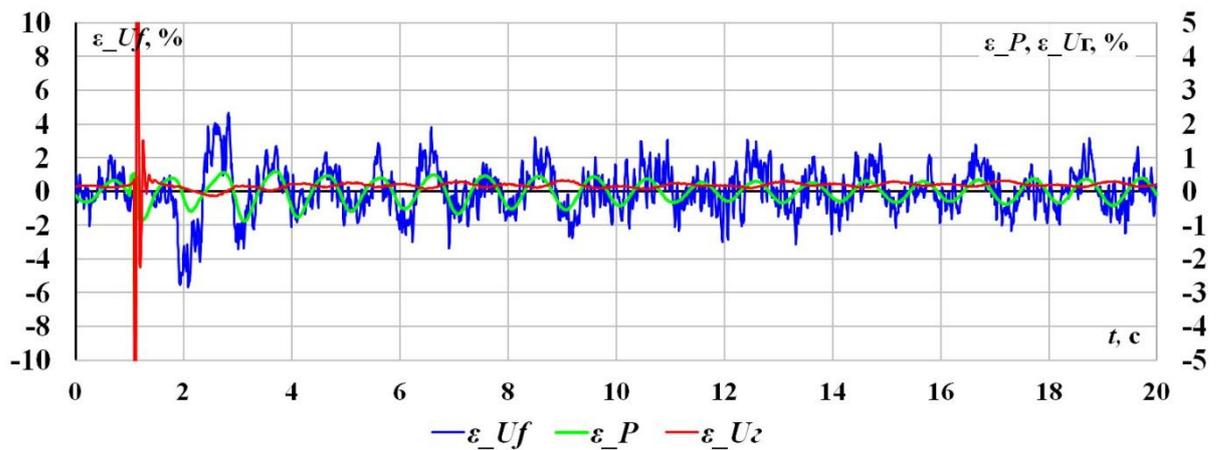
Рисунок В.1 – Характеристики изменения активной мощности (а), напряжения статора и ротора (б), мгновенные погрешности (в) их воспроизведения с помощью микропроцессорных средств моделирования АРВ с $KOU = 16.6$ е.в.н./е.н.с. при аварийном возмущении



