

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования

**«НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ  
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

---

*На правах рукописи*

САВИНЫХ МАКСИМ АЛЕКСАНДРОВИЧ

**РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ И СРЕДСТВ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ  
СЧЕТЧИКОВ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ И ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ  
ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ ПРИ ИХ ПРОИЗВОДСТВЕ**

Специальность 05.11.01 – Приборы и методы измерения  
(измерения электрических и магнитных величин)

диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научные руководители:

– доктор технических наук, профессор,  
заслуженный изобретатель РФ

**Пасынков Юрий Алексеевич**

– кандидат технических наук, старший  
научный сотрудник

Трушин Виктор Александрович

Новосибирск – 2018

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>ВВЕДЕНИЕ.....</b>	<b>6</b>
<b>1. Датчики тока в счетчиках электроэнергетики и технологический контроль при производстве счетчиков.....</b>	<b>16</b>
1.1. Датчики тока в счетчиках электроэнергетики.....	16
1.2. Погрешности трансформаторов тока, методы их уменьшения .....	19
1.2.1. Методы уменьшения погрешностей трансформаторов тока с использованием активных схем.....	22
1.2.2. Современные эталонные трансформаторы тока.....	25
1.2.3. Работа трансформатора тока при воздействии постоянного тока.....	27
1.2.4. Работа трансформатора тока при воздействии внешнего постоянного магнитного поля .....	29
1.3. Технологический контроль при производстве счетчиков электроэнергетики	29
1.4. Выводы по первому разделу .....	33
<b>2. Разработка активного трансформатора тока и методов косвенного оценивания погрешностей трансформаторов тока.....</b>	<b>35</b>
2.1. Трансформатор тока. Принцип работы, схема замещения.....	35
2.2. Работа измерительного трансформатора тока при воздействии внешнего постоянного магнитного поля.....	38
2.3. Активный трансформатор тока.....	40
2.3.1. Принцип работы, математическая модель .....	40
2.3.2. Анализ погрешностей на основе математической модели.....	47
2.3.3. Частотная характеристика усилителя АТТ .....	53
2.3.4. Оценка влияния характеристик усилителя на погрешности АТТ (моделирование в симуляторе Multisim) .....	56
2.4. Работа активного трансформатора тока при воздействии внешнего постоянного магнитного поля.....	62
2.4.1. Влияние ЧХ усилителя на работу АТТ, коррекция погрешностей .....	67
2.5. Косвенные методы оценивания погрешностей трансформатора тока .....	71

2.5.1. Методы измерения тока намагничивания трансформатора тока.....	73
2.5.2. Сравнение методов определения тока намагничивания ТТ .....	78
2.6. Сравнение разработанных методов определения погрешностей трансформатора тока со стандартным методом из ГОСТ .....	79
2.7.1. Метод подачи напряжения во вторичную обмотку.....	80
2.7.2. Метод холостого хода.....	82
2.7.3. Поверка трансформатора тока в ЦСМ .....	88
2.6.1. Сравнение результатов определения погрешностей всеми методами ..	90
2.6.2. Оценка влияния инструментальных погрешностей на косвенные методы определения погрешностей трансформатора тока .....	92
2.7. Оценивание погрешностей активного трансформатора тока.....	95
2.8. Выводы по второму разделу .....	97
<b>3. Автоматизированный технологический контроль при серийном производстве счетчиков электроэнергии .....</b>	<b>99</b>
3.1. Технологические модули для автоматизированных стендов .....	100
3.1.1. Модуль дискретного ввода-вывода.....	100
3.2.2. Технологический USB-концентратор .....	103
3.2. Автоматизированные стенды проверки функционирования счетчиков электроэнергии .....	106
3.2.1. Устройство стенда проверки функционирования .....	107
3.2.2. Управляющая программа .....	113
3.2.3. Анализ производительности .....	115
3.3. Автоматизированные стенды контроля метрологических характеристик счетчиков электроэнергии.....	116
3.3.1. Методы контроля метрологических характеристик счетчиков электроэнергии .....	117
3.3.2. Стенд автоматизированного контроля метрологических характеристик однофазных счетчиков электроэнергии.....	119
3.3.3. Анализ производительности .....	122

3.5. Автоматизированный контроль плат преобразователей вакуумных выключателей .....	124
3.5.1. Плата преобразователя: назначение, режимы проверки.....	124
3.5.2. Рабочее место для автоматизированного тестирования преобразователей, структура стенда.....	126
3.6. Выводы по третьему разделу .....	127
<b>4. Разработка метода испытания счетчиков электроэнергии на влияние постоянной составляющей и четных гармоник .....</b>	<b>130</b>
4.1. Существующая испытательная схема.....	131
4.2. Экспериментальное определение разброса параметров диодов. ....	133
4.3. Определение влияния разброса параметров диодов на испытательную схему.....	136
4.3.1. Влияние разброса параметров диодов на токи в ветвях испытательной схемы .....	136
4.3.2. Влияние разброса параметров диодов на определение погрешности счетчика.....	141
4.4. Разработанный метод испытания счетчиков электроэнергии на влияние постоянной составляющей и четных гармоник .....	143
4.4.1. Аналитическое вычисление мощности, регистрируемой счетчиком в испытательной схеме .....	145
4.4.2. Определение погрешности счетчика при испытании его с помощью разработанной схемы.....	148
4.4.3. Оценка погрешностей вносимых разработанной испытательной схемой в определение погрешности счетчика (моделирование).....	152
4.5. Выводы по четвертому разделу .....	155
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>157</b>
<b>СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....</b>	<b>159</b>
<b>СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....</b>	<b>161</b>
<b>ПРИЛОЖЕНИЕ А. Таблицы погрешностей активного трансформатора тока при моделировании в Multisim.....</b>	<b>168</b>

ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Сравнение ЭДС трансформатора тока в режиме холостого хода и под нагрузкой .....	170
ПРИЛОЖЕНИЕ В. Ток трансформатора тока при подаче напряжения во вторичную обмотку.....	175
ПРИЛОЖЕНИЕ Г. Документы о прохождении трансформатором тока ТШП 0,66 УЗ поверки в Новосибирском ЦСМ.....	178
ПРИЛОЖЕНИЕ Д. Фотографии разработанных технологических модулей .....	182
ПРИЛОЖЕНИЕ Е. Главные окна программ (пользовательский интерфейс) для автоматизированных стендов.....	183
ПРИЛОЖЕНИЕ Ж. Акт о внедрении технологических стендов в процесс производства счетчиков электроэнергии.....	185
ПРИЛОЖЕНИЕ И. Фотографии схем для исследования параметров диодов .....	186

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы.** Основным источником погрешности счетчика электрической энергии является первичный преобразователь тока, поскольку он работает в широком динамическом диапазоне (до 400 и более); таким первичным преобразователем обычно является трансформатор тока. Требования к точности счетчиков постоянно растут, кроме этого существуют способы воздействия на трансформатор тока с целью кражи электроэнергии, приводящие к значительной отрицательной погрешности. Например, создание магнитного поля с помощью постоянного магнита. В связи с этим актуальной задачей является разработка методов уменьшения погрешностей трансформаторов тока и повышения его устойчивости к воздействию постоянного магнитного поля. Перспективной в этом плане является схема активного трансформатора тока, в которой стандартный двухобмоточный трансформатор дополняется обмоткой и усилителем. За счет обратной связи погрешность такого устройства уменьшается по сравнению с погрешностью исходного трансформатора. При разработке и исследовании измерительных трансформаторов тока необходимо также производить оценку их погрешностей. Существующие методы определения токовой и угловой погрешностей требуют использования образцовых трансформатора тока и прибора сравнения, которые дороги, а также не позволяют определить погрешности трансформаторов тока с классом точности, соизмеримым с классом эталонного трансформатора. Поэтому актуальной задачей является разработка методов оценивания погрешностей трансформаторов тока без использования эталонного трансформатора тока и прибора сравнения. Перспективными являются методы косвенного оценивания максимальных погрешностей трансформаторов тока, основанные на измерении тока намагничивания.

Современные счетчики электроэнергии позволяют измерять множество параметров сети (электрическую энергию, мощность, ток, напряжение, фазовый сдвиг, частоту) и имеют высокий класс точности (1 и выше). Кроме этого, многие счетчики имеют ряд дополнительных функций: хранение и передачу данных, подключение/отключение абонента, детектирование внешних событий и др.

Поэтому их производство является высокотехнологичным процессом. При серийном производстве требуется проводить контроль всех функций большого количества счетчиков и их метрологических характеристик (относительной погрешности измерения электрической энергии и других параметров сети). Многие из применяемого технологического оборудования являются неавтоматизированным, поэтому выполнение операций технологического контроля является малопродуктивным и потенциально может привести к ошибкам первого и второго рода, поскольку решение об исправности проверяемого счетчика принимает оператор испытательного стенда. В связи с этим актуальной задачей является разработка комплексного системного решения для серийного производства, позволяющего проводить все проверки автоматизировано, с высокой производительностью, минимальным количеством сбоев технологического оборудования, фиксацией всех результатов в базе данных.

При производстве счетчики электроэнергии проходят испытания в разных условиях, отличающихся от нормальных. Все они приведены в ГОСТ Р 52322–2005. В одном из таких испытаний определяется дополнительная погрешность счетчика в условиях наличия постоянной составляющей и четных гармоник в цепи тока. Необходимость такой проверки вызвана способом кражи электроэнергии с помощью диода, включаемого последовательно с нагрузкой, который создает постоянную составляющую в сигнале тока, что приводит к насыщению магнитопровода трансформатора тока и появлению отрицательной токовой погрешности. Рекомендованная в ГОСТ Р 52322–2005 испытательная схема имеет потенциальную погрешность результатов испытания, связанную с неидентичностью диодов, задающих ток в испытательной схеме. Это может привести к ошибке первого или второго рода при испытании счетчика. Поэтому существует необходимость разработки метода, нечувствительного к разбросу параметров диодов и позволяющего получать достоверные результаты испытания.

**Целью диссертационной работы** является повышение точности счетчиков электроэнергии за счет разработки более точной и устойчивой к воздействию

постоянного магнитного поля цепи измерения тока, а также повышение производительности технологического контроля при серийном производстве счетчиков и снижение вероятности ошибок при контроле.

В связи с поставленной целью в работе должны быть решены следующие **задачи**:

1. анализ технологии проверки функционирования и контроля метрологических характеристик счетчиков электроэнергии на производственных предприятиях;
2. анализ методов повышения точности измерительных трансформаторов тока и их защиты от воздействия внешнего постоянного магнитного поля в составе счетчика электроэнергии;
3. разработка конструктивно простого активного трансформатора тока, имеющего в номинальном режиме и при воздействии внешнего постоянного магнитного поля существенно меньшие погрешности, чем стандартный трансформатор аналогичных габаритов;
4. разработка методов косвенного оценивания максимальных токовой и угловой погрешностей трансформаторов тока, позволяющих без использования эталонного трансформатора тока и прибора сравнения определять погрешности стандартных трансформаторов тока;
5. разработка методов автоматизированного проведения проверки функционирования и контроля метрологических характеристик счетчиков электроэнергии при их серийном производстве, а также разработка аппаратного и программного обеспечения для их реализации (автоматизированные испытательные стенды и вспомогательные технологические устройства, такие как модуль дискретного ввода-вывода, технологический USB-концентратор с защитой от импульсных помех);
6. разработка метода испытания счетчиков электроэнергии на влияние постоянной составляющей и четных гармоник, обеспечивающего большую достоверность результатов испытаний, чем метод, рекомендованный в ГОСТ Р 52322–2005.



**Методы исследования.** В теоретической части работы использовались методы теорий магнитного поля, погрешностей, измерения переменного электрического тока и электрической мощности. Экспериментальные исследования проводились с использованием прецизионного калибратора фиктивной мощности, внесенного в государственный реестр средств измерений. При расчетах и моделировании разрабатываемых схем использовались программные пакеты NI Multisim и NI LabVIEW.

**Достоверность полученных результатов** диссертационной работы подтверждается совпадением с достаточной на практике точностью экспериментальных данных и результатов моделирования, полученных при апробации разработанных методов, с результатами, полученными стандартными общепринятыми методами с применением эталонных средств измерения. Разработанные методы автоматизированного технологического контроля и их практические реализации оказались более эффективными, чем неавтоматизированные, что подтверждается прямыми оценками временных затрат при их эксплуатации.

### **Научная новизна**

1. Разработана схема активного трансформатора тока с дополнительной обмоткой и усилителем в обратной связи, позволяющая достигать погрешностей в номинальном режиме и в режиме подмагничивания внешним постоянным магнитным полем на 1-2 порядка меньше, по сравнению со стандартным трансформатором тока аналогичных габаритов. Разработана математическая модель, на основе которой получено выражение для основной составляющей его погрешностей, вызванной током намагничивания.
2. Разработаны методы косвенного оценивания максимальной токовой и угловой погрешностей трансформатора тока, основанные на измерении тока намагничивания, для использования которых не требуется применение эталонного трансформатора тока и прибора сравнения.
3. Разработана и экспериментально проверена комплексная система решений для автоматизированного технологического контроля метрологических

характеристик и проверки функционирования счетчиков электроэнергии при серийном производстве. Они позволяют минимизировать влияние субъективного человеческого фактора на результаты контроля, повысить устойчивость работы технологического оборудования, повысить производительность соответствующих этапов производства на 50-80 %.

4. Предложен метод испытания счетчиков, нечувствительный к неидентичности параметров токозадающих диодов в испытательной схеме, при использовании которого дополнительная инструментальная погрешность, добавляемая к полученной в результате испытания погрешности счетчика, составляет менее 0,1 % для счетчиков класса точности 1.

**Практическая ценность работы.** Разработанная модель активного трансформатора тока может быть использована для изготовления образцового трансформатора тока класса точности 0,01 и выше, а также трансформатора тока или счетчика электроэнергии, способного сохранять свои метрологические характеристики в условиях сильного внешнего постоянного магнитного поля. Разработанные методы косвенного оценивания максимальных токовой и угловой погрешностей трансформаторов тока могут быть использованы для исследования трансформаторов тока различного класса точности, с применением только стандартного лабораторного измерительного оборудования. Разработанные автоматизированные стенды проверки функционирования и контроля метрологических характеристик счетчиков электроэнергии и программное обеспечение для них позволяют повысить производительность соответствующих этапов производственного процесса на предприятии, снизить риск ошибок контроля, повысить надежность технологического оборудования. Предложенный метод испытания счетчиков электроэнергии на влияние постоянной составляющей и четных гармоник может использоваться для получения достоверных результатов при проведении данного испытания.

**Реализация и внедрение результатов работы.** Результаты исследований использованы для проектирования и реализации технологических модулей (модуль дискретного ввода-вывода, USB-концентратор с защитой), необходимых

для автоматизации процесса производства счетчиков электроэнергии. На предприятии АО «Радио и Микроэлектроника» введены в эксплуатацию технологические стенды, в разработке которых автор принимал непосредственное участие:

- Стенды автоматизированного контроля функционирования однофазных и трехфазных счетчиков электроэнергии;
- Стенды автоматизированного контроля метрологических характеристик однофазных и трехфазных счетчиков электроэнергии;

### **Положения, выносимые на защиту**

1. Предложенная схема активного трансформатора тока является конструктивно простой и позволяет достигать погрешностей в номинальном режиме и в режиме подмагничивания внешним постоянным магнитным полем на 1-2 порядка меньше, по сравнению со стандартным трансформатором тока аналогичных габаритов.
2. Разработанные методы косвенного оценивания максимальных погрешностей трансформаторов тока позволяют получать достоверные оценки максимальной токовой и угловой погрешностей трансформаторов тока без использования эталонного трансформатора тока и прибора сравнения.
3. Разработанная комплексная система решений для технологического контроля производства счетчиков электроэнергии, включающая технологические модули, автоматизированные технологические стенды и соответствующее программное обеспечение, позволяет проводить контроль функционирования счетчиков электроэнергии при серийном производстве с производительностью до 50 % больше, а контроль метрологических характеристик – до 80 % больше, чем на неавтоматизированных стендах, практически без участия оператора и при минимизации ошибок контроля.
4. Разработанный метод испытания счетчиков электроэнергии на влияние постоянной составляющей и четных гармоник позволяет определять дополнительную погрешность счетчиков с дополнительной инструментальной

погрешностью результата, добавляемой к полученной в результате испытания оценке погрешности счетчика, менее 0,1 % для счетчиков класса точности 1.

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

Диссертационная работа соответствует следующим пунктам паспорта научной специальности:

1. п.1. Создание новых научных, технических и нормативно-технических решений, обеспечивающих повышение качества продукции, связанных с измерениями групп 1-5 (измерение электрических и магнитных величин).
2. п.3. Совершенствование научно-технических, технико-экономических, оперативных (временных) показателей метрологического обеспечения соответствующих систем и производств.