а) изменение активной мощности

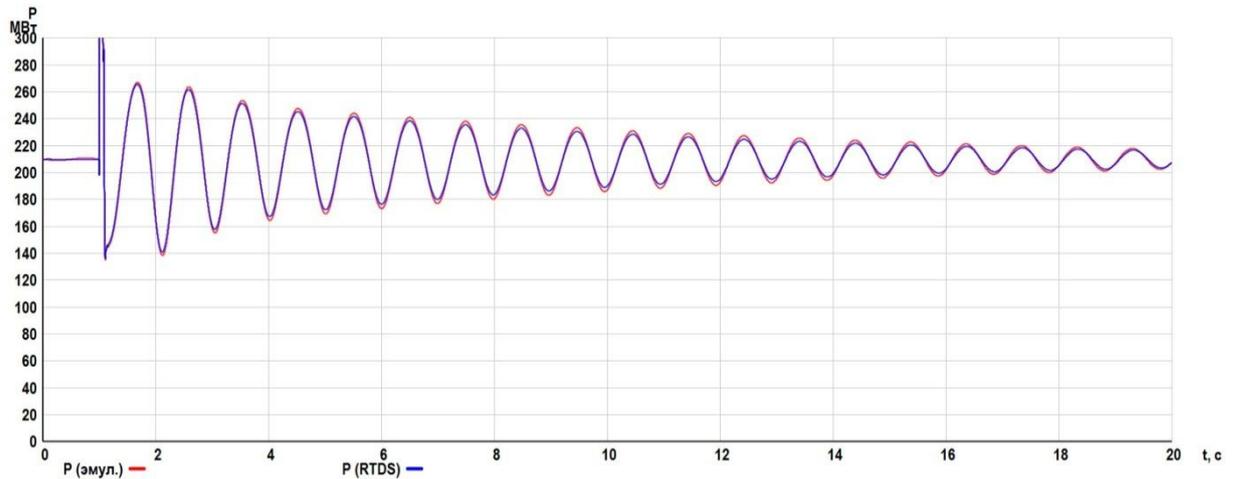


б) изменение напряжения статора и напряжения возбуждения

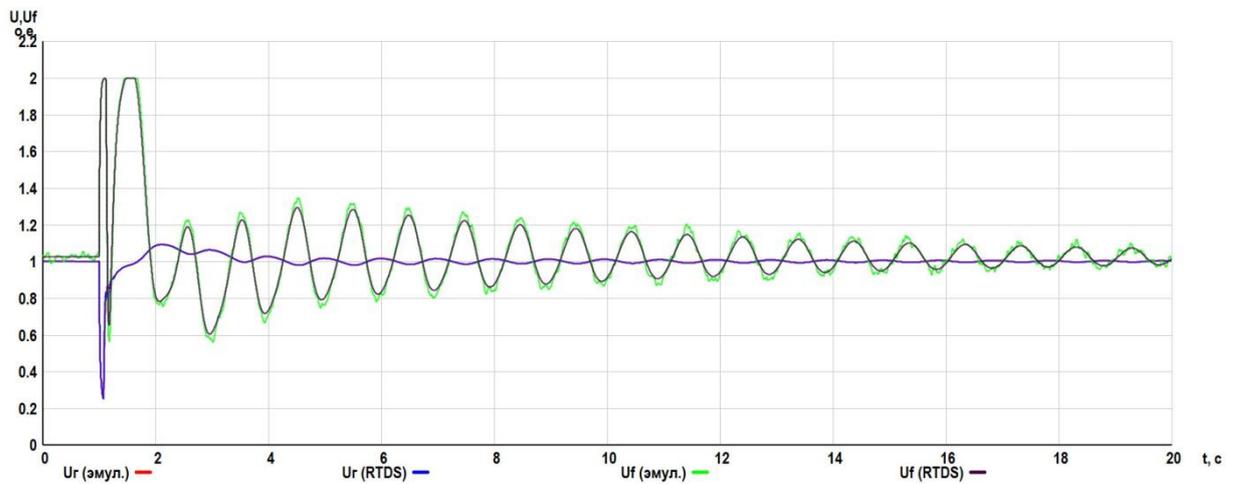


в) мгновенные погрешности воспроизведения мощности, напряжений статора и ротора

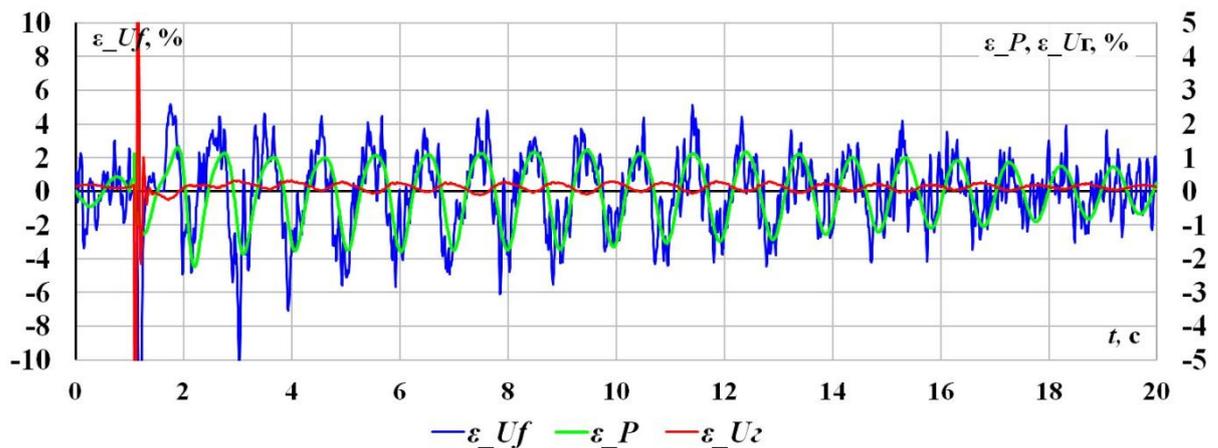
Рисунок В.2 – Характеристики изменения активной мощности (а), напряжения статора и ротора (б), мгновенные погрешности (в) их воспроизведения с помощью микропроцессорных средств моделирования АРВ с $KOU = 10$ е.в.н./е.н.с. при аварийном возмущении



а) изменение активной мощности

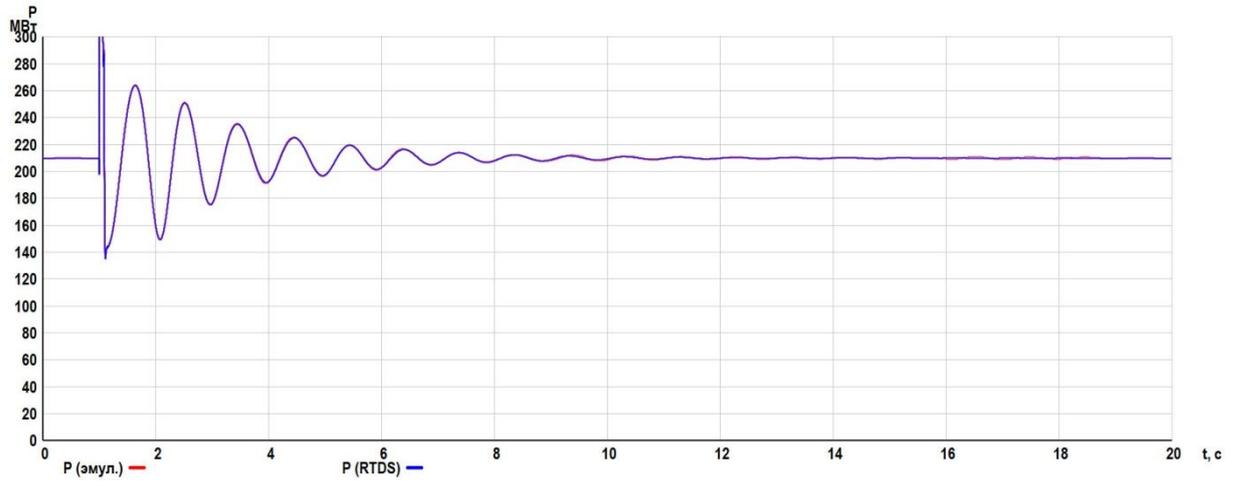


б) изменение напряжения статора и напряжения возбуждения

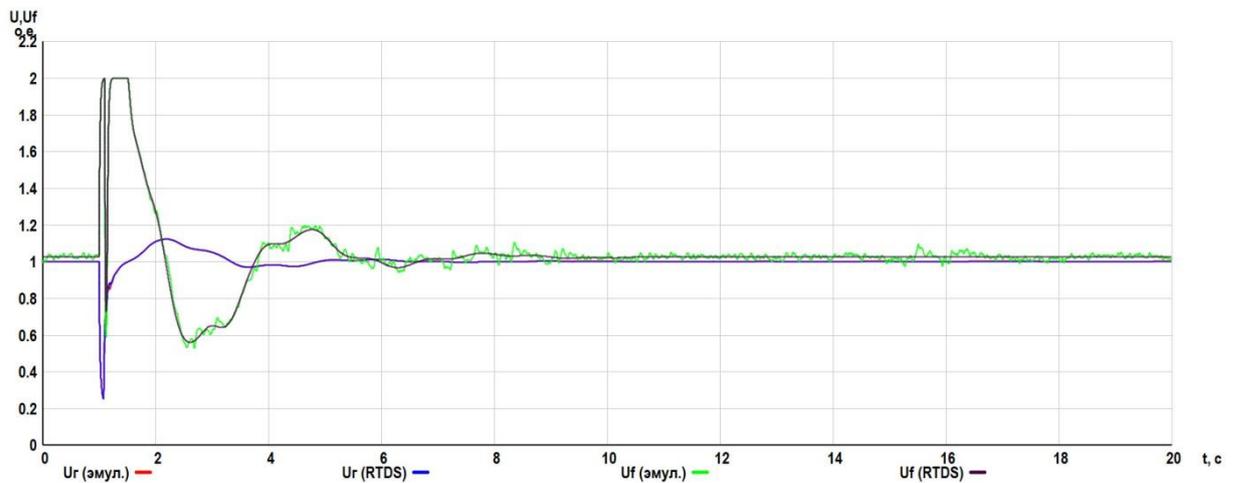


в) мгновенные погрешности воспроизведения мощности, напряжений статора и ротора

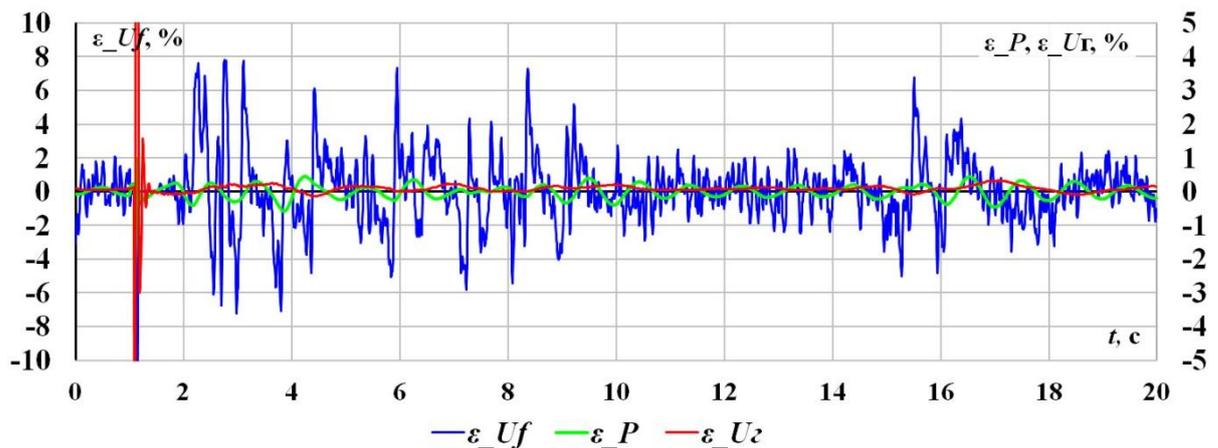
Рисунок В.3 – Характеристики изменения активной мощности (а), напряжения статора и ротора (б), мгновенные погрешности (в) их воспроизведения с помощью микропроцессорных средств моделирования АРВ с $K\theta U = 10$ е.в.н./е.н.с., $KIU = 1$ е.в.н./е.н.с./с при аварийном возмущении