**Апробация результатов работы.** Основные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих международных, всероссийских и региональных конференциях: Международная научно-практическая конференция «Измерения в современном мире-2013», г. Санкт-Петербург, 2013 г.; конкурс грантов НГТУ-2013, г. Новосибирск, 2013 г.; Всероссийская научная конференция «Наука. Технологии. Инновации (НТИ-2014)». Секция «Измерительная техника», г. Новосибирск, 2014 г.; Областной конкурс «Научный потенциал студентов и аспирантов НГТУ», г. Новосибирск, 2014 г.; Областной конкурс «Научный потенциал студентов и молодых ученых Новосибирской области», г. Новосибирск, 2014 г.; Конкурс грантов НГТУ-2014, г. Новосибирск, 2014 г.; Городская научная конференция магистрантов и аспирантов НГТУ «Progress thorough innovation», г. Новосибирск, 2015 г.; Международная научно-техническая конференция "Измерение, контроль, информатизация (ИКИ-2015)», г. Барнаул, 2015 г.; Всероссийская научная конференция «Наука. Технологии. Инновации (НТИ-2015)». Секция «Измерительная техника», г. Новосибирск, 2015г.; Международная научно-техническая конференция «Автоматизация и приборостроение: проблемы, решения (АППР-2016)», г. Севастополь, 2016 г.; Всероссийская научная

конференция «Наука. Технологии. Инновации (НТИ-2017)». Секция «Автоматика, измерения и информационная безопасность», г. Новосибирск, 2017 г.

По результатам работы автор стал призёром в следующих конкурсах: Конкурс грантов НГТУ – 2013 (присужден грант № 025 – НСГ-13 Новосибирского Государственного Технического Университета); Конкурс грантов НГТУ – 2014 (присужден грант № 001 – НСГ-14 Новосибирского Государственного Технического Университета); Городская научная конференция магистрантов и аспирантов НГТУ «Progress thorough innovation» – 2015, лучший доклад на секции «Power engineering».

**Структура и объем диссертации.** Диссертационная работа состоит из введения, 4 разделов, заключения, списка сокращений и обозначений, списка литературы из 74 наименований и 8 приложений. Работа содержит 153 страницы основного текста, включая 52 рисунка и 7 таблиц.

**Публикации по теме диссертации.** Основные результаты исследований отражены в 15 публикациях: 5 статей в научных журналах и изданиях, рекомендованных ВАК, в том числе 1 проиндексирована в базе данных Scopus; 9 статей в рецензируемых научных журналах и сборниках трудов международных и российских конференций; 1 патент на полезную модель. Личный вклад автора в указанных работах не менее 70 %.

***Статьи в изданиях, рекомендованных ВАК:***

1. Савиных, М.А. Образцовый счетчик электроэнергии / Ю.А. Пасынков, М.А. Савиных // Ползуновский вестник. – 2013. – №2. – С. 93-96.
2. Savinykh M.A. Investigation of an Electric Power Meter Testing Circuit for the Effect of the Constant Component and Even Harmonics / Y.A. Pasyнков, M.A. Savinykh // Measurement Techniques. – 2015. – V. 58. – I. 6. – PP. 686-691 (Scopus).
3. Савиных М.А. Технологический USB-концентратор / М.А. Савиных // Приборы. – 2016. – №8 (194). – С. 39-42.

4. Савиных М.А. Автоматизированный контроль платы преобразователя вакуумного выключателя / М.А. Савиных // Приборы. – 2017. – №6 (204). – С. 40-44.
5. Савиных М.А. Технологический контроль метрологических характеристик счетчиков электроэнергии на производстве / Ю.А. Пасынков, М.А. Савиных // Научный вестник НГТУ. – 2018. – №1(70). – С. 177-188.

***Патенты:***

6. Заявка на полезную модель № 2017143476/28(074861). Токовая цепь счетчика электрической энергии / Ю.А. Пасынков, М.А. Савиных; патентообладатель АО «Радио и микроэлектроника». – №2017143476/28(074861); заявл. 08.12.17. – [Решение о выдаче патента от 24.04.18].

***Статьи в других изданиях:***

7. Савиных, М.А. Образцовый датчик мощности / М.А. Савиных // Наука. Технологии. Инновации: материалы всероссийской научной конференции молодых ученых (Новосибирск, 29 ноября – 2 декабря 2012 г.). – Новосибирск: НГТУ, 2012. – Ч. 2 – С. 31-33.
8. Савиных, М.А. Образцовый преобразователь электрической мощности в частоту / Ю.А. Пасынков, М.А. Савиных // Измерения в современном мире-2013: сборник научных трудов 4-й Международной научно-практической конференции (Санкт-Петербург, 3-5 июня 2013 г.). – Санкт-Петербург: Политехнический университет, 2013. – С. 81-82.
9. Савиных, М.А. Модернизация схемы испытания счетчиков электроэнергии на влияние постоянной составляющей и четных гармоник / М.А. Савиных // Наука. Технологии. Инновации: материалы всероссийской научной конференции молодых ученых (Новосибирск, 02-06 декабря 2014 г.). – Новосибирск: НГТУ, 2014. – Ч. 1 – С. 25-28.
10. Savinykh, M.A. Active current transformer / M.A. Savinykh // Progress through innovation: тезисы городской научно-практической конференции аспирантов и магистрантов (Новосибирск, 2 апреля 2015 г.). – Новосибирск: НГТУ, 2015. – С. 57-58.

11. Савиных, М.А. Универсальный модуль дискретного ввода-вывода / М.А. Савиных // Наука. Технологии. Инновации: материалы всероссийской научной конференции молодых ученых (Новосибирск, 01-05 декабря 2015 г.). – Новосибирск: НГТУ, 2015. – Ч. 1 – С. 36-38.
12. Савиных, М.А. Модуль дискретного ввода-вывода / М.А. Савиных // Измерение, контроль, информатизация: материалы XVI международной научно-технической конференции «ИКИ-2015» (Барнаул, 12 мая 2015 г.). – Барнаул: АлтГТУ, 2015. – С. 119-123.
13. Савиных, М.А. Автоматизированный стенд настройки и проверки функционирования счетчиков электроэнергии / М.А. Савиных // Автоматизация и приборостроение: проблемы, решения: материалы международной научно-технической конференции (Севастополь, 5-9 сентября 2016 г.). – Севастополь: СевГУ, 2016. – С. 33-34.
14. Савиных М.А. Трансформатор тока в магнитном поле / Ю.А. Пасынков, М.А. Савиных // Молодой ученый. – 2017. – №24 (158). – С. 188-192.
15. Савиных М.А. Автоматизированная проверка функционирования контроллеров трехфазных счетчиков электроэнергии / Ю.А. Пасынков, М.А. Савиных // Наука. Технологии. Инновации: сборник научных трудов в 10 частях (Новосибирск, 04-08 декабря 2017 г.). – Новосибирск: НГТУ, 2017. – Ч. 1 – С. 30-34.

## **1. Датчики тока в счетчиках электроэнергии и технологический контроль при производстве счетчиков**

В первом разделе приведен обзор датчиков тока, применяемые в счетчиках электроэнергии, в частности, трансформаторов тока, источников погрешностей и методов их уменьшения, а так же обзор основных видов контроля при производстве счетчиков электроэнергии и используемого технологического оборудования.

### **1.1. Датчики тока в счетчиках электроэнергии**

В счетчиках электроэнергии наибольший вклад в погрешность вносит датчик тока, который работает в широком динамическом диапазоне (до 400 и более). В качестве датчиков тока применяют шунты, трансформаторы тока (ТТ) и катушки Роговского. В каждом методе есть свои преимущества, но имеют и определенные недостатки.

**Резистивный шунт.** Токоизмерительный шунт включается в цепь последовательно с измеряемым током. Падение напряжения на резисторе пропорционально этому току  $U=IR$ , согласно закону Ома. Резистивный шунт является простым, линейным, а также дешевым методом измерения тока.

Большинство шунтов рассматриваются как измерители постоянного тока (DC), так как они имеют паразитную индуктивность, ограничивающую полосу пропускания. Считается, что резистивные шунты постоянного тока – это самое точное и дешевое решение для измерения токов до 3А. Преимущества DC-шунтов: самый дешевый метод для измерения токов до 500А; простые для понимания (принцип работы основан на законе Ома); чрезвычайно надежные; пассивные, не требуют дополнительных источников энергии; линейные; дают несмещенный сигнал (нулевой выходной сигнал при нулевом токе). Недостатки DC-шунтов: не имеют гальванической развязки, дают потенциальную опасность для персонала; вносят шумы; забирают мощность из цепи с током, вызывая некоторое падение напряжения, нагреваются, сложны для установки (требуют



разрыва цепи); выходной сигнал обычно небольшой и требует усиления; хорошо работает только на постоянном токе и низких частотах (до 100 Гц); при больших измеряемых токах имеют большой размер и вес.

Существуют специальные резистивные шунты, имеющие очень маленькую паразитную индуктивность, они подходят для измерения высокочастотных токов (АС-шунты). Большинство других характеристик АС-шунтов аналогичны характеристикам DC-шунтов [54].

**Трансформатор тока.** Работа трансформатора тока основана на взаимной индуктивности магнитосвязанных обмоток. Первичный ток создает в магнитопроводе переменный магнитный поток, который в свою очередь создает переменный ток во вторичной обмотке. Вторичный ток определяется соотношением числа витков в первичной и вторичной обмотках:  $I_1/I_2 = N_2/N_1$ .

Ключевые преимущества трансформатора тока – это гальваническая развязка от цепи с током, обеспечение измерения без потерь (практически не забирает мощность из цепи, в которой измеряется ток), большой выходной сигнал и потому высокое соотношение сигнал-шум. Токовый трансформатор позволяет измерять только переменный электрический ток, например АС или переключаемый DC, поскольку для его работы требуется изменение магнитного поля, которое магнитно связано со вторичной обмоткой. Падение напряжения на нагрузке (в счетчике это обычно резистор) вторичной обмотки должно быть масштабировано в коэффициент трансформации раз для получения значения напряжения, пропорционального первичному току. Данный метод измерения считается измерением «без потерь», поскольку первичная обмотка обычно является медным проводником с очень маленьким сопротивлением. Однако, некоторое количество энергии передается из первичной обмотки во вторичную через магнитную связь, где происходит ее выделение в виде тепла на вторичной обмотке и подключенной нагрузке, а также часть энергии рассеивается в виде магнитных потерь (перемагничивание и нагрев магнитопровода, рассеяние магнитного потока). Тем не менее, эти потери незначительны по сравнению с потерями на резистивном шунте [74].

В общем, преимущества трансформаторов тока следующие [54]: дешевый метод для измерения переменных (АС) токов до 100 А; гальваническая развязка от цепи с током (что очень важно для построения трехфазных счетчиков); токовый выход, который малочувствителен к внешним шумам, но в то же время, сигнал легко преобразуется в напряжение; очень надежен; пассивный, не требует дополнительных источников напряжения; линейный. К недостаткам трансформатора тока можно отнести [54]: возможность измерения только переменного тока; выходной сигнал зависит от частоты; при измерении больших токов имеет большой размер и вес; намагничивается от постоянного тока и теряет чувствительность на переменном токе; восприимчивость к внешним «блуждающим» переменным магнитным полям.

**Катушка Роговского.** Катушка Роговского во многом аналогична трансформатору тока: сигнал на вторичной обмотке (в данном случае напряжение) пропорционален первичному току. Главное отличие состоит в том, что катушка Роговского имеет воздушный немагнитный сердечник, в то время как сердечник трансформатора тока делают из материала с очень высокой магнитной проницаемостью. Немагнитный сердечник не подвержен насыщению, поэтому обеспечивается более быстрый импульсный отклик и очень высокая линейность. Катушки Роговского обычно дешевле трансформаторов тока [74]. Недостатками катушки Роговского является очень низкий уровень сигнала, а также необходимость его интегрирования, поскольку выходное напряжение катушки Роговского пропорционально скорости изменения тока.

Для счетчиков класса точности 1 и выше в качестве датчика тока чаще всего применяют измерительные трансформаторы тока, благодаря таким их свойствам как: гальваническая развязка от цепи измеряемого тока, широкий динамический диапазон, высокая чувствительность и линейность, стабильность параметров. Однако, их недостатками являются возможность измерения только переменного тока, ухудшение характеристик при насыщении, например, при воздействии постоянного тока или магнитного поля.

## 1.2. Погрешности трансформаторов тока, методы их уменьшения

Трансформатор – важный элемент многих электрических приборов и механизмов. Явление, лежащее в основе действия электрического трансформатора (электромагнитная индукция), было открыто английским физиком Майклом Фарадеем в 1831 г. при проведении им основополагающих исследований в области электричества [28]. Измерительный трансформатор тока (ТТ) – это трансформатор, предназначенный для преобразования тока до значения, удобного для измерения. ТТ преобразует переменный ток одной величины в переменный ток другой величины. Чаще всего ТТ выполняет уменьшение тока в  $n$  раз, где  $n=w_2/w_1$  – коэффициент трансформации – отношение количества витков во вторичной обмотке к количеству витков в первичной. Таким образом, выходным сигналом ТТ является ток, поэтому для проведения измерения вторичную обмотку, как правило, замыкают через небольшой нагрузочный резистор, либо напрямую ко вторичной обмотке подключают измеритель тока. В идеальном случае коэффициент трансформации определяется только указанным соотношением витков и не меняется в пределах динамического диапазона трансформатора, то есть функция преобразования ТТ линейная. Однако, в реальности это не совсем так, то есть коэффициент трансформации зависит от первичного тока, что приводит к токовой погрешности ТТ (отличие реального вторичного тока от  $I_1/n$ ), а также к угловой погрешности (отличие фазы вторичного тока от фазы первичного). Эти погрешности зависят от многих факторов, таких как: материал сердечника, его форма и габариты, величина вторичного тока, характер и величина вторичной нагрузки, частота тока.

Уровень погрешностей ТТ определяет его класс точности. Различные классы точности ТТ и пределы погрешностей приведены в ГОСТ [9]. В зависимости от условий работы и решаемой измерительной задачи выбирается ТТ того или иного класса точности. Для определения соответствия ТТ заданному классу точности необходимо его поверять. Методика поверки описана в ГОСТ [10]. Существуют разные схемы поверки ТТ (дифференциально-нулевой с использованием образцового трансформатора тока, дифференциально нулевой с использованием

компаратора вторичных токов и др.) и все они требуют наличия эталонного ТТ. При этом его класс точности должен быть как минимум на два класса выше класса точности поверяемого ТТ. В [65] приведены методы калибровки ТТ: дифференциальный, метод токового компаратора и метод, а также метод, объединяющий первые два и позволяющий добиться большей точности калибровки. Но все они также требуют наличия эталонного трансформатора или компаратора тока. Поэтому важной задачей является уменьшение погрешностей ТТ для использования его в качестве эталонного для калибровки и поверки серийных ТТ.

Основным источником погрешностей ТТ является ток намагничивания  $I_0$  (ток холостого хода, ток возбуждения). Этот ток определяется остаточным магнитным потоком в магнитопроводе, который обеспечивает передачу энергии из первичной цепи во вторичную. Ток намагничивания состоит из двух компонент [48]: намагничивающая компонента, которая отстает от первичной ЭДС  $E_1$  на  $90^\circ$  и ток потерь, который синфазен с  $E_1$  и состоит из вихревых токов и потерь на гистерезис (перемагничивание). Вихревые токи возникают из-за циркуляции тока внутри сердечника. При синусоидальном первичном токе и напряжении ток намагничивания несинусоидатен вследствие нелинейности характеристик магнитопровода, что вызывает нечетные гармоники во вторичной цепи. [48]. В этом случае первичный ток равен току намагничивания, так как во вторичной цепи тока нет.

На погрешности ТТ влияют также потери на перемагничивание сердечника и рассеяние магнитного потока, но в современных ТТ с сердечниками из аморфных и нанокристаллических сплавов они пренебрежимо малы, поэтому большинство методов уменьшения погрешности трансформаторов тока сводятся к уменьшению тока намагничивания. При этом, существуют методы, позволяющие рассчитать ток намагничивания (величину и форму) по параметрам магнитопровода. Например, такой метод описан в [66, с. 141-149]: предлагается задать некоторые значения тока намагничивания и провести численные расчеты для определения фазы первичного тока, когда эти значения будут достигнуты.

В общем, все методы уменьшения погрешностей ТТ можно разделить на пассивные и активные. Пассивные методы сводятся к добавлению в конструкцию трансформатора пассивных элементов (например, добавление емкости параллельно вторичной обмотке для компенсации фазовой погрешности [52, с. 5-10]), добавление или изменение конструкций магнитопровода, витков и т.д. В активных же методах используются внешние источники энергии, активные усилители и т.п. Принципиально простейшими методами уменьшения погрешностей ТТ являются: улучшение свойств сердечника (выбор материалов с большим значением магнитной проницаемости), увеличение площади поперечного сечения магнитопровода, увеличение числа витков вторичной обмотки. Эти методы либо имеют ограничения (например, выбор материала, который ограничен существующими на рынке), либо имеют отрицательный побочный эффект (увеличение площади сечения магнитопровода приводит к увеличению его габаритов, массы и стоимости, увеличение числа витков уменьшает вторичный ток и, как следствие, чувствительность измерителя, включенного во вторичную цепь).

Существует множество методов компенсации погрешности ТТ, например: витковая коррекция, спрямление кривой намагничивания, подмагничивание магнитопровода. Подробное их описание приводится в [1, с. 43-57].