а) изменение активной мощности

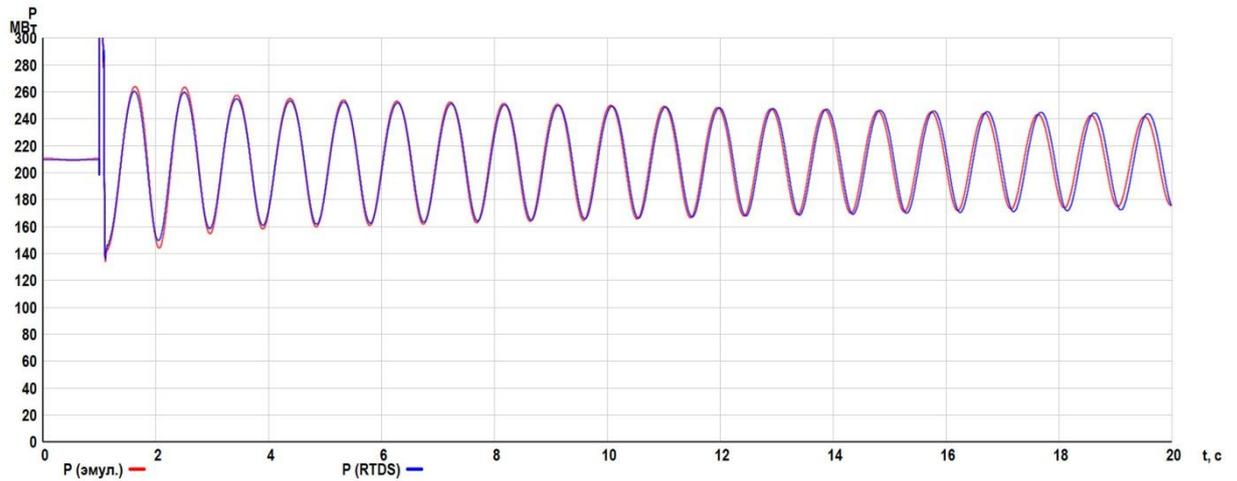


б) изменение напряжения статора и напряжения возбуждения

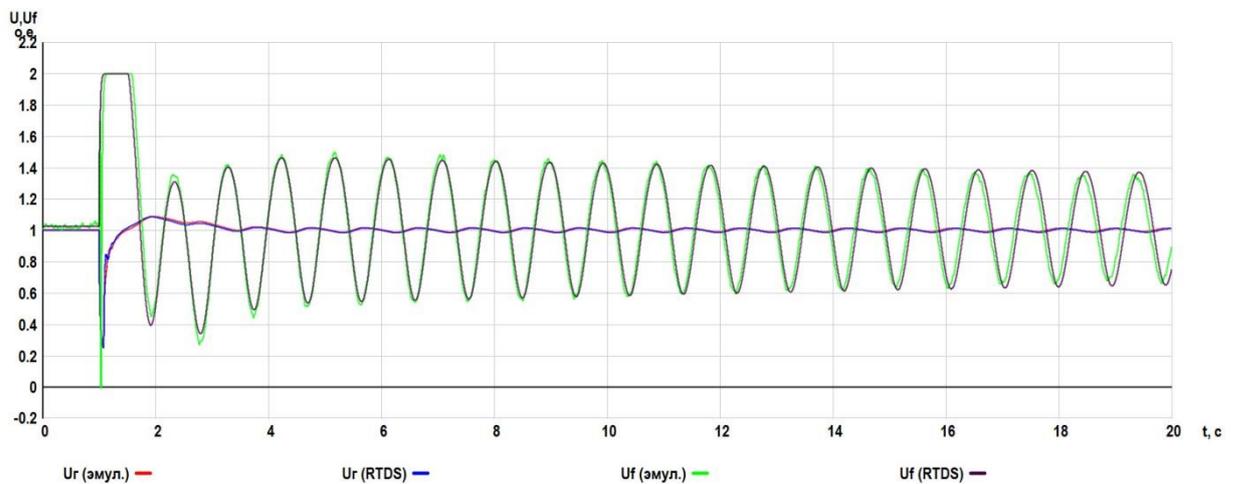


в) мгновенные погрешности воспроизведения мощности, напряжений статора и ротора

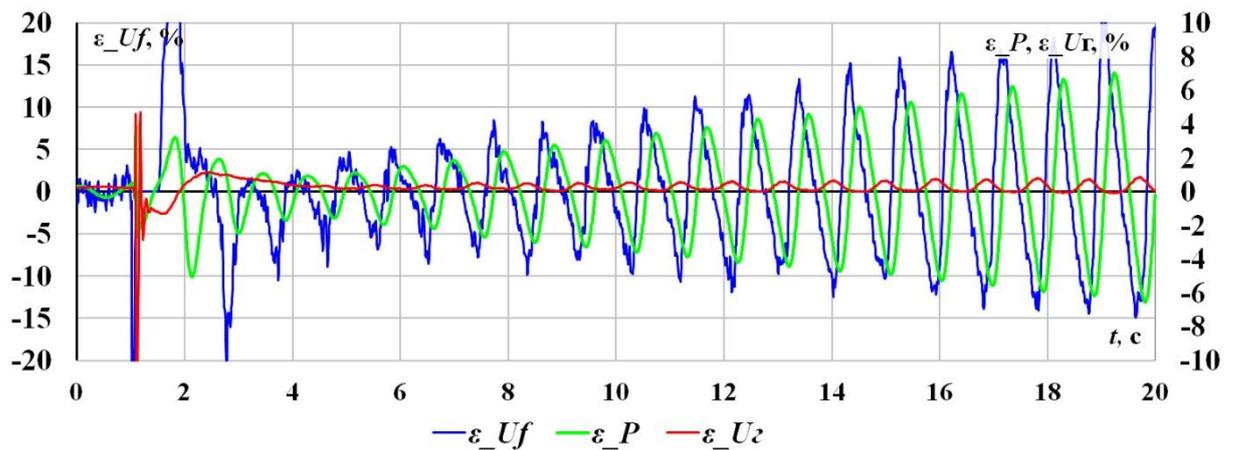
Рисунок В.4 – Характеристики изменения активной мощности (а), напряжения статора и ротора (б), мгновенные погрешности (в) их воспроизведения с помощью микропроцессорных средств моделирования АРВ с $KOU = 10$ е.в.н./е.н.с., $KIIF = 1$ е.в.н./(е.т.р./с) при аварийном возмущении



а) изменение активной мощности

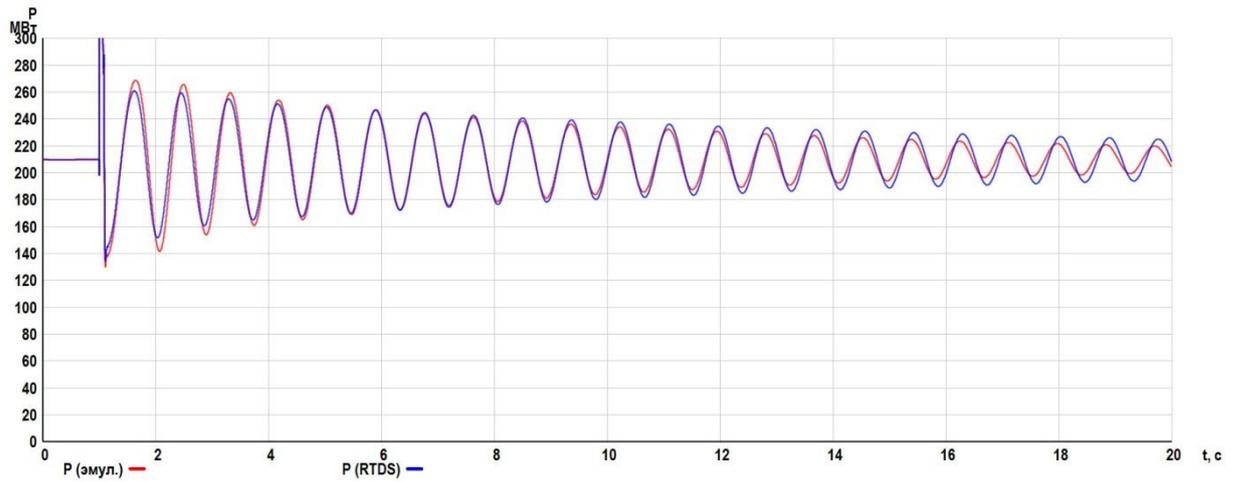


б) изменение напряжения статора и напряжения возбуждения

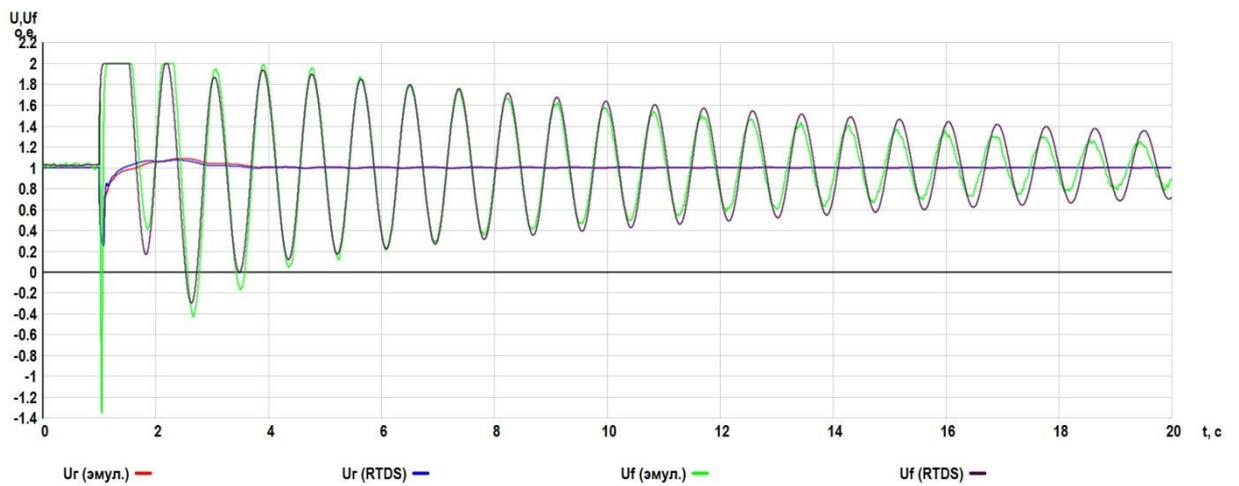


в) мгновенные погрешности воспроизведения мощности, напряжений статора и ротора

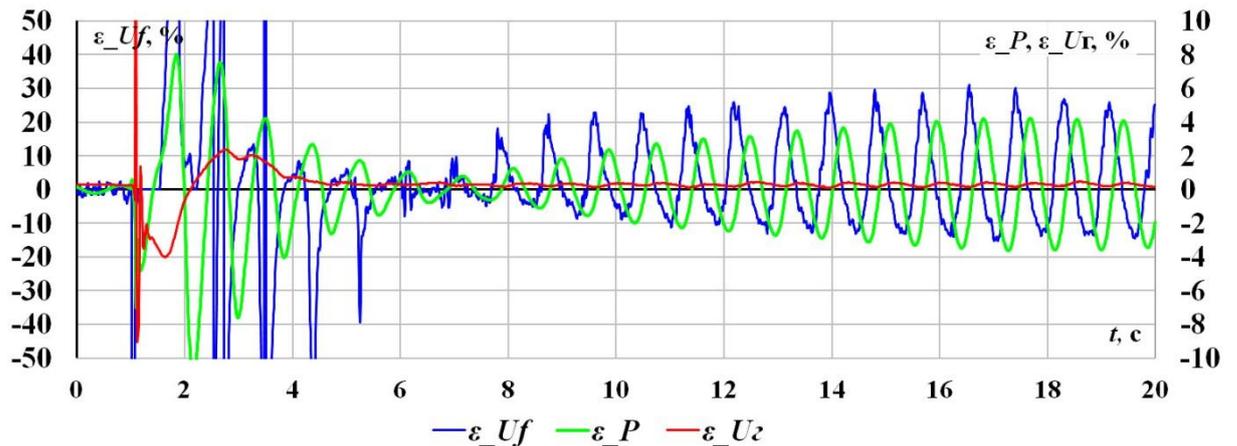
Рисунок В.5 – Характеристики изменения активной мощности (а), напряжения статора и ротора (б), мгновенные погрешности (в) их воспроизведения с помощью микропроцессорных средств моделирования АРВ с $K0U = 10$ е.в.н./е.н.с., $K0F = 2$ е.в.н./Гц при аварийном возмущении