Такие методы требуют наличия дополнительных магнитопроводов, обмоток, источников энергии и не всегда дают приемлемый результат, имеют ограниченность применения. Метод создания нулевого потока позволяет свести погрешность ТТ практически к нулю, но требует точной ручной настройки подстроечным резистором.

Для уменьшения погрешностей ТТ применяют магнитные материалы с большей магнитной проницаемостью. В большинстве современных ТТ для изготовления магнитопровода применяют аморфные и нанокристаллические сплавы. В [29] описан процесс производства таких материалов и отмечается, что «В таких сплавах за счет распределения наноразмерных кристаллических гранул в аморфной матрице, достигаются очень высокие значения магнитной

проницаемости, малая величина коэрцитивной силы, а индукция насыщения ( $B_s$ ) составляет 0,8...1,2 Тл. Использование аморфных сплавов вместо электротехнической стали для изготовления сердечников измерительных трансформаторов тока позволило существенно повысить их метрологические характеристики, уменьшить габариты, снизить потери».

### **1.2.1. Методы уменьшения погрешностей трансформаторов тока с использованием активных схем**

Большинство современных выпускаемых промышленно высокоточных измерительных трансформаторов тока, которые используются, например, в качестве эталонных при проведении поверки, имеют цепи компенсации, которые позволяют существенно уменьшить остаточный магнитный поток в магнитопроводе, а, следовательно, и ток намагничивания и погрешности трансформатора. Существуют как пассивные схемы, так и активные, которые имеют в своем составе источники тока, напряжения, усилители.

В [68, с. 8-12] описано несколько схем, позволяющих сконструировать высокоточный трансформатор тока с погрешностью несколько десятков или сотен ppm. По сути, они не являются трансформаторами тока в чистом виде, так как они имеют совершенно другую конструкцию. Их можно назвать трансформатороподобными устройствами. Многие из таких схем являются активными, то есть содержат в своей конструкции усилители и источники энергии.

***Токовый компаратор.*** Данное устройство представляет собой трехобмоточный трансформатор тока. В таком устройстве остаточный магнитный поток в магнитопроводе индуцирует ЭДС на разомкнутой обмотке, которая измеряется детектором, что позволяет оценить его значение. Данная схема может применяться для калибровки обычных двухобмоточных токовых трансформаторов [68, с. 8-12].

***Двухступенчатый трансформатор.*** В такой схеме обычный токовый трансформатор дополняется трехобмоточным трансформатором, работающим в

дифференциальном режиме, который выдает ток, пропорциональный погрешности обычного ТТ. В результате полный вторичный ток приближается к его номинальному значению. Используется отдельная вторичная нагрузка [68, с. 10]. Данная модель может быть сконструирована и в виде единого трансформатора тока с двумя магнитопроводами, в котором обмотки  $N_1$  и  $N_2$  намотаны на оба магнитопровода, а обмотка  $N_3$  – только на один.

Погрешность таких схем может достигать нескольких ppm [68, с. 8-12]. В частности, подобная конструкция, содержащая два сердечника и три обмотки (компенсированный токовый компаратор) используется в системе для измерения мощности потерь силовых трансформаторов [49, с. 2-3].

Схема двухступенчатого трансформатора тока с двумя сердечниками и двумя вторичными обмотками (основная и дополнительная) и усилителем описана в [70, с. 340-345]. Такая схема используется для построения высокоточных трансформаторов тока промышленной частоты и высокочастотного трансформатора, для которого применяют специальное экранирование для уменьшения утечек через паразитные емкости.

**Многоступенчатый трансформатор.** Существуют более сложные схемы преобразователей тока, подобный токовым трансформаторам. Они могут иметь по несколько сердечников, несколько обмоток и усилителей, что позволяет очень точно компенсировать ток намагничивания и добиться того, что остаточный магнитный поток в магнитопроводе окажется практически равным нулю. Например, трансформатор, описанный в [72, с. 908-912], имеет два каскада, каждый из которых содержит по три сердечника, три обмотки и усилитель. Погрешность такой системы оказывается равной порядка 1 ppm.

**Трансформатор, дополненный усилителем.** Это трансформатор с обратной связью. ЭДС, пропорциональная остаточному магнитному потоку в магнитопроводе наводится на индикаторной обмотке. Она усиливается с помощью усилителя, и полученное напряжение подается во вторичную обмотку. Таким образом, в установившемся режиме остаточный магнитный поток в сердечнике значительно уменьшается. Он не равен нулю только из-за конечного

значения коэффициента усиления. Погрешность такой схемы может быть очень мала [68, с. 11].

**Компенсированный токовый компаратор.** Данная схема самая сложная из рассмотренных, однако, она имеет лучшие метрологические характеристики, стабильность, устойчивость. Она состоит из двухступенчатого токового трансформатора, детектирующей обмотки, компенсирующей обмотки с регулируемым источником энергии. В детектирующей обмотке установлен нуль-детектор, который позволяет отследить наличие остаточного магнитного потока. Регулировка источника энергии позволяет менять магнитный поток в сердечнике и, в частности, свести его практически к нулю. Такая схема используется в качестве образцового трансформатора тока для калибровки и поверки обычных токовых трансформаторов в NIST (National Institute of Standards and Technology) [68, с. 11].

Может такая схема использоваться и как устройство сравнения для определения разности токов обмоток образцового и поверяемого трансформаторов. Подстройка компенсирующего тока может выполняться и автоматически, до тех пор, пока напряжение на детектирующей обмотке не станет практически равным нулю [70, с. 318-324].

**Токовый трансформатор с двумя сердечниками.** В [55, с. 469-476] описывается схема трансформатора тока, имеющего дополнительный магнитопровод, а также две дополнительные обмотки: по одной на основном и дополнительном магнитопроводах. Вторичный ток в такой схеме замыкается через оба магнитопровода: основной и дополнительный. Такая схема пассивна, она не требует источников энергии, а также ручной настройки. Такая схема требует нескольких стадий оптимизации, в результате которых уменьшается ток намагничивания, а, следовательно, и погрешности трансформатора.

**Активные токовые трансформаторы с автоматической настройкой.** В [52] описан ряд схем, представляющих собой активный токовый трансформатор. Кроме основных первичной и вторичной обмоток, они имеют компенсирующие и индикаторные обмотки, а также усилители. Такие схемы не требуют какой-либо



ручной настройки, так как они имеют обратные связи. Благодаря усилителям и обратным связям остаточный поток в магнитопроводе становится практически равным нулю. Погрешности таких схем также практически равны нулю. Один из вариантов такого типа схем реализован в трансформаторе с размыкаемым магнитопроводом (токовые клещи) [69, с. 445-448]. Погрешность такого устройства может достигать 0,05 %.

Таким образом, большинство активных схем уменьшения погрешностей ТТ предполагают значительное усложнение конструкции по сравнению со стандартным ТТ: добавление одного или нескольких сердечников, а также обмоток. Эти методы не позволяют, используя стандартный ТТ и просто добавив к нему активную часть, получить активный трансформатор тока с меньшей погрешностью, в котором детектируется остаточный магнитный поток в сердечнике и пропорционально ему выполняется коррекция вторичного тока.

### **1.2.2. Современные эталонные трансформаторы тока**

Эталонные ТТ имеют высокий класс точности (0,05 и выше) и используются для калибровки и поверки стандартных серийно выпускаемых измерительных ТТ. Номинальный вторичный ток эталонных ТТ обычно составляет 1 А или 5 А, первичный может быть от единиц до нескольких тысяч ампер. Стоимость таких устройств, как правило, составляет более 100 т.р. Далее приведены основные характеристики некоторых российских и зарубежных эталонных ТТ с номинальным напряжением до 1 кВ.

*Трансформатор тока измерительный переносной «ТТИП»*, согласно [36] имеет класс точности 0,05. Рыночная стоимость на 2018 год составляет 110 т.р.

*Трансформатор тока эталонный СА535*, согласно [37] имеет класс точности 0,02 или 0,01. Значение номинальных первичных токов эталонных трансформаторов СА535: от 0,5 А до 5000 А (при использовании расширителя диапазонов РД564). Номинальное значение силы вторичного тока трансформаторов СА535 равно 5 А. Рыночная стоимость на 2018 год – 100 т.р.

**Эталонный двухступенчатый трансформатор ИТТ-3000.5**, согласно [38] изготовлен по схеме двухступенчатого трансформатора тока. Номинальные первичные токи от 1 А до 3000 А. Номинальный вторичный ток 5 А. Номинальная вторичная нагрузка 5 ВА. Класс точности трансформаторов первого разряда 0,01, второго – 0,05. Рыночная стоимость на 2018 год 320 т.р.

**Трансформатор тока измерительный лабораторный ТТИ-100**, согласно [35] имеет диапазон первичного тока 20 А – 18 000 А, номинальный коэффициент трансформации 100, номинальное напряжение 0,66 кВ. Предел относительной токовой погрешности 0,01 %, угловой погрешности – 1 минута (класс точности 0,01). Рыночная стоимость на 2018 год 250 т.р.

**Компараторы тока Tettex 4761 и 4764**, согласно [71] имеют обмотку-индикатор, которая измеряет магнитный поток в магнитопроводе, а также усилитель, который за счет регулирования тока в компенсационной обмотке обеспечивает, чтобы магнитный поток в магнитопроводе был примерно равен нулю. Класс точности 0,001 (токовая погрешность составляет 0,001 %, угловая погрешность 0,05 °).

**Эталонный трансформатор тока Arbiter 936A**, согласно [64] имеет класс точности 0,02 (погрешность 0,02 % по току и 0,01 ° по фазе). Активная схема уменьшает значение магнитного потока в сердечнике до нуля и выдает точный выходной ток вне зависимости от нагрузки.

**Эталонные трансформаторы NCD и NCO**, согласно [39] имеют класс точности 0,005 (предел токовой погрешности в диапазоне 1-120 % от номинального тока – 0,005 %, угловой погрешности – 0,5 °).

На погрешности токовых трансформаторов значительное влияние может оказывать насыщение магнитопровода. В этом случае магнитная индукция и магнитный поток перестают увеличиваться с ростом напряженности магнитного поля. Насыщение может возникнуть, если магнитная индукция в сердечнике превышает некоторое значение. Все трансформаторы конструируются так, чтобы в рабочем диапазоне изменения первичного тока насыщения не происходило.

### **1.2.3. Работа трансформатора тока при воздействии постоянного тока**

В некоторых режимах, например при несимметричной нагрузке или в переходных режимах, в первичном токе появляется постоянная составляющая, что может привести к увеличению магнитной индукции в магнитопроводе и, как следствие к дополнительным погрешностям. Кроме этого, в режиме насыщения увеличивается уровень шума выходного сигнала, появляются высшие гармоники, увеличиваются внутренние потери в сердечнике [48, с. 1-7]. Также, увеличивается ток намагничивания (экспоненциально), рассеяние магнитного потока. Чувствительность к постоянному току увеличивается с уменьшением частоты [60, с. 1097-1100]. Увеличивающиеся потери в сердечнике, а также потоки утечки могут разогревать масло, в котором находится трансформатор, что может привести к аварийной ситуации [61, р. 123-125].

В [58, с. 1-34] рассмотрено влияние насыщения трансформаторов тока в цепях релейной защиты, так как при аварийной ситуации первичный ток может в десятки раз превышать номинальное значение, а также содержать постоянную составляющую. Выходной сигнал трансформатора при этом значительно искажается и применяются разные методы обработки этого сигнала (в том числе и цифровой) для корректной работы цепей защиты. Хотя, в некоторых случаях такое искажение выходного тока и уменьшение его СКЗ может сыграть даже положительную роль, так как меньше становится нагрузка на обмотку реле и ее разогрев, чем если бы насыщения не было [67, с. 1-20].

Существуют методы оценки состояния магнитопровода (в насыщении он или нет), в частности по уровню искажений (THD), величине тока намагничивания и по коэффициенту мощности. На графиках зависимости этих величин от магнитной индукции наблюдается излом в точке, после которой начинается насыщение магнитопровода [53 с. 304-307]. Однако, более важны сами методы уменьшения влияния постоянной составляющей на трансформаторы тока с целью недопущения работы в режиме насыщения, так как именно постоянная составляющая чаще всего приводит к насыщению трансформаторов.

**Введение воздушного зазора в магнитопровод.** Такой способ делает сердечник практически нечувствительным к постоянному току в первичной обмотке, однако приводит к увеличению уровня шума выходного сигнала, а также увеличивает стоимость устройства [48, с. 1-7].

**Метод компенсации.** Суть метода заключается в том, что на магнитопровод наматывается дополнительная компенсирующая обмотка. В нее подается постоянный ток, пропорциональный постоянной составляющей измеряемого первичного тока, но противоположной полярности [48, с. 1-7]. Такой метод позволяет значительно снизить влияние постоянного тока и не допустить насыщения магнитопровода.

**Импульсное размагничивание.** Существуют различные схемы периодического размагничивания магнитопровода трансформатора тока, работающего с сигналами, содержащими постоянную составляющую. Обычно такое размагничивание происходит в момент перехода входного сигнала через ноль. В [57, с. 1776-1787] предложен метод измерения переменного тока с постоянной составляющей с помощью обычного ТТ, дополненного контроллером тока, который подает ток на трансформатор в течение полупериода, а при переходе входного сигнала (тока) через ноль, ток отключается, и трансформатор размагничивается, так что на следующий полупериод он приходит уже не насыщенным. В одном из вариантов реализации, при переходе через ноль на короткое время отключается вторичная нагрузка, а вторичная цепь замыкается на встречные стабилитроны вместо резистора и происходит размагничивание (если была постоянная составляющая). В другом варианте исполнения при размагничивании вторичный ток течет через диод.

В настоящее время существуют трансформаторы тока с DC-иммунитетом. У них применяются сердечники из разных материалов с разными магнитными свойствами. При этом они обладают характеристикой с меньшей линейностью, чем обычные ТТ, но насыщения от постоянного тока у них нет. Такие ТТ позволяют конструировать счетчики электроэнергии класса точности не выше 0,5.

#### **1.2.4. Работа трансформатора тока при воздействии внешнего постоянного магнитного поля**

Трансформаторы тока чувствительны к воздействию внешнего магнитного поля. В этом случае магнитопровод насыщается и теряет чувствительность, что приводит к значительной токовой и угловой погрешности. Такое свойство ТТ особенно важно при использовании их в качестве датчиков тока в счетчиках электроэнергии. Одним из способов кражи электроэнергии как раз является использование постоянных магнитов вблизи измерительных ТТ, установленных внутри счетчика: в этом случае счетчик практически не учитывает потребляемую электроэнергию. Для защиты от такого вида кражи в некоторых случаях в счетчики вносят конструктивные особенности, обеспечивающие удаление ТТ от края корпуса, а также магнитное экранирование. Такой метод ограничен и не защищает от воздействия от магнитов с большой индукцией. Другим способом защиты является применение датчиков тока иного типа (катушка Роговского, шунт): они не подвержены влиянию внешнего магнитного поля, но имеют ряд существенных недостатков, например, такого как существенно меньшая чувствительность. Для шунта это также самонагрев, отсутствие гальванической изоляции. Для катушки Роговского – необходимость интегрировать выходной сигнал. Иногда применяют дополнительный датчик магнитного поля, который при детектировании магнитного поля позволяет быстро отключить потребителя с помощью реле и предотвратить кражу электроэнергии, но этот метод требует наличия схемы коммутации, через которую подключается потребитель. Некоторые активные схемы, дополняющие ТТ, позволяют ему функционировать с незначительной погрешностью даже в условиях внешнего постоянного магнитного поля, о чем будет подробнее написано во втором разделе.

### **1.3. Технологический контроль при производстве счетчиков электроэнергии**

Серийное производство современных счетчиков электроэнергии является высокотехнологичным и состоит из нескольких этапов. На каждом из них

необходимо выполнять промежуточный контроль, поскольку при выявлении брака проще и дешевле устранять его на более раннем этапе монтажа или сборки. Причины неработоспособности той или иной функции (брака) могут быть самыми разными: дефект печатной платы; некачественный монтаж (не пропаянные контакты, перемыкание проводников, неверная или неточная установка элемента в посадочное место); некачественная сборка (неверная или ненадежная установка деталей, случайный вывод из строя ранее установленных компонентов); брак отдельных компонентов (радиодетали, микросхемы, дисплей, реле, разъемы, и т.д.). Основные этапы производства следующие:

- монтаж SMD-элементов (поверхностный монтаж), который обычно выполняется автоматически на специальном оборудовании;
- монтаж навесных элементов, часто выполняемый вручную. Плата с смонтированными компонентами называется контроллером счетчика;
- программирование микроконтроллеров и других микросхем с энергонезависимой памятью, имеющихся в счетчике;
- технологический прогон – тренировка счетчиков. При этом счетчики без корпусов (контроллеры) – одновременно несколько десятков – помещаются в термошкаф, где они работают около суток при повышенной температуре с целью определить потенциально ненадежные счетчики, которые могли бы какое-то время работать в нормальных условиях, но после, до истечения срока службы, вышли бы из строя;
- сборка в корпус (контроллер закрепляется в пластмассовом корпусе, устанавливаются клеммники, токовый трансформатор либо шунт, при необходимости – реле и другие элементы); изделие на данном этапе носит название электронного блока;
- калибровка и регулировка. На этом этапе в нескольких режимах определяется погрешность счетчиков, вычисляются и заносятся в память поправочные коэффициенты;
- финальная сборка, где устанавливается крышка, пломба; на этом этапе получается конечное изделие – счетчик электроэнергии.