а) изменение активной мощности

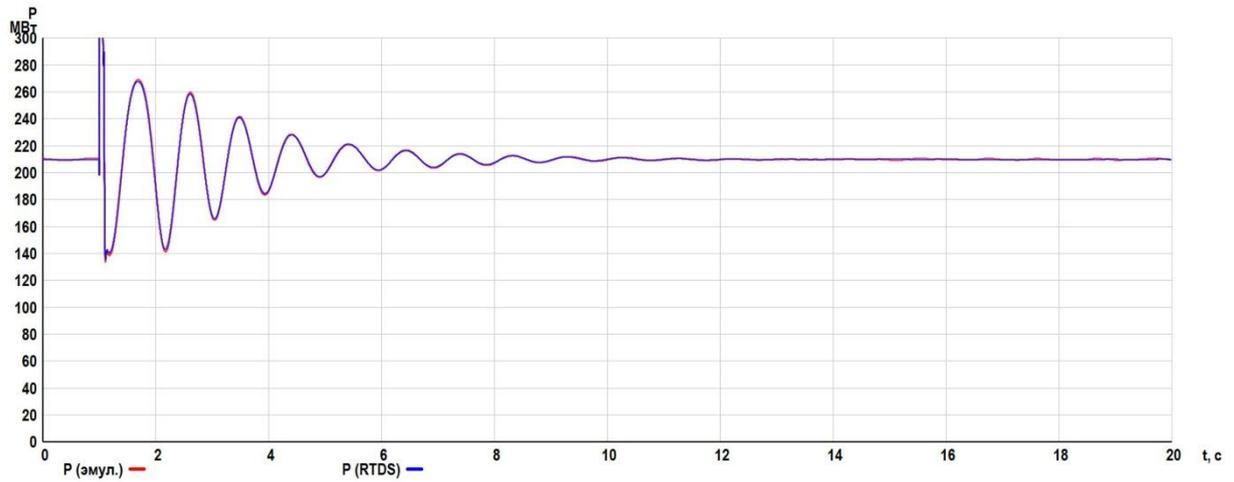


б) изменение напряжения статора и напряжения возбуждения

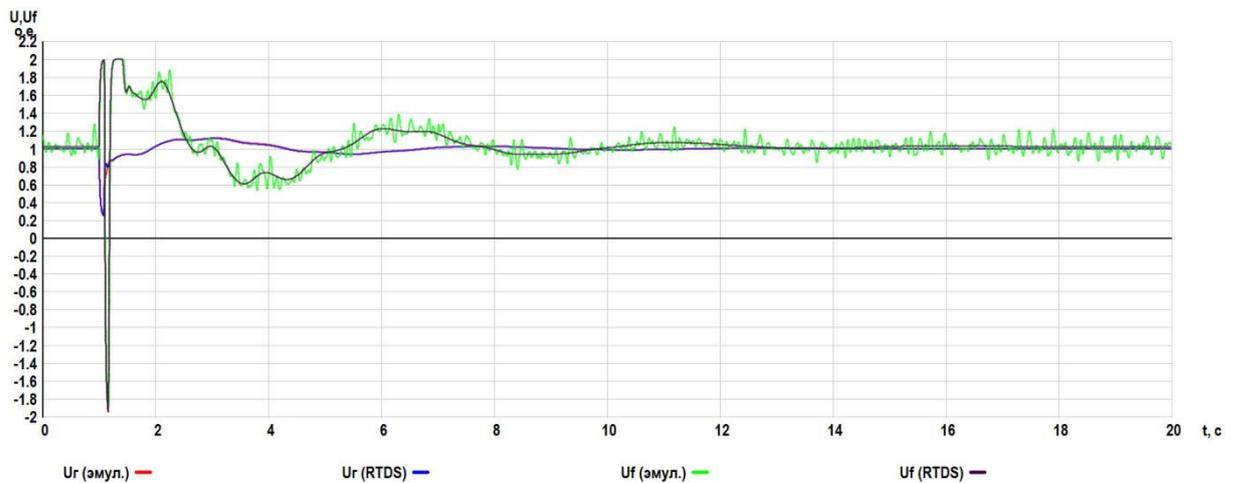


в) мгновенные погрешности воспроизведения мощности, напряжений статора и ротора

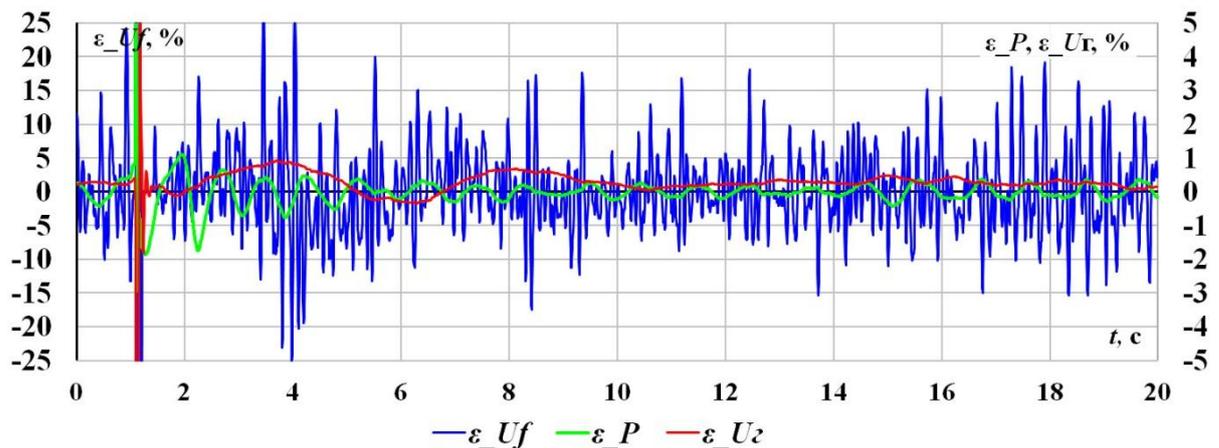
Рисунок В.6 – Характеристики изменения активной мощности (а), напряжения статора и ротора (б), мгновенные погрешности (в) их воспроизведения с помощью микропроцессорных средств моделирования АРВ с $K0U = 10$ е.в.н./е.н.с., $KIF = 1$ е.в.н./(Гц/с) при аварийном возмущении



а) изменение активной мощности

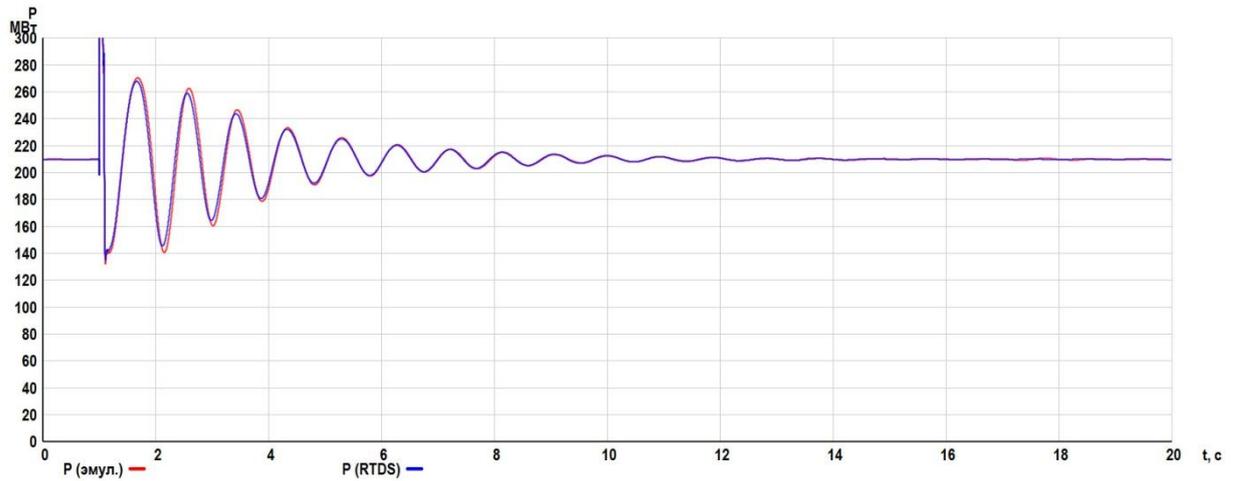


б) изменение напряжения статора и напряжения возбуждения

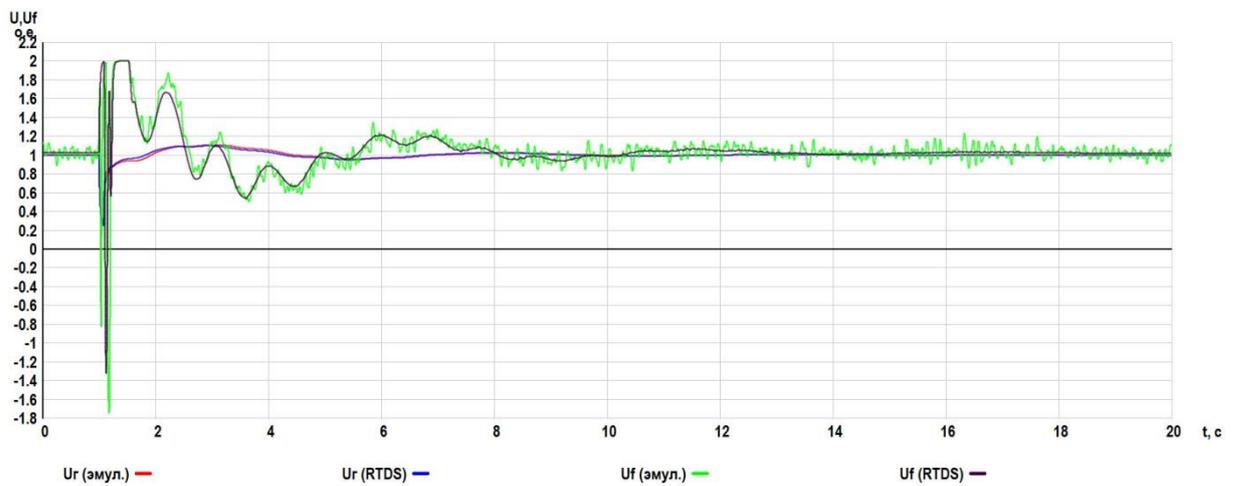


в) мгновенные погрешности воспроизведения мощности, напряжений статора и ротора

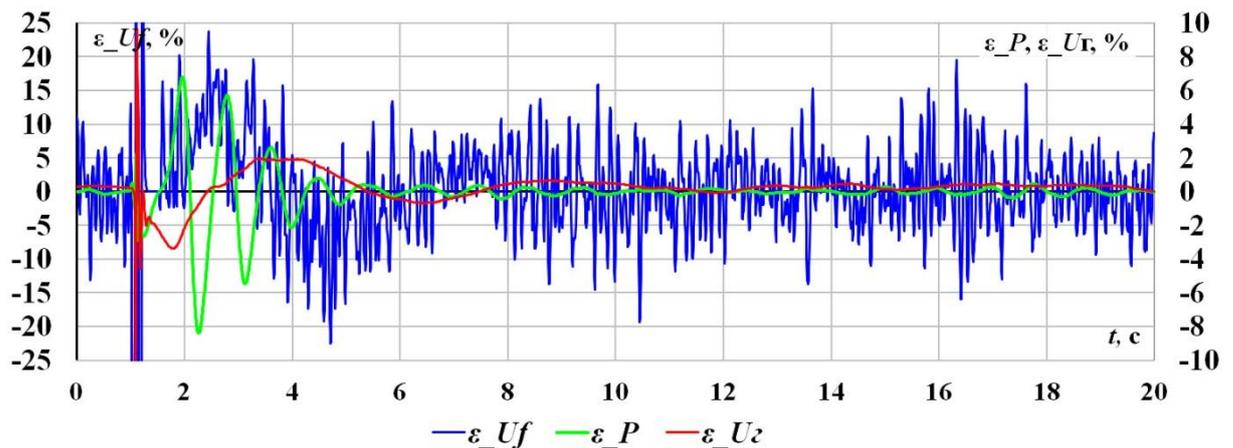
Рисунок В.7 – Характеристики изменения активной мощности (а), напряжения статора и ротора (б), мгновенные погрешности (в) их воспроизведения с помощью микропроцессорных средств моделирования АРВ с $K\theta U = 10$ е.в.н./е.н.с., $KIU = 2$ е.в.н./е.н.с./с, $KIIF = 3$ е.в.н./е.т.р./с при аварийном возмущении