Между описанными операциями создания счетчика существует ряд контрольно-измерительных операций, распределенных по технологическому маршруту. Основное количество всех параметров проверяется на уровне контроллера, поскольку для устранения выявленных неисправностей не нужно тратить время на разборку корпуса. Сразу после монтажа и программирования выполняется первичный контроль функционирования: проверяется работа интерфейсов, электрических цепей, дисплея, датчиков и других функциональных блоков, проверяется напряжение источников питания, контролируются токи потребления. После сборки в корпус и калибровки производится контроль метрологических параметров. Метрологические параметры счетчиков контролируются в нескольких точках рабочего диапазона, в которых определяется погрешность измерения мощности, энергии, тока, напряжения и делается заключение о соответствии счетчика заданному классу точности.

После всех описанных операций производится общий контроль функционирования собранного счетчика, на котором проверяется функционирование интерфейсов, работа реле, кнопок, дисплея, точность хода часов реального времени. Большая часть этих проверок повторяет проверки этапа первичного контроля функционирования, но они необходимы, поскольку существует риск, что при сборке счетчика какие-либо элементы счетчика могли быть выведены из строя.

Таким образом, виды контроля можно условно разделить на две категории – контроль функционирования (работы функциональных блоков) и метрологических характеристик (погрешностей) счетчиков.

На существующих технологических стендах проверки функционирования счетчиков все операции (контроль напряжения внутреннего источника питания, проверка реле для коммутации нагрузки, интерфейсов передачи данных, датчиков и др.) выполняются оператором. Для установки разных режимов проверок (ток, напряжение питания) необходимо выполнять механические переключения с помощью тумблеров и кнопок. Для проверки разных интерфейсов, функциональных блоков требуется использование одной или нескольких

отдельных программ на компьютере, в которых все действия (считать данные со счетчика или передать на него команду) выполняются оператором. Все измерения параметров цепей (напряжения внутренних источников питания, тока потребления) отдельными измерительными приборами. Оператор самостоятельно выполняет последовательность проверок и анализирует их результаты, принимает решение о годности прибора. В связи с этим производительность таких стендов не высокая, существует риск ошибок первого и второго рода, связанный с человеческим фактором. Такие стенды требуют регулярной замены механических переключателей, которые периодически выходят из строя (в среднем один переключатель в неделю при интенсивной загрузке стенда).

В существующих стендах для контроля метрологических характеристик используется метод сличения с эталонным счетчиком. Для большинства счетчиков на данном этапе применяется поверочная установка ЦУ6800 [41]. В ней имеется блок трансформаторов тока, трансформаторов напряжения, фазовращательные цепи. Требуемый режим (ток, напряжение, фаза) устанавливается вручную с помощью рукояток и контролируется по показаниям образцового счетчика. Частота (или период) импульсов испытательного с выхода проверяемого и встроенного образцового счетчиков измеряется в блоке измерения частоты, который передает результаты в компьютер, где в специальной программе вычисляются погрешности счетчика. Таким образом, такие стенды автоматизированы частично: оператору необходимо вручную с помощью рукояток выставить режим контроля (напряжение, ток, сдвиг фазы), после чего в программе сравниваются показания эталонного и проверяемых счетчиков и вычисляются погрешности.

Для обоих типов неавтоматизированных стендов – проверки функционирования счетчиков и контроля метрологических характеристик – выбор конкретных проверок и их параметров задает оператор стенда, поэтому существует риск не полного или ошибочного контроля из-за человеческого фактора.



#### 1.4. Выводы по первому разделу

В данном разделе приведен краткий обзор датчиков тока, применяемых в счетчиках электроэнергии. Чаще всего используют измерительные трансформаторы тока и шунты, реже – катушки Роговского. Основным источником погрешностей ТТ является ток намагничивания, обеспечивающий передачу энергии из первичной цепи во вторичную. Рассмотрены различные методы и средства уменьшения погрешностей трансформаторов тока, большинство из которых в том или ином виде предполагают уменьшение тока намагничивания. Проведен обзор публикаций, в которых описываются различные активные и пассивные схемы устройств, конструктивно отличающихся от ТТ (имеющие дополнительные сердечники, обмотки, активные элементы) и работающие аналогично ТТ, но с очень низким уровнем погрешностей. Пассивные методы основаны на изменении конструкции трансформатора, добавления витков, обмоток, магнитопроводов, а активные предполагают помимо этого использование внешних источников тока и напряжения, усилителей. Рассмотренные методы имеют различный уровень сложности: как схемотехнической, так и конструктивной. Схемы, имеющие уровень погрешностей в несколько ppm, являются очень сложными для их производства, поэтому на их основе чаще всего конструируют лабораторные эталонные ТТ, которые могут использоваться для калибровки и поверки стандартных серийных ТТ. Более простые схемы имеют большую погрешность, а также более высокий уровень шумов, меньшую стабильность.

Рассмотрены вопросы, связанные с насыщением магнитопровода трансформаторов: из-за постоянной составляющей тока, которая может быть вызвана несимметричной нагрузкой, и из-за воздействия внешнего магнитного поля, которое может быть вызвано постоянным магнитом. И то и другое может использоваться для хищения электроэнергии, если датчиком тока в счетчике является ТТ. Для борьбы с насыщением ТТ от постоянного тока применяют немагнитный зазор в магнитопроводе, компенсацию постоянным током, импульсы размагничивания, трансформаторы тока с DC-иммунитетом. Для

борьбы с хищением электроэнергии с помощью постоянных магнитов в счетчиках применяют конструктивную защиту ТТ, датчики тока иного типа (шунт, катушка Роговского), датчик магнитного поля для оперативного отключения абонента в случае попытки хищения, использование активного ТТ.

Существующие в настоящее время эталонные ТТ, выпускаемые в РФ и за рубежом, бывают как активными, так и пассивными. Некоторые пассивные трансформаторы имеют класс точности порядка 0,01 (например, ИТТ-3000.5, ТТИ-100), в то время как, например, активный эталонный трансформатор тока Tettex 4764 имеет класс точности 0,001.

Производство счетчиков электроэнергии состоит из нескольких этапов, среди которых есть монтаж платы, технологический прогон, калибровка и регулировка, сборка в корпус, установка крышки. Основные виды технологического контроля выпускаемых счетчиков в процессе производства – контроль функционирования (который производится как на уровне платы, так и после сборки счетчика в корпус) и контроль метрологических характеристик. На производственном предприятии в процессе проведения такого контроля оператор стенда вручную задает все необходимые режимы, производит измерения и проверки. В связи с этим производительность таких стендов не высокая, а также существует риск ошибочного или не полного контроля из-за человеческого фактора. Поэтому актуальна задача замены существующих стендов на автоматизированные, управляемые программно с компьютера и требующие от оператора только установки проверяемого счетчика в испытательный стенд.

## 2. Разработка активного трансформатора тока и методов косвенного оценивания погрешностей трансформаторов тока

Во втором рассмотрены характеристики трансформаторов тока, источники их погрешностей, а также конструкция, принцип действия и характеристики разработанного активного трансформатора тока (АТТ). Исследовано влияние внешнего постоянного магнитного поля на стандартный и активный ТТ. Представлены разработанные методы косвенного оценивания максимальных погрешностей трансформаторов тока, основанные на измерении тока намагничивания.

### 2.1. Трансформатор тока. Принцип работы, схема замещения.

Трансформатор тока (ТТ) – электромагнитное устройство, преобразующее переменный ток одной величины в переменный ток другой величины. ТТ состоит из магнитопровода, одной или нескольких первичных обмоток, одной или нескольких вторичных обмоток. По первичной обмотке трансформатора тока проходит ток  $I_1$  (первичный ток) и создает в магнитопроводе магнитный поток  $\Phi_1$ . Этот поток создает во вторичной обмотке ЭДС, которая создает ток во вторичной обмотке, которая обязательно должна быть замкнута на некоторую нагрузку. Вторичный ток создает в магнитопроводе магнитный поток  $\Phi_2$ , противоположный по направлению потоку  $\Phi_1$ . В результате сложения магнитных потоков  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  в магнитопроводе устанавливается результирующий магнитный поток  $\Phi_0 = \Phi_1 - \Phi_2$ . Поток  $\Phi_0$  является передаточным звеном, посредством которого осуществляется передача энергии от первичной обмотки ко вторичной в процессе преобразования тока. В [1] приведено уравнение ТТ:

$$\dot{I}_1 w_1 = \dot{I}_2 w_2 + \dot{I}_0 w_1 \quad (2.1)$$

где  $\dot{I}_0$  – ток намагничивания (ток холостого хода),  $\dot{I}_1$  – первичный ток,  $\dot{I}_2$  – вторичный ток,  $w_1, w_2$  – число витков первичной и вторичной обмоток.

Разделив все члены уравнения (2.1) на  $w_1$  получим

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2 \frac{w_2}{w_1} + \dot{I}_0 \quad (2.2)$$

Соотношение числа витков обмоток  $\frac{w_2}{w_1} = n$  называется коэффициентом трансформации. Для идеального ТТ с нулевым током намагничивания вторичный ток линейно зависит от первичного и эта зависимость определяется только соотношением числа витков обмоток ТТ:

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_1/n \quad (2.3)$$

Чаще всего коэффициент трансформации больше единицы, поэтому ТТ выполняет уменьшение тока в  $n$  раз.

Из полученного равенства (2.2) следует, что часть приведенного первичного тока  $I_1$  идет на намагничивание магнитопровода ( $I_0$ ), а остальная часть трансформируется во вторичную цепь ( $I_2$ ), т. е. первичный ток  $I_1$  как бы разветвляется по двум параллельным цепям: по цепи нагрузки и цепи намагничивания [1]. Этот эффект можно наглядно представить на эквивалентной схеме замещения ТТ, показанной на рисунке 2.1.

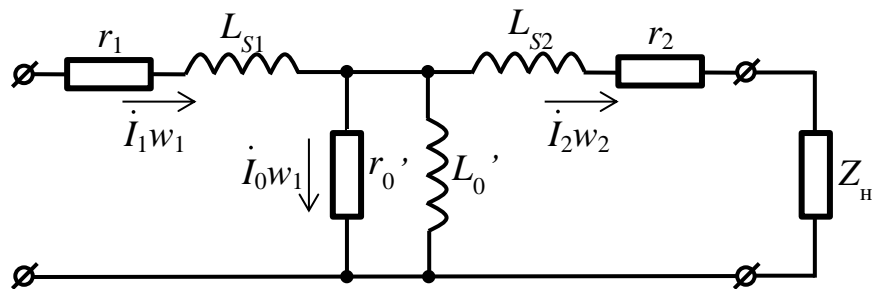


Рисунок 2.1. Схема замещения ТТ в номинальном режиме.

Здесь:

$w_1, w_2$  – число витков первичной и вторичной обмоток;

$r_1, r_2$  – активные сопротивления первичной и вторичной обмоток;

$L_{S1}, L_{S2}$  – индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток;

$r_0'$  – активное сопротивление ветви намагничивания (потерь), приведенная к первичной цепи;

$L_0'$  – индуктивность ветви намагничивания, приведенная к первичной цепи;

$z_H$  – полное сопротивление нагрузки;

$\dot{I}_1, \dot{I}_2, \dot{I}_0$  – комплексные амплитуды первичного, вторичного токов и тока намагничивания, соответственно.

Таким образом, главным источником погрешностей (токовой  $\gamma_I$  и угловой  $\delta$ ) ТТ является ток намагничивания. В [1, с. 37-38] приведены формулы для вычисления этих погрешностей (угловая – в радианах).

$$\gamma_I = F_0/F_1 * \sin(\psi + \alpha) * 100, \% \quad (2.4)$$

$$\delta = F_0/F_1 * \cos(\psi + \alpha), \text{ рад.} \quad (2.5)$$

Здесь  $F_0, F_1$  – магнитодвижущие силы для тока намагничивания и первичного тока, соответственно;  $\psi$  – угол потерь, который определяется в основном активными потерями в сердечнике (на гистерезис и вихревые токи).  $\alpha$  – угол между вторичным током и ЭДС:

$$\alpha = \arctg \left( \frac{X_{2\text{обм}} + X_{2\text{н}}}{r_{2\text{обм}} + r_{2\text{н}}} \right) \quad (2.6)$$

Кроме этого, стоит отметить, что с ростом первичного тока увеличивается магнитная проницаемость сердечника, а значит и его индуктивное сопротивление. Тогда, согласно схеме замещения (рисунок 2.1), ток холостого хода, являющийся главным источником погрешностей, уменьшается. То есть с ростом первичного тока, угловая и токовая погрешности ТТ уменьшаются.

Зависимость магнитного потока в магнитопроводе от тока в обмотке нелинейная и определяется его магнитными характеристиками. Магнитный поток пропорционален магнитной индукции  $\Phi = BS$ . Зависимость магнитной индукции  $B$  в магнитном материале от напряженности магнитного поля  $H$ , создаваемому в случае трансформатора тока обмоткой, определяется соотношением [2, с. 278]:

$$B = \mu \mu_0 H \quad (2.7)$$

Здесь  $\mu_0$  – магнитная постоянная,  $\mu$  – относительная магнитная проницаемость.

Характерная зависимость магнитной индукции  $B$  в магнитном материале от напряженности магнитного поля  $H$ , создаваемому в случае трансформатора тока обмоткой, нелинейная и имеет гистерезис.

В трансформаторах тока часто применяются аморфные и нанокристаллические сплавы в качестве материала магнитопровода. Для них характерной особенностью является очень маленькая остаточная

намагниченность и, соответственно, узкая петля гистерезиса, например такая, как приведена в [3], а также очень большое значение магнитной проницаемости (до нескольких сотен тысяч). За счет этого ТТ имеют практически линейную характеристику, малые потери на перемагничивание и низкий уровень погрешностей. Однако, даже для такого материала при некотором значении напряженности магнитного поля наступает насыщение, когда магнитная индукция в нем перестает расти. Магнитная проницаемость при этом существенно уменьшается. Это соответствует уменьшению индуктивности и, соответственно, индуктивному сопротивлению ветви намагничивания с током  $I_0$ , вследствие чего увеличивается ток намагничивания и погрешности ТТ.

Измерительный трансформатор тока рассчитывается таким образом, чтобы в рабочем диапазоне первичного тока (с некоторым запасом) при номинальной нагрузке напряженность магнитного поля в магнитопроводе не достигала значений, соответствующих его насыщению.

## **2.2. Работа измерительного трансформатора тока при воздействии внешнего постоянного магнитного поля**

В случае если на ТТ воздействует внешнее магнитное поле, его напряженность добавляется к напряженности поля, создаваемого первичным током внутри магнитопровода. Следовательно, трансформатор может насыщаться при первичном токе существенно меньше максимального. В зависимости от индукции внешнего поля погрешности трансформатора также могут значительно увеличиваться.

Проведен ряд экспериментов по определению влияния постоянного магнитного поля на работу трансформатора тока. Для исследования использовался трансформатор тока DCT104W со следующими характеристиками: максимальный первичный ток 100 А, коэффициент трансформации 1:2500, класс точности 0,1, номинальная нагрузка 12,5 Ом. Реально в качестве нагрузки использовался резистор с номинальным сопротивлением 12 Ом.

В эксперименте вторичная обмотка ТТ замыкалась на нагрузочный резистор, а в первичную подавался переменный ток (генератора УППУ-МЭ 3.1КМ-С [40]) с частотой 50 Гц. Для определения вторичного тока измерялось падение напряжения на нагрузочном резисторе.

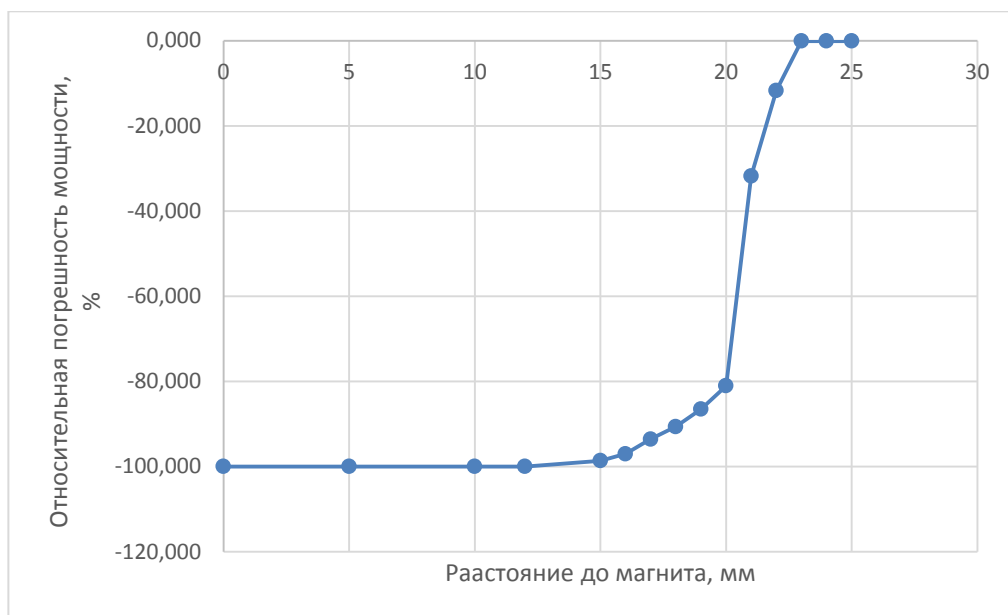
На трансформатор подавалось внешнее постоянное магнитное поле. В качестве источника постоянного магнитного поля использовался неодимовый магнит с силой сцепления 100 кг (индукция магнитного поля вблизи его плоской поверхности составляет около 0,2 Тл). Он подносился к трансформатору вплотную, а также на некоторые фиксированные расстояния. Во всех случаях магнит подносился к торцу ТТ, то есть в плоскости, перпендикулярной плоскости окна под первичную обмотку. Описание условий эксперимента и поведения ТТ, схема эксперимента и обработка результатов приведены в [21]. Там же приведены графики зависимости относительной токовой и угловой погрешностей трансформатора тока, вызванной постоянным внешним магнитным полем от расстояния до магнита. Показано, что уже начиная с расстояния 22-23 мм между магнитом и ТТ токовая погрешность трансформатора начинает стремительно увеличиваться по абсолютному значению и достигает -92 % в случае, когда магнит расположен вплотную к нему. Угловая погрешность при этом становится близкой к 90 °.

Таким образом, при малой индукции внешнего магнитного поля (расстоянии до магнита 23-25 мм и больше) магнитопровод не доходит до стадии насыщения и характеристики ТТ не меняются. При уменьшении расстояния от магнита до ТТ до 15-20 мм в определенных фазах первичного тока магнитопровод начинает насыщаться, что приводит к появлению значительно токовой (до 70 %) и угловой (до 80 °) погрешностей. Когда магнит поднесен к ТТ на расстояние 10 мм и ближе, магнитопровод оказывается в состоянии насыщения практически при любом первичном токе и ТТ работает как воздушный трансформатор. Токовая погрешность при этом более 90 %, угловая 90 °.

Известно, что активная электрическая мощность пропорциональна напряжению, току и косинусу разницы фаз между ними, то есть

$$P = UI\cos\varphi \quad (2.8)$$

Если датчик тока в приборе, измеряющем мощность – токовый трансформатор, и он дает значительную отрицательную токовую погрешность, а также угловую погрешность, то результат измерения мощности также будет иметь значительную отрицательную погрешность (так как будут меняться  $I$  и  $\varphi$  в формуле 2.8). График зависимости приведен на рисунке 2.2.



*Рисунок 2.2. Зависимость относительной погрешности активной мощности от расстояния до магнита.*

Из графика, показанного на рисунке 2.2, видно, что при расстоянии до магнита 15 мм и ближе погрешность измерения активной электрической мощности близка к 100 %. За счет этого эффекта и осуществляется кража электроэнергии, когда сильный постоянный магнит устанавливают непосредственно на прибор учета электроэнергии [21].

## 2.3. Активный трансформатор тока

### 2.3.1. Принцип работы, математическая модель

Как было отмечено ранее, основным источником погрешностей трансформатора тока является ток намагничивания. Для уменьшения этого тока можно применять различные пассивные методы (например, применение материала сердечника с большей магнитной проницаемостью, увеличение



сечения сердечника, витковая коррекция и др.), но все они имеют очевидные ограничения. Поэтому для эффективного уменьшения тока намагничивания можно применять активные схемы с усилителем. Основная идея состоит в том, чтобы детектировать остаточный магнитный поток  $\Phi_0$  в сердечнике трансформатора, который связан с током намагничивания  $I_0$ , и в соответствии с его величиной корректировать вторичный ток  $I_2$  так, чтобы ток намагничивания стремился к нулю. В этом случае реальный вторичный ток будет равен идеальному  $I_2 = I_1/n$ , где  $n$  – коэффициент трансформации.

Если на магнитопровод трансформатора тока намотать дополнительную обмотку, то в соответствии с законом электромагнитной индукции на ней будет наводиться ЭДС, пропорциональная производной этого потока  $E_{\text{доп.}} = -\frac{d\Phi_0}{dt}$ . Если эту ЭДС усилить и подать во вторичную обмотку, то вторичный ток будет увеличиваться, при этом его магнитный поток  $\Phi_2$  в большей степени будет компенсировать поток первичного тока  $\Phi_1$ . За счет этого остаточный поток в магнитопроводе  $\Phi_0 = \Phi_1 - \Phi_2$  уменьшится, вследствие чего уменьшится и ЭДС дополнительной обмотки и сигнал на выходе усилителя. Таким образом, получается замкнутая саморегулирующаяся система, в которой вторичный ток устанавливается равным первичному, деленному на коэффициент трансформации (на самом деле не абсолютно точно вследствие конечного коэффициента усиления усилителя). Функциональная схема активного трансформатора тока (АТТ) показана на рисунке 2.3.

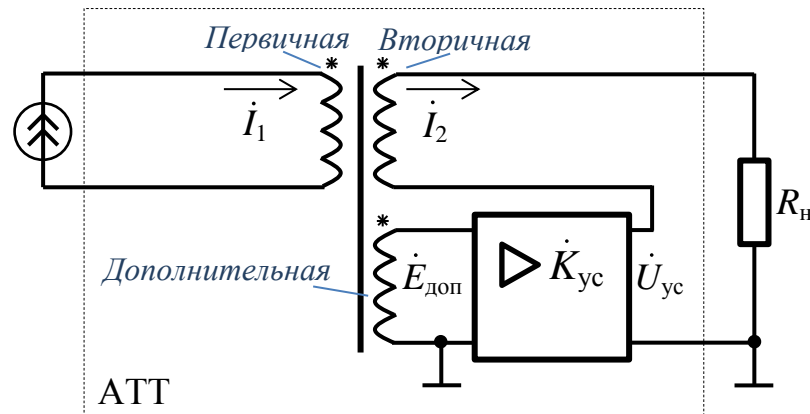


Рисунок 2.3. Функциональная схема активного трансформатора тока.

Здесь  $I_1$  – первичный ток, протекающий по первичной обмотке;  $E_{\text{доп.}}$  – ЭДС на дополнительной обмотке;  $E_2$  – ЭДС вторичной обмотки;  $I_2$  – вторичный ток. Впервые подобная модель предложена профессором Юрием Алексеевичем Пасынковым и описана в [44].

Для теоретического анализа такого активного трансформатора тока необходимо разработать его **математическую модель**. Она представляет собой зависимость вторичного тока от первичного, с учетом параметров самого трансформатора и усилителя. В основе АТТ используется измерительный трансформатор тока с тороидальным сердечником, это используется в некоторых параметрах модели. Для упрощения примем, что потери на рассеяние магнитного потока отсутствуют (они пренебрежимо малы для тороидального сердечника). Удобнее всего сделать расчет символическим методом, то есть в комплексном представлении сигналов.

Согласно второму закону Кирхгофа сумма ЭДС, действующих в замкнутом контуре равно сумме падений напряжений в нем. Тогда во вторичной цепи АТТ (рисунок 2.3) данное соотношение будет иметь вид:

$$U_{\text{yc}} + \dot{E}_2 = \dot{I}_2 (r_{\text{обм}} + Z_{\text{н}}) \quad (2.9)$$

Здесь  $\dot{I}_2$  – комплексная амплитуда тока в контуре (вторичной цепи), который является выходным током усилителя и одновременно с этим вторичным током трансформатора.  $U_{\text{yc}}$  – комплексная амплитуда выходного напряжения усилителя.  $\dot{E}_2$  – комплексная амплитуда ЭДС индукции, которая наводится во вторичной обмотке за счет остаточного магнитного потока  $\Phi_0$  в сердечнике ТТ. В активном ТТ этот поток во много раз меньше, чем в обычном ТТ без усилителя, поэтому в дальнейшем величиной  $\dot{E}_2$  можно будет пренебречь в сравнении с  $U_{\text{yc}}$ .  $Z_{\text{н}}$  – комплексная нагрузка вторичной цепи.

В то же время магнитный поток в сердечнике ТТ равен сумме магнитных потоков, создаваемых первичным и вторичным токами [4]. Для комплексных амплитуд магнитных потоков уравнение имеет вид:

$$\dot{\Phi}_0 = \dot{\Phi}_1 + \dot{\Phi}_2 \quad (2.10)$$

Таким образом, можно составить систему уравнений, из которой необходимо получить зависимость вторичного тока от первичного:

$$\begin{cases} \dot{U}_{yc} + \dot{E}_2 = \dot{I}_2(r_{обм} + Z_H) \\ \dot{\Phi}_0 = \dot{\Phi}_1 + \dot{\Phi}_2 \end{cases} \quad (2.11)$$

Из первого уравнения системы:

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_{yc} + \dot{E}_2}{r_{обм} + R_H} \quad (2.12)$$

Обозначим сопротивление вторичной цепи для удобства одним символом:

$$Z_2 = r_{обм} + Z_H \quad (2.13)$$

Усилитель является линейным усилителем с комплексным коэффициентом усиления  $\dot{K}$ , поэтому изменяет входной сигнал (в данном случае  $E_{доп.}$ ) по амплитуде и фазе, в соответствии с его частотной характеристикой. Тогда напряжение на выходе усилителя равно:

$$\dot{U}_{yc} = \dot{E}_{доп.} \dot{K}_{yc} \quad (2.14)$$

ЭДС, возникающая в обмотке пропорциональна производной потокосцепления  $\Psi$  в ней [4]:

$$\dot{E} = -\frac{d\Psi}{dt} = -\frac{d\Phi}{dt} N \quad (2.15)$$

Отрицательный знак в данном случае не важен, так как в системе 2.11 знаки ЭДС однозначно определены и соотношение знаков магнитного потока и ЭДС не играет роли для этой системы. Через дополнительную и вторичную обмотки проходит поток  $\dot{\Phi}_0$ , поэтому их ЭДС будут соответственно равны:

$$\dot{E}_{доп.} = \frac{d\dot{\Phi}_0}{dt} N_{доп.} \quad (2.16)$$

$$\dot{E}_2 = \frac{d\dot{\Phi}_0}{dt} N_2 \quad (2.17)$$

Взятие производной от синусоидального сигнала (именно таковым является магнитный поток, хотя если в нем есть гармоники, то для каждой из них в отдельности данное утверждение также будет справедливо) в комплексной форме – это домножение комплексной амплитуды на  $j\omega$ :

$$\frac{d\dot{\Phi}}{dt} = j\omega\dot{\Phi} \quad (2.18)$$

Тогда (2.16) и (2.17) можно записать в виде:

$$E_{\text{доп}}^{\dot{}} = j\omega\dot{\Phi}_0 N_{\text{доп}} \quad (2.19)$$

$$E_2^{\dot{}} = j\omega\dot{\Phi}_0 N_2 \quad (2.20)$$

Тогда выражение (2.19) для вторичного тока примет вид:

$$I_2^{\dot{}} = \frac{E_{\text{доп}}^{\dot{}} K_{\text{ус}} + E_2^{\dot{}}}{Z_2} = \frac{j\omega\dot{\Phi}_0 N_{\text{доп}} K_{\text{ус}} + j\omega\dot{\Phi}_0 N_2}{Z_2} = \frac{j\omega\dot{\Phi}_0}{Z_2} (N_{\text{доп}} K_{\text{ус}} + N_2) \quad (2.21)$$

Остаточный магнитный поток в магнитопроводе  $\dot{\Phi}_0$  можно определить из второго уравнения системы (2.11). Магнитный поток, создаваемый внутри сердечника катушки, состоящей из  $N$  витков, равен [4]:

$$\dot{\Phi} = LN\dot{I} \quad (2.22)$$

Индуктивность  $L$  тороидальной катушки (типичная форма ТТ – тороидальная) определяется выражением [4]:

$$L = \frac{\mu\mu_0 S}{2\pi r} \quad (2.23)$$

Где  $r$  – средний радиус катушки,  $S$  – площадь ее поперечного сечения,  $\mu$  – средняя магнитная проницаемость магнитопровода. Индуктивность одинакова для обеих обмоток, так как они намотаны на один и тот же сердечник. Строго говоря, индуктивность магнитопровода меняется в зависимости от напряженности магнитного поля, то есть при изменении первичного тока. Но для получения однозначной упрощенной зависимости между вторичным и первичным токами примем ее постоянной. Тогда выражение для первичного и вторичного потоков запишутся как:

$$\dot{\Phi}_1 = LN_1\dot{I}_1 \quad (2.24)$$

$$\dot{\Phi}_2 = LN_2\dot{I}_2 \quad (2.25)$$

Отсюда

$$\dot{\Phi}_0 = LN_1\dot{I}_1 + LN_2\dot{I}_2 = \frac{\mu\mu_0 S}{2\pi r} (N_1\dot{I}_1 + N_2\dot{I}_2) \quad (2.26)$$

Подставим получившееся выражение в (2.21):

$$I_2^{\dot{}} = \frac{j\omega \frac{\mu\mu_0 S}{2\pi r} (N_1\dot{I}_1 + N_2\dot{I}_2)}{Z_2} (N_{\text{доп}} K_{\text{ус}} + N_2) \quad (2.27)$$

И перепишем эту же зависимость, заменив комплексное значение коэффициента усиления  $K_{yc}$  на величину его модуля  $|K_{yc}|$  и фазового сдвига  $e^{j\varphi_{yc}}$ , а комплексное значение нагрузки  $\dot{Z}_2$  – на полное сопротивление  $Z_2$  и фазовый сдвиг  $e^{j\varphi_2}$ .

$$\begin{aligned} \dot{I}_2 &= \frac{j\omega \frac{\mu\mu_0 S}{2\pi r} (N_1 \dot{I}_1 + N_2 \dot{I}_2) (N_{доп} |K_{yc}| e^{j\varphi_{yc}} + N_2)}{Z_2 e^{j\varphi_2}} = \\ &= \frac{j\omega \frac{\mu\mu_0 S}{2\pi r} (N_1 \dot{I}_1 + N_2 \dot{I}_2) (N_{доп} |K_{yc}| e^{j\varphi_{yc}} + N_2)}{Z_2 e^{j\varphi_2}} \end{aligned} \quad (2.28)$$

Разнесем выражения, содержащие  $I_1$  и  $I_2$ , в разные части уравнения:

$$\begin{aligned} \dot{I}_2 \left[ 1 - \frac{j\omega \mu\mu_0 S}{2\pi r Z_2 e^{j\varphi_2}} N_2 (N_{доп} |K_{yc}| e^{j\varphi_{yc}} + N_2) \right] &= \\ &= \dot{I}_1 \left[ \frac{j\omega \mu\mu_0 S}{2\pi r Z_2 e^{j\varphi_2}} N_1 (N_{доп} |K_{yc}| e^{j\varphi_{yc}} + N_2) \right] \end{aligned} \quad (2.29)$$

Отсюда выражение зависимости вторичного тока от первичного примет вид:

$$\begin{aligned} \dot{I}_2 &= \dot{I}_1 \frac{\frac{j\omega \mu\mu_0 S}{2\pi r Z_2 e^{j\varphi_2}} N_1 (N_{доп} |K_{yc}| e^{j\varphi_{yc}} + N_2)}{\left[ 1 - \frac{j\omega \mu\mu_0 S}{2\pi r Z_2 e^{j\varphi_2}} N_2 (N_{доп} |K_{yc}| e^{j\varphi_{yc}} + N_2) \right]} = \\ &= \dot{I}_1 \frac{N_1}{N_2} \left[ \frac{\frac{j\omega \mu\mu_0 S}{2\pi r Z_2 e^{j\varphi_2}} (N_{доп} |K_{yc}| e^{j\varphi_{yc}} + N_2)}{\left[ \frac{1}{N_2} - \frac{j\omega \mu\mu_0 S}{2\pi r Z_2 e^{j\varphi_2}} (N_{доп} |K_{yc}| e^{j\varphi_{yc}} + N_2) \right]} \right] = \\ &= \dot{I}_1 \frac{N_1}{N_2} \left[ \frac{1}{\frac{2\pi r Z_2 e^{j\varphi_2}}{N_2 j\omega \mu\mu_0 S (N_{доп} |K_{yc}| e^{j\varphi_{yc}} + N_2)} - 1} \right] \end{aligned} \quad (2.30)$$

Получившуюся формулу тяжело анализировать и преобразовывать. Если принять, что остаточный магнитный поток  $\Phi_0$  в сердечнике мал, и напряжение с усилителя много больше, чем ЭДС вторичной обмотки, то можно принять  $\dot{E}_2 \approx 0$ , как было отмечено выше. Тогда в выражении (2.21) будет отсутствовать слагаемое  $j\omega \dot{\Phi}_0 N_2$ , а в (2.30) будет отсутствовать, соответственно, член  $N_2$  и формулу можно упростить:

$$\dot{I}_2 \approx \dot{I}_1 \frac{N_1}{N_2} \left[ \frac{1}{\frac{2\pi r Z_2 e^{j\varphi_2}}{N_2 j \omega \mu_0 S (N_{\text{доп}} |K_{\text{yc}}| e^{j\varphi_{\text{yc}}})^{-1}} - 1} \right] = \dot{I}_1 \frac{N_1}{N_2} \left[ \frac{1}{\frac{j 2\pi r Z_2 e^{j(\varphi_2 - \varphi_{\text{yc}})}}{N_2 \omega \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{\text{yc}}|} - 1} \right] \quad (2.31)$$

Выражение (2.31) описывает связь первичного и вторичного токов АТТ и является его приближенной математической моделью. Знак минус в знаменателе показывает, что первичный и вторичный токи находятся в противофазе, его можно вынести из скобок:

$$\dot{I}_2 = -\dot{I}_1 \frac{N_1}{N_2} \left[ \frac{1}{1 + \frac{j 2\pi r Z_2 e^{j(\varphi_2 - \varphi_{\text{yc}})}}{N_2 \omega \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{\text{yc}}|}} \right] = -\dot{I}_1 \frac{N_1}{N_2} \left[ \frac{1}{1 + \frac{2\pi r Z_2 e^{j(\varphi_2 - \varphi_{\text{yc}} + \pi/2)}}{N_2 \omega \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{\text{yc}}|}} \right] \quad (2.32)$$

Таким образом, вторичный ток АТТ складывается из идеального значения вторичного тока, равного  $\dot{I}_1 \frac{N_1}{N_2}$  и небольшой дополнительной комплексной составляющей  $\frac{N_2 j 2\pi r Z_2 e^{j(\varphi_2 - \varphi_{\text{yc}})}}{N_1 N_2 \omega \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{\text{yc}}|}$ , которая зависит от параметров трансформатора, усилителя и вторичной цепи и определяет токовую и угловую погрешности АТТ. Далее будут получены выражения для токовой и угловой погрешностей АТТ на основе его математической модели.