а) изменение активной мощности

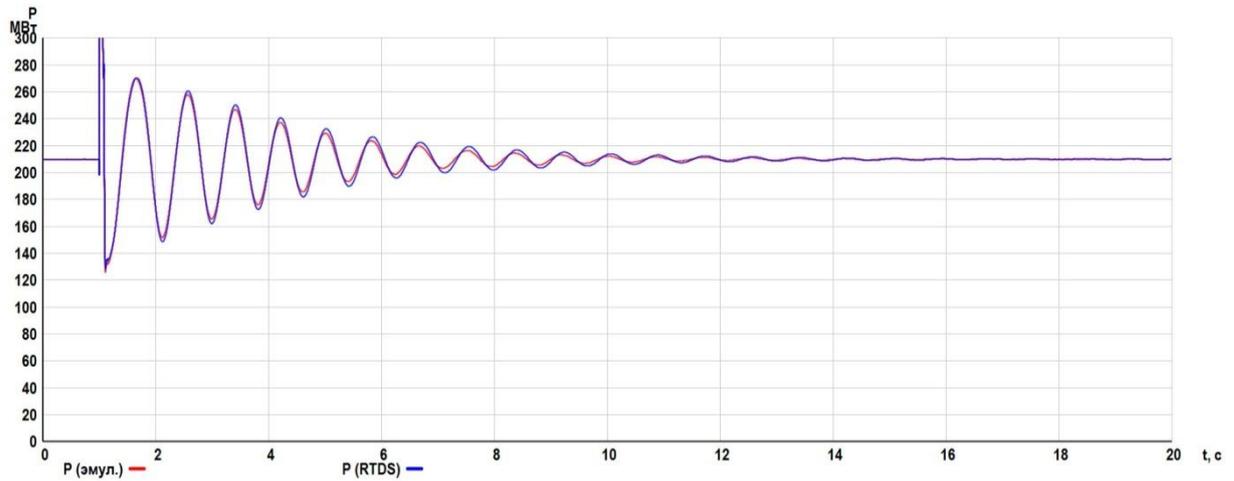


б) изменение напряжения статора и напряжения возбуждения

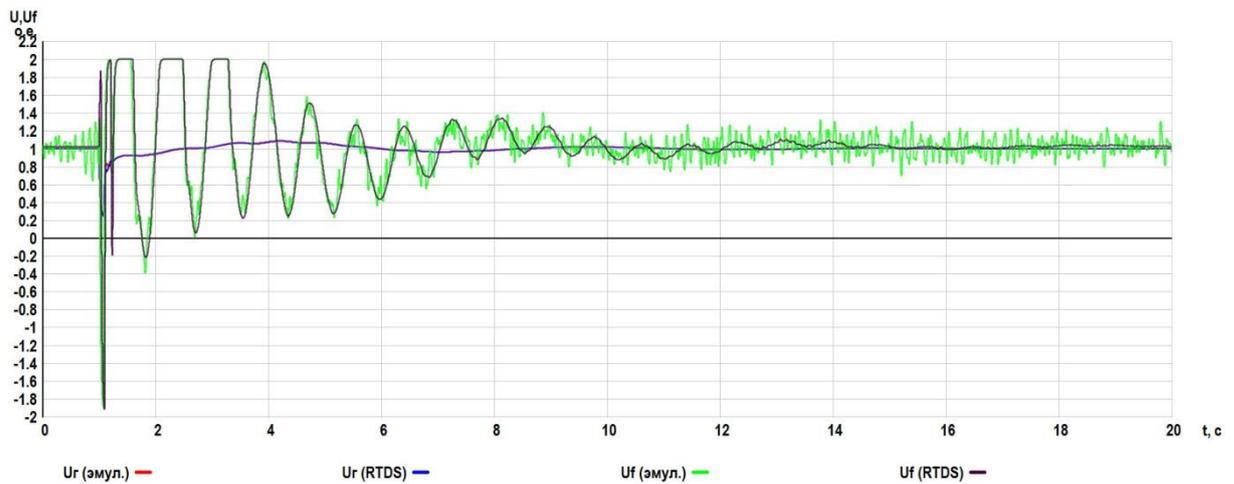


в) мгновенные погрешности воспроизведения мощности, напряжений статора и ротора

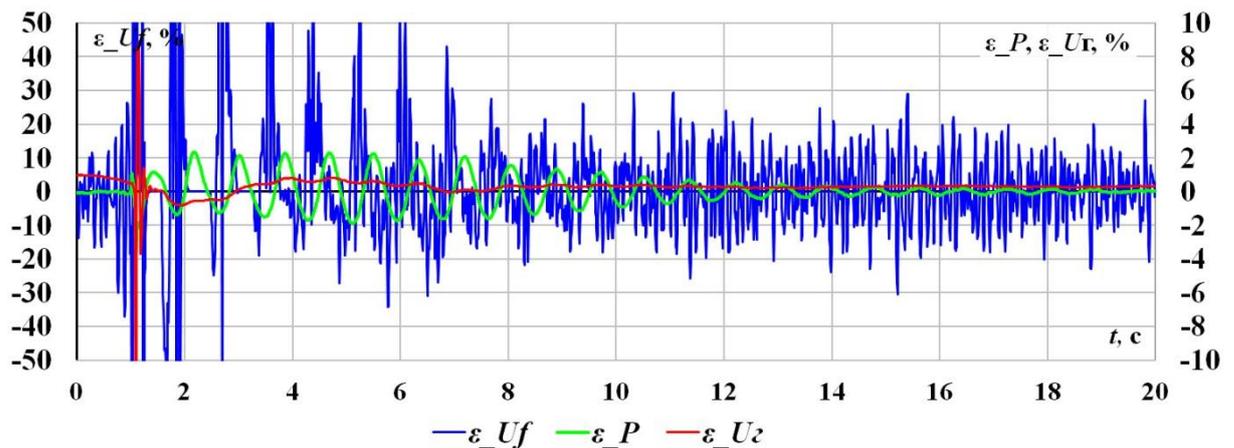
Рисунок В.8 – Характеристики изменения активной мощности (а), напряжения статора и ротора (б), мгновенные погрешности (в) их воспроизведения с помощью микропроцессорных средств моделирования АРВ с $K0U = 10$ е.в.н./е.н.с., $KIU = 2$ е.в.н./е.н.с./с), $KIIF = 3$ е.в.н./е.т.р./с), $K0F = 5$ е.в.н./Гц) при аварийном возмущении



а) изменение активной мощности



б) изменение напряжения статора и напряжения возбуждения



в) мгновенные погрешности воспроизведения мощности, напряжений статора и ротора

Рисунок В.9 – Характеристики изменения активной мощности (а), напряжения статора и ротора (б), мгновенные погрешности (в) их воспроизведения с помощью микропроцессорных средств моделирования АРВ с $KOU = 10$ е.в.н./е.н.с., $KIU = 2$ е.в.н./е.н.с./с), $KIIF = 3.3$ е.в.н./е.т.р./с), $KOF = 5$ е.в.н./Гц), $KIF = 4$ е.в.н./Гц/с) при аварийном возмущении