Полученная математическая модель является приближенной, так как, во-первых, ЭДС вторичной обмотки принимается равной нулю, что в действительности не так. Однако, при большом коэффициенте усиления, напряжение  $U_{\text{yc}}$  на выходе усилителя во много раз больше ЭДС вторичной обмотки и поэтому эта ЭДС действительно пренебрежимо мала по сравнению с  $U_{\text{yc}}$ . Во-вторых в модели не учитывается магнитный поток рассеяния, но поскольку он мал для тороидального сердечника, его влияние на работу АТТ не существенно. В-третьих, магнитная проницаемость сердечника  $\mu$  принимается постоянной, что в реальном трансформаторе не так. При изменении первичного тока магнитная индукция внутри сердечника и его магнитная проницаемость меняются нелинейно из-за нелинейных характеристик магнитного материала и из-за явления магнитного гистерезиса магнитопровода. Однако, в активном трансформаторе за счет обратной связи магнитный поток внутри магнитопровода является существенно меньшей величиной, чем в обычном трансформаторе тока

при тех же условиях, поэтому и магнитная индукция и магнитная проницаемость меняются в небольшом диапазоне в течение периода первичного тока. Эти изменения влияют только на прибавку к «идеальному» вторичному току, которая очень мала благодаря обратной связи (формула 2.39), поэтому такие изменения магнитной проницаемости не вносят заметного вклада в работу АТТ.

### 2.3.2. Анализ погрешностей на основе математической модели

По определению относительная токовая погрешность равна:

$$\gamma_I = \frac{I_2 - I_{20}}{I_{20}} \quad (2.33)$$

Здесь  $I_2$  – вторичный ток в реальном АТТ,  $I_{20}$  - вторичный ток в идеальном ТТ, не имеющем погрешности (то есть в ТТ с коэффициентом трансформации, равном  $\frac{N_2}{N_1}$ ).

Для упрощения вывода формулы обозначим

$$\left[ 1 + \frac{j2\pi r Z_2 e^{j(\varphi_2 - \varphi_{yc})}}{N_2 \omega \mu \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{yc}|} \right] = \dot{X} \quad (2.34)$$

Тогда из (2.32).

$$\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = -\frac{N_1}{N_2} \frac{1}{\dot{X}} \quad (2.35)$$

В идеальном случае, без погрешности  $\dot{X} = 1$  и тогда вторичный ток (идеальный) равен

$$\dot{I}_{20} = -\dot{I}_1 \frac{N_1}{N_2} \quad (2.36)$$

В реальном АТТ с погрешностью, по (2.32) он равен

$$\dot{I}_2 = -\dot{I}_1 \frac{N_1}{N_2} \frac{1}{\dot{X}} \quad (2.37)$$

При вычислении относительной токовой погрешности важны модули токов  $\dot{I}_2$  и  $\dot{I}_{20}$ , так как сравниваются среднеквадратические значения токов, без учета разницы фаз между ними. Тогда относительная токовая погрешность равна, в соответствии с (2.33)

$$\gamma_I = \frac{|\dot{I}_2| - |\dot{I}_{20}|}{|\dot{I}_{20}|} = \frac{|\dot{I}_2|}{|\dot{I}_{20}|} - 1 = \frac{1}{|\dot{X}|} - 1 \quad (2.38)$$

Угловая погрешность – это разность фаз между  $I_2$  и  $I_{2_0}$ , то есть

$$\delta_\varphi = \angle I_2 - \angle I_{2_0} \quad (2.39)$$

Из (2.36)-(2.37) следует, что

$$I_2 = \frac{I_{2_0}}{\dot{X}} \quad (2.40)$$

Поскольку при делении комплексных чисел фаза вычитается, то

$$\angle I_2 = \angle I_{2_0} - \angle \dot{X} \quad (2.41)$$

Подставим получившееся выражение в (2.39)

$$\delta_\varphi = \angle I_{2_0} - \angle \dot{X} - \angle I_{2_0} = -\angle \dot{X} \quad (2.42)$$

В общем случае не важно, в какую сторону сдвигается вторичный ток, поэтому можно считать, что

$$\delta_\varphi = \angle \dot{X} \quad (2.43)$$

Определим модуль и фазу комплексного значения  $\dot{X}$ . Для упрощения вывода формулы введем обозначения для  $\dot{X}$ :

$$A = 2\pi r Z_2$$

$$B = N_2 \omega \mu \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{\text{yc}}|$$

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_{\text{yc}}$$

Тогда

$$\begin{aligned} \dot{X} &= 1 + \frac{jAe^{j\varphi}}{B} = \frac{B + jAe^{j\varphi}}{B} = [\text{по формуле Эйлера}] = \\ &= \frac{B + jA\cos(\varphi) + j^2 A\sin(\varphi)}{B} = \frac{B - A\sin(\varphi) + jA\cos(\varphi)}{B} \end{aligned} \quad (2.44)$$

Отсюда модуль  $\dot{X}$  равен:

$$\begin{aligned} |\dot{X}| &= \frac{1}{B} \sqrt{(B - A \cdot \sin(\varphi))^2 + (A \cdot \cos(\varphi))^2} = \\ &= \frac{1}{N_2 \omega \mu \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{\text{yc}}|} \sqrt{(N_2 \omega \mu \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{\text{yc}}| - 2\pi r Z_2 \sin(\varphi_2 - \varphi_{\text{yc}}))^2 + (2\pi r Z_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_{\text{yc}}))^2} = \\ &= \frac{1}{N_2 \omega \mu \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{\text{yc}}|} \sqrt{(N_2 \omega \mu \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{\text{yc}}| + 2\pi r Z_2 \sin(\varphi_{\text{yc}} - \varphi_2))^2 + (2\pi r Z_2 \cos(\varphi_{\text{yc}} - \varphi_2))^2} \end{aligned} \quad (2.45)$$

Поставляя (2.45) в (2.39) определим относительную токовую погрешность АТТ.



$$\gamma_I = \frac{1}{\frac{1}{N_2 \omega \mu \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{\text{ус}}|} \sqrt{\left(N_2 \omega \mu \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{\text{ус}}| + 2\pi r Z_2 \sin(\varphi_{\text{ус}} - \varphi_2)\right)^2 + \left(2\pi r Z_2 \cos(\varphi_{\text{ус}} - \varphi_2)\right)^2}} - 1$$

$$\gamma_I = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{2\pi r Z_2 \sin(\varphi_{\text{ус}} - \varphi_2)}{N_2 \omega \mu \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{\text{ус}}|}\right)^2 + \left(\frac{2\pi r Z_2 \cos(\varphi_{\text{ус}} - \varphi_2)}{N_2 \omega \mu \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{\text{ус}}|}\right)^2}} - 1 \quad (2.46)$$

Фаза  $X$  равна:

$$\angle X = \arctg\left(\frac{A \cdot \cos(\varphi)}{B - A \cdot \sin(\varphi)}\right) =$$

$$\arctg\left(\frac{2\pi r Z_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_{\text{ус}})}{N_2 \omega \mu \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{\text{ус}}| - 2\pi r R_2 \sin(\varphi_2 - \varphi_{\text{ус}})}\right) =$$

$$= \arctg\left(\frac{2\pi r Z_2 \cos(\varphi_{\text{ус}} - \varphi_2)}{N_2 \omega \mu \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{\text{ус}}| + 2\pi r Z_2 \sin(\varphi_{\text{ус}} - \varphi_2)}\right) \quad (2.47)$$

И соответствующая угловая погрешность равна этому же значению

$$\delta_\varphi = \arctg\left(\frac{2\pi r Z_2 \cos(\varphi_{\text{ус}} - \varphi_2)}{N_2 \omega \mu \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{\text{ус}}| + 2\pi r Z_2 \sin(\varphi_{\text{ус}} - \varphi_2)}\right) \quad (2.48)$$

Проанализируем выражения для погрешностей (2.46) и (2.48). Для начала отметим, что сдвиг фазы усилителя может меняться в диапазоне от  $-\frac{\pi}{2}$  до  $\frac{\pi}{2}$ . В этом диапазоне косинус всегда положительный, а синус может быть и положительным и отрицательным.

**Токовая погрешность.** При большом значении магнитной проницаемости  $\mu$  и большом коэффициенте усиления  $K_{\text{ус}}$ , что имеет место в АТТ в номинальном режиме, знаменатель (2.46), то есть выражение под корнем, стремится к единице, а все выражение, то есть относительная токовая погрешность, соответственно, к нулю. Поскольку, как отмечалось выше, синус может иметь разный знак в рассматриваемом диапазоне его аргументов, то  $\left(1 + \frac{2\pi r Z_2 \sin(\varphi_{\text{ус}} - \varphi_2)}{N_2 \omega \mu \mu_0 S N_{\text{доп}} |K_{\text{ус}}|}\right)$  может быть больше 1 и меньше 1, следовательно вся дробь в (2.46) может быть больше 1 и меньше 1, поэтому относительная токовая погрешность может быть и положительной и отрицательной. Ниже приведены графики зависимости токовой погрешности от модуля коэффициента усиления усилителя при неизменном

фазовом сдвиге (рисунок 2.4), а также от фазового сдвига при неизменном модуле (рисунок 2.5). Здесь приняты следующие параметры АТТ:  $r = 0,02$  м,  $S = 10^{-4}$  м<sup>2</sup>,  $\mu = 10000$ ,  $N_2 = 2500$ ,  $N_{\text{доп.}} = 50$ , нагрузка активная  $Z_2 = r_{\text{обм}} + R_H = 25$  Ом ( $\varphi_2 = 0$ ).

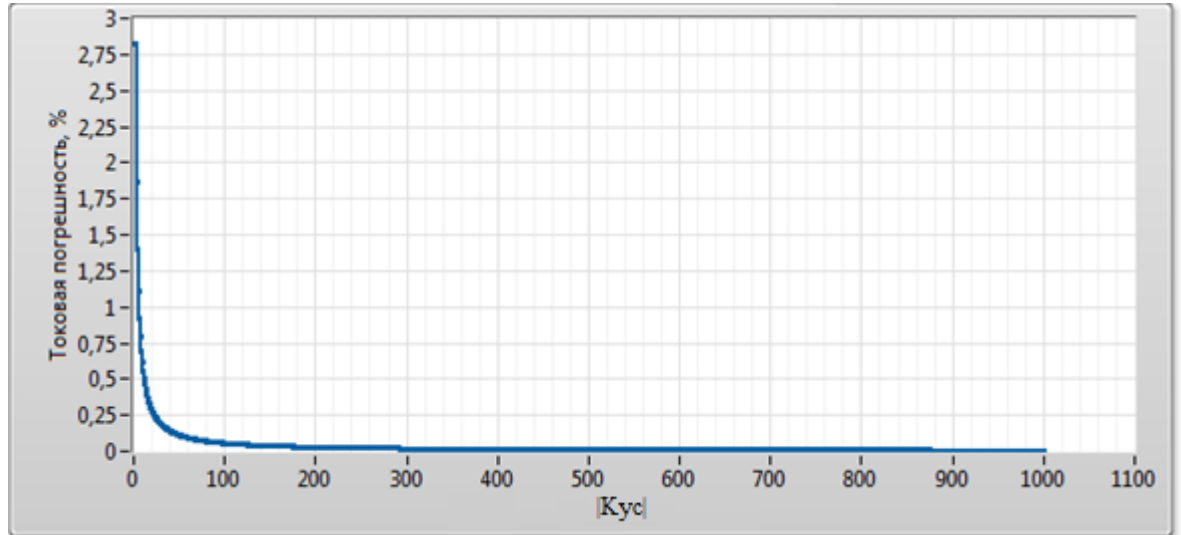


Рисунок 2.4. Зависимость токовой погрешности АТТ от модуля коэффициента усиления при неизменном фазовом сдвиге, равном  $60^\circ$ .

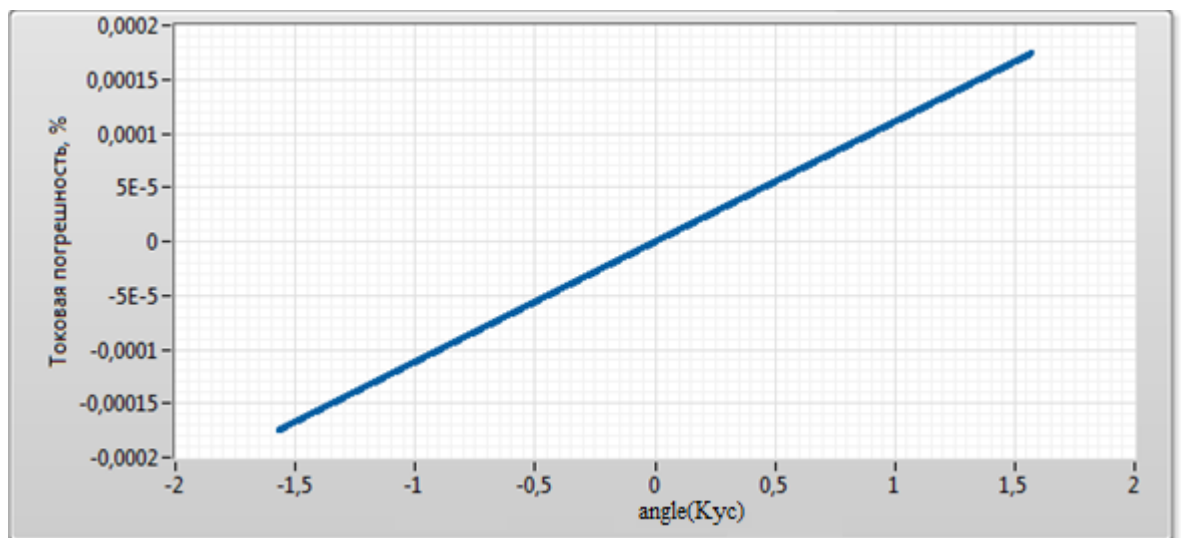


Рисунок 2.5. Зависимость токовой погрешности АТТ от фазового сдвига коэффициента усиления при неизменном модуле коэффициента усиления, равном 1000.

Из рисунков 2.4-2.5 видно, что на величину токовой погрешности в большей степени влияет модуль коэффициента усиления усилителя, а на знак токовой погрешности – фазовый сдвиг усилителя.

**Угловая погрешность.** При большом значении магнитной проницаемости  $\mu$  и большом коэффициенте усиления  $K_{yc}$ , что имеет место в АТТ в номинальном режиме, знаменатель аргумента арктангенса в (2.48)  $(N_2\omega\mu\mu_0SN_{доп}|K_{yc}| + 2\pi rZ_2\sin(\varphi_{yc} - \varphi_2))$  стремится к бесконечности, а весь его аргумент (дробь целиком) – к нулю. Следовательно, в этом случае к нулю стремится и угловая погрешность. Функция арктангенса является монотонно возрастающей, проходящей через ноль, это значит, что она имеет отрицательное значение при отрицательном аргументе и положительное – при положительном.

Выше было показано, что синус может быть положительным и отрицательным в рассматриваемом диапазоне углов, это значит, что знаменатель дроби  $(N_2\omega\mu\mu_0SN_{доп}|K_{yc}| + 2\pi rZ_2\sin(\varphi_{yc} - \varphi_2))$  также может иметь разный знак. Следовательно, и значение тангенса – угловая погрешность – может иметь разный знак. Однако, обычно  $N_2\omega\mu\mu_0SN_{доп}|K_{yc}| \gg (2\pi rZ_2\sin(\varphi_{yc} - \varphi_2))$ , поэтому угловая погрешность будет одного знака.

Ниже приведены графики зависимости угловой погрешности от модуля коэффициента усиления усилителя при неизменном фазовом сдвиге (рисунок 2.6), а также от фазового сдвига при неизменном модуле (рисунок 2.7). Параметры схемы такие же, как и описано выше.

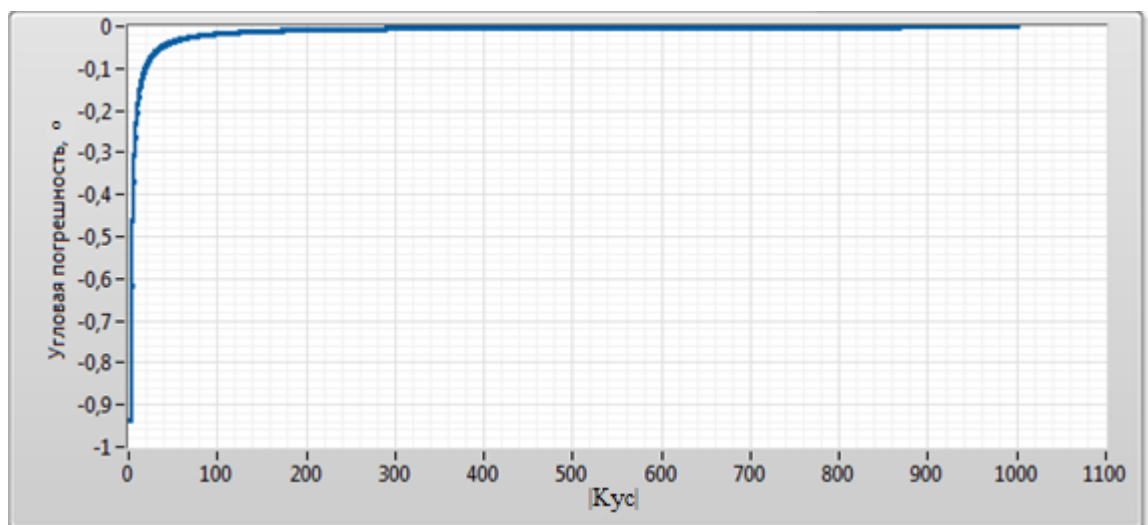
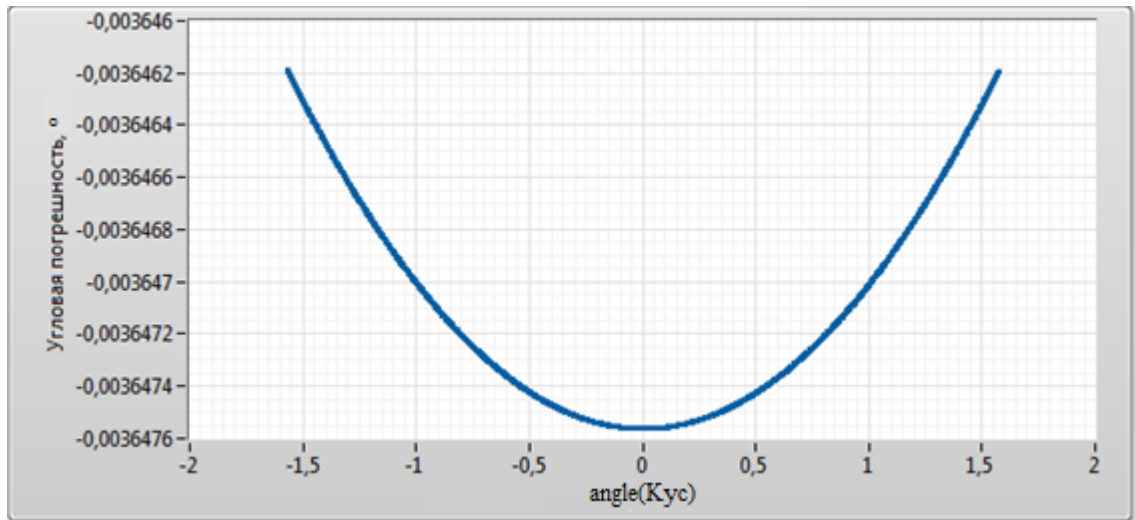


Рисунок 2.6. Зависимость угловой погрешности АТТ от модуля коэффициента усиления при неизменном фазовом сдвиге, равном  $60^\circ$ .



*Рисунок 2.7. Зависимость угловой погрешности АТТ от фазового сдвига коэффициента усиления при неизменном коэффициенте усиления, равном 1000.*

Из рисунков 2.6-2.7 видно, что угловая погрешность имеет один знак (в данном случае отрицательный, но по сути не важно в какую сторону сдвигается вторичный ток), а зависит в большей степени от модуля коэффициента усиления усилителя.

Из этого можно сделать следующие выводы:

- поскольку токовая погрешность АТТ может быть как положительной так и отрицательной, то ее можно регулировать (приблизить к нулевой), например, меняя величину емкости в обратной связи усилителя, которая влияет и на фазовый сдвиг усилителя;
- модуль коэффициента усиления напрямую влияет и на угловую и на токовую погрешности: чем больше усиление, тем меньше погрешности.

В номинальном режиме магнитная проницаемость сердечника  $\mu$  велика, поэтому комплексная прибавка к коэффициенту трансформации АТТ (2.46) мала, и параметры усилителя незначительно влияют на коэффициент передачи АТТ и его погрешность. Однако, все приведенные рассуждения ярко проявляются при наличии внешнего магнитного поля, когда магнитная проницаемость  $\mu$  значительно уменьшается: в этом случае частотная характеристика усилителя играет ключевую роль в работе всего АТТ.

### 2.3.3. Частотная характеристика усилителя АТТ

Для апробирования модели АТТ спроектирован и изготовлен макет. В электронной схеме использовался инвертирующий усилитель на основе операционного усилителя AD8628. Однако схема модифицирована по сравнению с классической схемой инвертирующего усилителя. Добавлена емкость для подавления постоянной составляющей (которая может присутствовать во входном сигнале и, усиливаясь, создавать постоянный ток во вторичной обмотке АТТ), а также емкость в обратной связи для подавления высокочастотных колебаний, вызванных самовозбуждением системы. Принципиальная схема усилителя показана на рисунке 2.8.

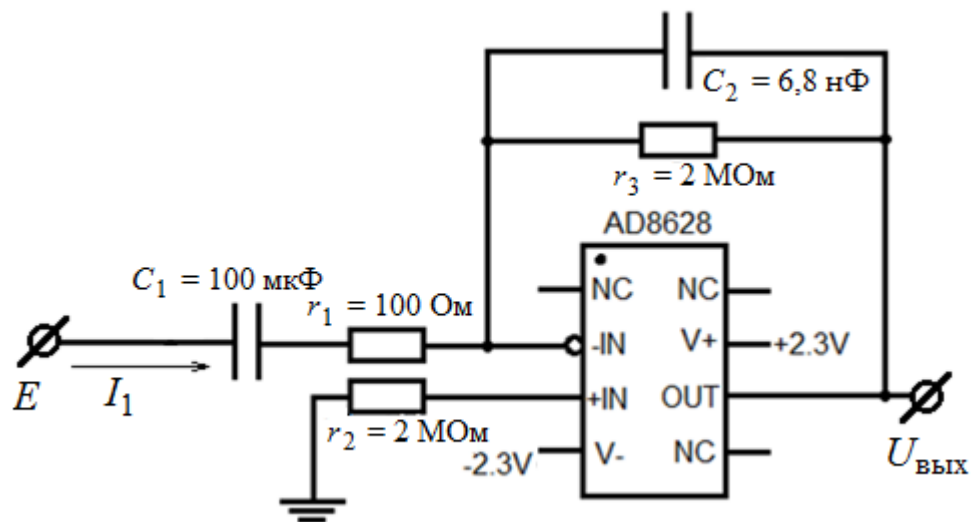


Рисунок 2.8. Схема усилителя в АТТ.

На схеме  $E$  – ЭДС дополнительной обмотки, к которой подключается вход усилителя.  $C_1$  служит для подавления постоянной составляющей,  $C_2$  – для фильтрации высокочастотных помех. Выбор значений номиналов элементов схемы значительно влияет на модуль коэффициента усиления и фазовый сдвиг на рабочей частоте 50 Гц. Поэтому важно вычислить частотную характеристику (ЧХ) усилителя в общем виде для дальнейшего анализа схемы.

На схеме, показанной на рисунке 2.8 ток  $I_1$  равен:

$$I_1 = \frac{E}{X_{C1} + r_1} \quad (2.49)$$

Выходное напряжение усилителя равно:

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_1 \left( \frac{r_3 X_{C2}}{r_3 + X_{C2}} \right) = \frac{E}{X_{C1} + r_1} \left( \frac{r_3 X_{C2}}{r_3 + X_{C2}} \right) \quad (2.50)$$

Поскольку емкостное сопротивление равно  $X_C = \frac{1}{j\omega C}$ , то выражение для выходного напряжения усилителя приобретет вид:

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}} &= \frac{E}{\frac{1}{j\omega C_1} + r_1} \left( \frac{r_3 \frac{1}{j\omega C_2}}{r_3 + \frac{1}{j\omega C_2}} \right) = \frac{E j\omega C_1}{1 + j r_1 \omega C_1} \left( \frac{r_3}{1 + j r_3 \omega C_2} \right) = \frac{E j r_3 \omega C_1}{(1 + j r_1 \omega C_1)(1 + j r_3 \omega C_2)} = \\ &= \frac{E j r_3 \omega C_1}{1 + j r_1 \omega C_1 + j r_3 \omega C_2 - r_1 r_3 \omega^2 C_1 C_2} = \frac{E j r_3 \omega C_1}{(1 - r_1 r_3 \omega^2 C_1 C_2) + j\omega(r_1 C_1 + r_3 C_2)} \end{aligned} \quad (2.51)$$

Домножим знаменатель полученного выражения на комплексно сопряженное, равное  $(1 - r_1 r_3 \omega^2 C_1 C_2) - j\omega(r_1 C_1 + r_3 C_2)$ , тогда в знаменателе получится квадрат модуля комплексного числа:

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}} &= \frac{E j r_3 \omega C_1 ((1 - r_1 r_3 \omega^2 C_1 C_2) - j\omega(r_1 C_1 + r_3 C_2))}{(1 - r_1 r_3 \omega^2 C_1 C_2)^2 + \omega^2 (r_1 C_1 + r_3 C_2)^2} = \\ &= \frac{E \omega^2 r_3 C_1 (r_1 C_1 + r_3 C_2) + j E \omega r_3 C_1 (1 - r_1 r_3 \omega^2 C_1 C_2)}{(1 - r_1 r_3 \omega^2 C_1 C_2)^2 + \omega^2 (r_1 C_1 + r_3 C_2)^2} \end{aligned} \quad (2.52)$$

Итого, частотная характеристика усилителя имеет вид:

$$k(j\omega) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E}(j\omega) = \frac{\omega^2 r_3 C_1 (r_1 C_1 + r_3 C_2) + j \omega r_3 C_1 (1 - r_1 r_3 \omega^2 C_1 C_2)}{(1 - r_1 r_3 \omega^2 C_1 C_2)^2 + \omega^2 (r_1 C_1 + r_3 C_2)^2} \quad (2.53)$$

Амплитудно-частотная характеристика – это модуль  $k(j\omega)$ , фазо-частотная – угол  $k(j\omega)$ . То есть:

$$\text{АЧХ} = |k(j\omega)| = \frac{\sqrt{[\omega^2 r_3 C_1 (r_1 C_1 + r_3 C_2)]^2 + [\omega r_3 C_1 (1 - r_1 r_3 \omega^2 C_1 C_2)]^2}}{(1 - r_1 r_3 \omega^2 C_1 C_2)^2 + \omega^2 (r_1 C_1 + r_3 C_2)^2} \quad (2.54)$$

$$\begin{aligned} \text{ФЧХ} = \text{angle}(k(j\omega)) &= \text{arctg} \left( \frac{\omega r_3 C_1 (1 - r_1 r_3 \omega^2 C_1 C_2)}{\omega^2 r_3 C_1 (r_1 C_1 + r_3 C_2)} \right) = \\ &= \text{arctg} \left( \frac{(1 - r_1 r_3 \omega^2 C_1 C_2)}{\omega (r_1 C_1 + r_3 C_2)} \right) \end{aligned} \quad (2.55)$$

Графики АЧХ и ФЧХ для указанных на рисунке 2.8 параметров элементов приведены на рисунках 2.9–2.10.

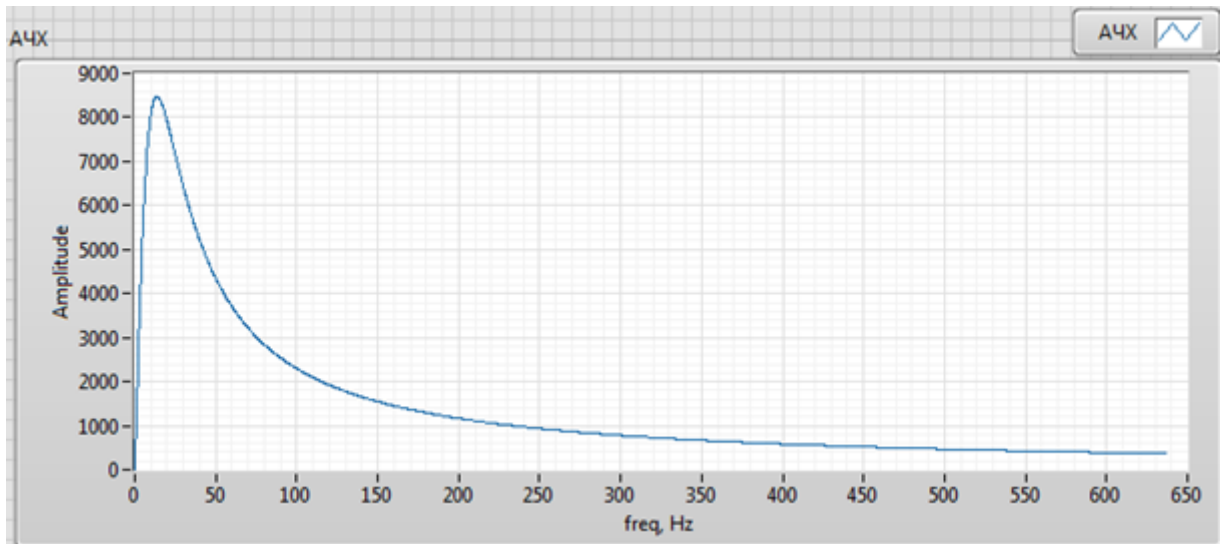


Рисунок 2.9. Графики ФЧХ усилителя при  $r_1=100$  Ом,  $r_3=2$  МОм,  $C_1=100$  мкФ,  $C_2=6,8$  нФ.

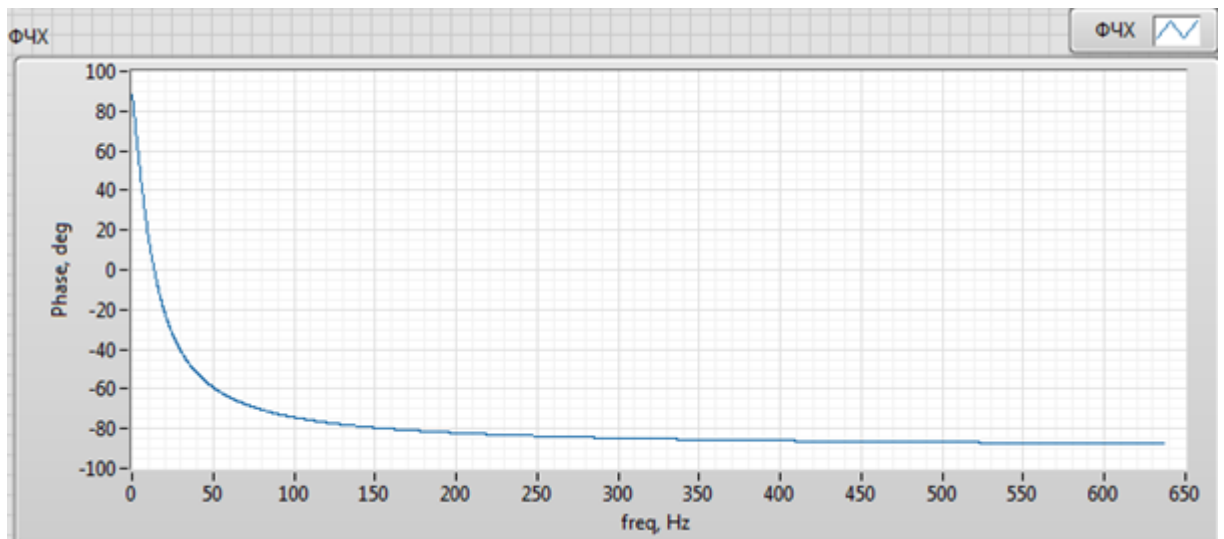


Рисунок 2.10. Графики ФЧХ усилителя при  $r_1=100$  Ом,  $r_3=2$  МОм,  $C_1=100$  мкФ,  $C_2=6,8$  нФ.

Можно отметить, что выходной сигнал усилителя всегда совпадает по фазе с вторичным током, так как он его собственно и создает (см. рисунок 2.3). При этом усилитель, как показано выше, может вносить самый разный фазовый сдвиг на частоте 50 Гц. Это значит, что магнитный поток в сердечнике устанавливается таким, что порождаемая им ЭДС (на дополнительной обмотке) имеет фазовый сдвиг, равный фазовому сдвигу усилителя на частоте 50 Гц, но с обратным знаком. А это в свою очередь значит, что от ЧХ усилителя зависит и модуль и фаза магнитного потока в магнитопроводе, а значит и тока намагничивания и амплитудной и фазовой погрешностей АТТ.

### 2.3.4. Оценка влияния характеристик усилителя на погрешности АТТ (моделирование в симуляторе Multisim)

Для оценки реального влияния ЧХ усилителя (показанного на рисунке 2.8) на погрешности АТТ и проверки корректности выражений для погрешности 2.53, 2.55 схема АТТ моделируется в симуляторе Multisim 12. Погрешность такой схемы очень маленькая и точности выходных данных симулятора недостаточно для определения ее изменения при изменении параметров схемы из-за их дискретности. В эксперименте важно определить не саму погрешность ТТ, а характер ее изменения при разных параметрах усилителя. Поэтому уменьшим коэффициент усиления, приняв сопротивление резистора  $R_1=10$  кОм (рисунок 2.8). При этом максимально возможный коэффициент усиления такой схемы по постоянному току составит около 200 (но с учетом емкости в обратной связи, на частоте 50Гц он будет меньше). Кроме этого в качестве модели трансформатора выберем не идеальный трансформатор, а с типом модели, в которой магнитный поток есть функция тока  $\text{Flux} = f(\text{current})$ , а сама модель описана формулой  $5u \cdot \tanh(0,2 \cdot \%I)$ . Иначе (в случае модели трансформатора близкого к идеальному) погрешность будет слишком маленькой и ее не получится определить в симуляторе.

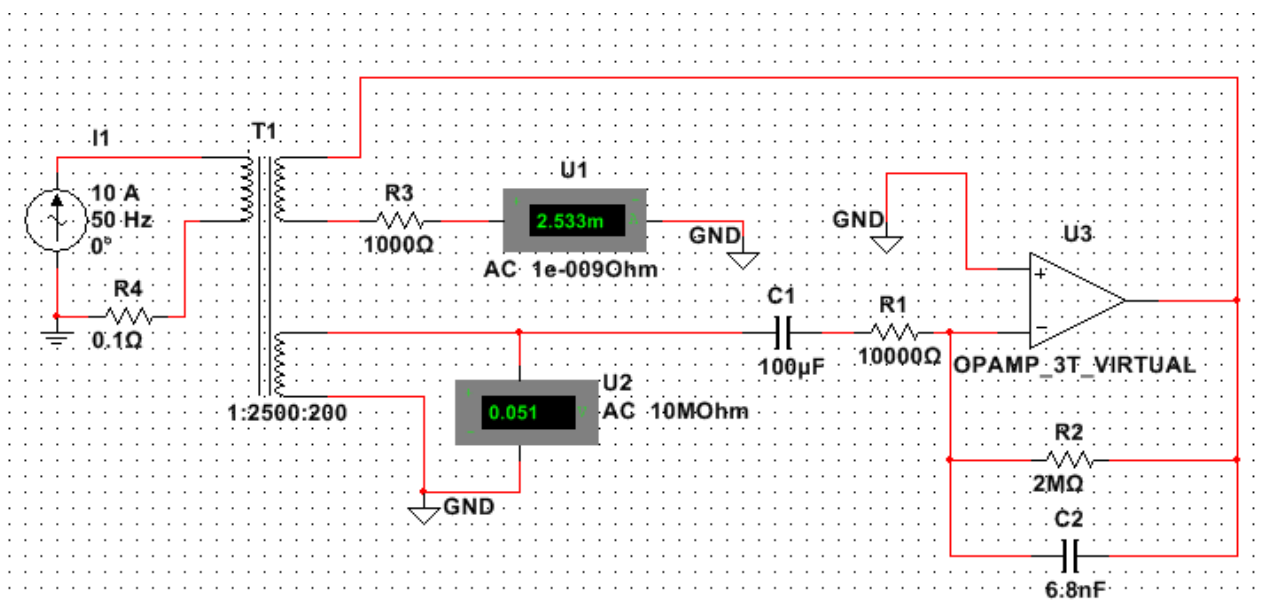


Рисунок 2.11. Схема АТТ в симуляторе Multisim.



Определим, как меняется погрешность АТТ в трех случаях:

- при изменении только емкости  $C_2$ ,
- при таком изменении  $C_2$  и  $R_2$ , что коэффициент усиления на частоте 50 Гц не меняется, а меняется только фазовый сдвиг,
- при таком изменении  $C_2$  и  $R_2$ , что фазовый сдвиг на частоте 50 Гц не меняется, а меняется только коэффициент усиления.

Для определения погрешностей АТТ используем постобработку данных Multisim, в которой можно получить значения всех точек требуемых сигналов (в данном случае первичного и вторичного тока). Для этого сначала запускаем симуляцию (Transient analysis, описание приведено в [43]), затем в постпроцессоре определяем величину и момент времени пикового значения сигналов первичного тока и вторичного, умноженного на коэффициент 2500. По разнице величин максимальных значений сигналов определяем токовую погрешность ТТ, по разнице моментов времени – угловую. По ЧХ усилителя (2.54-2.55) вычисляется коэффициент усиления и фазовый сдвиг на частоте 50 Гц при выбранных параметрах усилителя.

**Изменение только емкости  $C_2$ .** Все параметры кроме  $C_2$  задаются такими, как показаны на рисунке 2.11. Результаты моделирования приведены в приложении А (таблица А.1). Графики зависимости токовой и угловой погрешностей от емкости  $C_2$  приведены на рисунках 2.12-2.13.

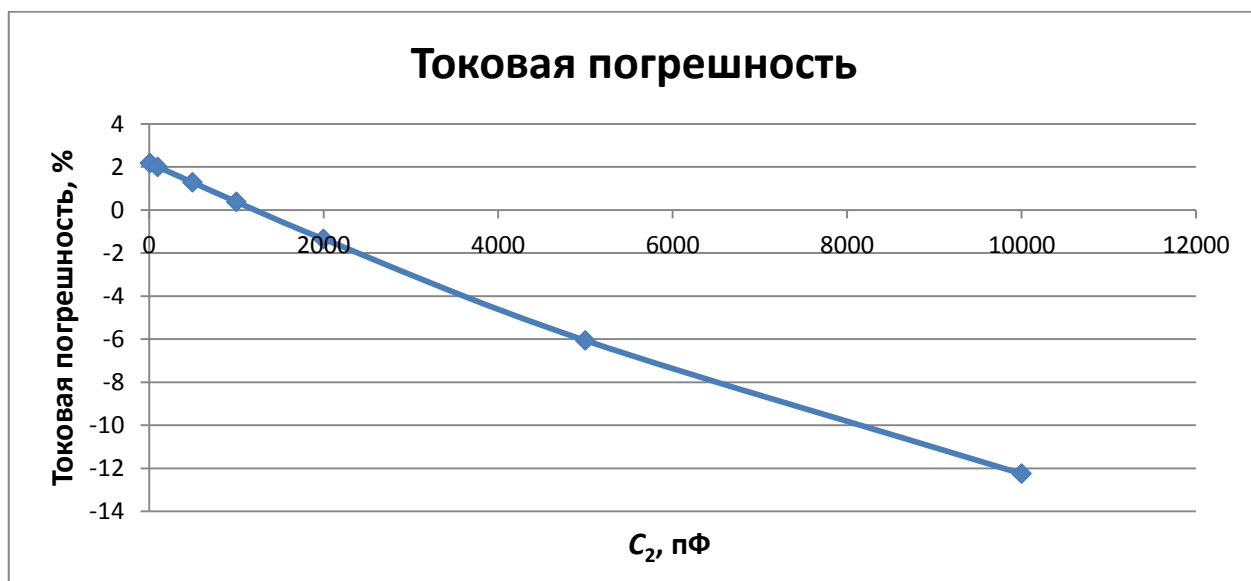


Рисунок 2.12. Зависимость токовой погрешности АТТ от емкости  $C_2$ .

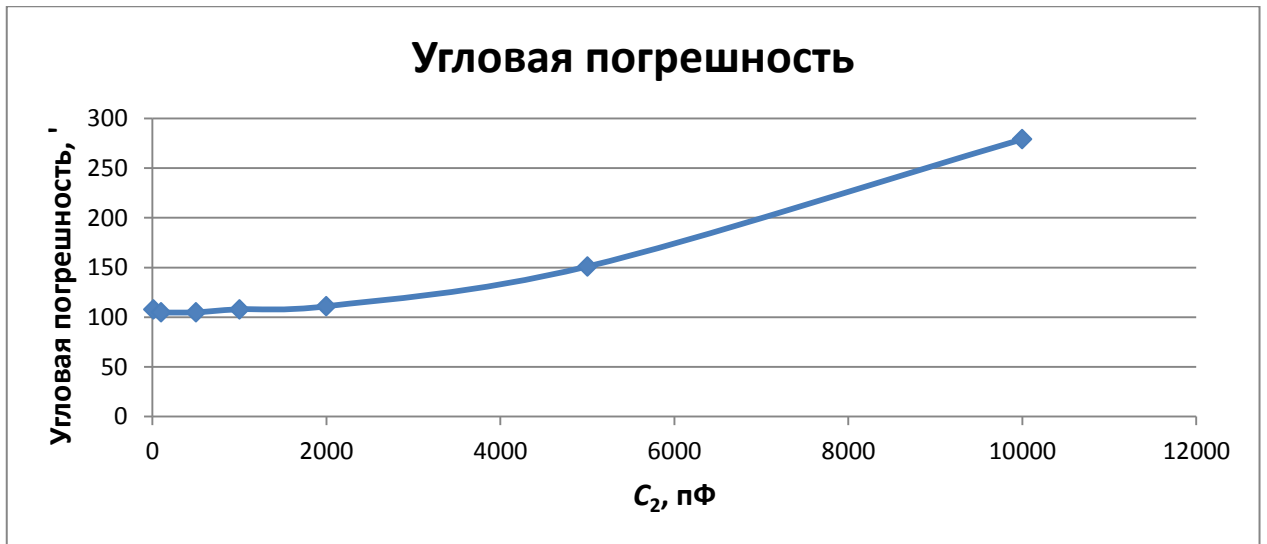


Рисунок 2.13. Зависимость угловой погрешности АТТ от емкости  $C_2$ .

Видно, что оптимальным значением для данной конкретной схемы усилителя является  $C_2=1-1,5$  нФ, так как в этом случае угловая погрешность невелика, а токовая близка к нулю. При этом фазовый сдвиг усилителя составляет 30-40 °.

**Изменение фазового сдвига усилителя при фиксированном коэффициенте усиления.** Выберем модуль коэффициента усиления равным 100.  $C_1=100$  мкФ,  $R_1=10$  кОм. Сначала задаем определенной значение  $C_2$ , затем подбираем (по формуле 2.61) такое значение  $R_2$ , чтобы коэффициент усиления усилителя был бы равен 100. По найденным  $R_2$  и  $C_2$  определяем фазовый сдвиг усилителя (2.55). Затем полученные значения параметров усилителя ( $R_2$ ,  $C_2$ ) подставляем в модель в Multisim и определяем погрешности усилителя также, как в предыдущем пункте. Результаты моделирования приведены в приложении А (таблица А.2). Графики зависимости токовой и угловой погрешностей от фазового сдвига усилителя при фиксированном коэффициенте усиления, равном 100 приведены на рисунках 2.14-2.15.



Рисунок 2.14. Зависимость токовой погрешности АТТ от фазового сдвига усилителя при фиксированном коэффициенте усиления, равном 100.

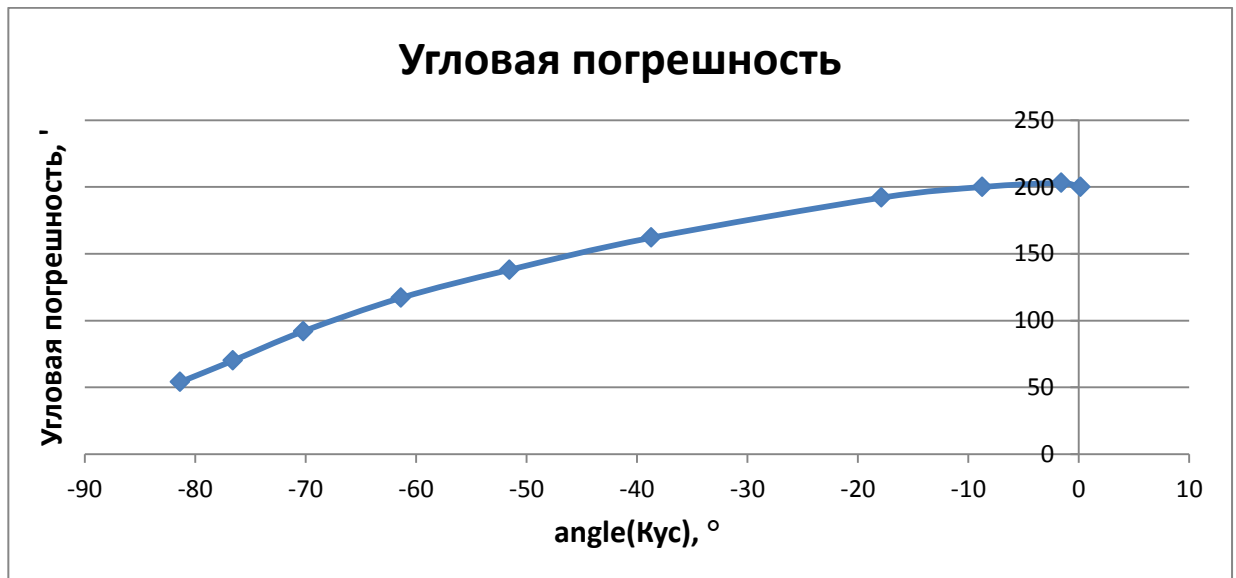
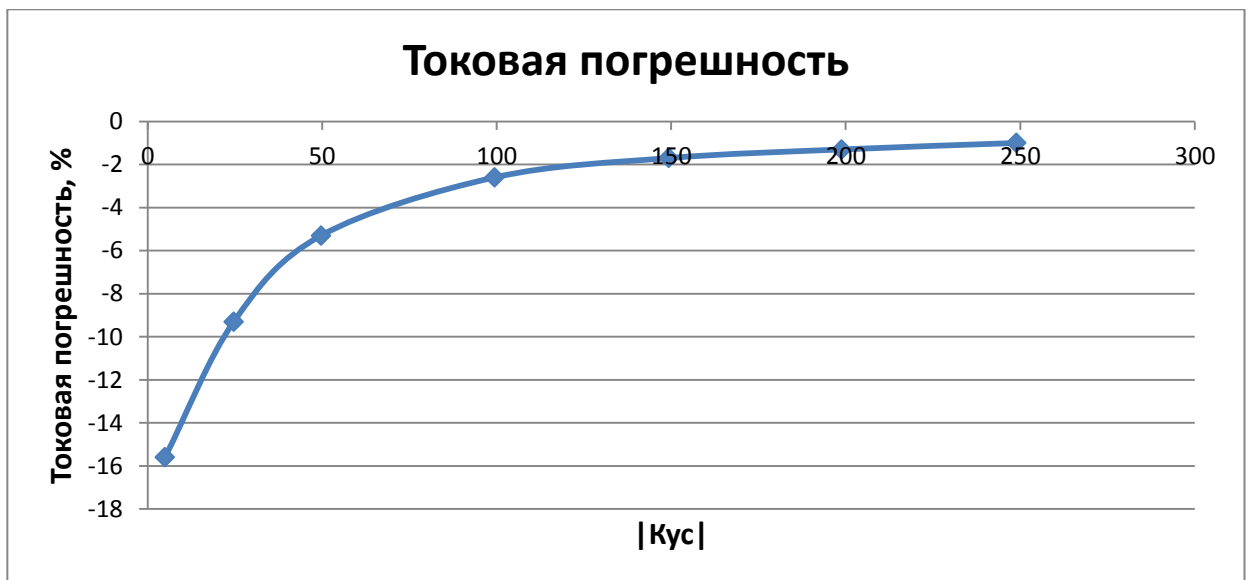


Рисунок 2.15. Зависимость угловой погрешности АТТ от фазового сдвига усилителя при фиксированном коэффициенте усиления, равном 100.

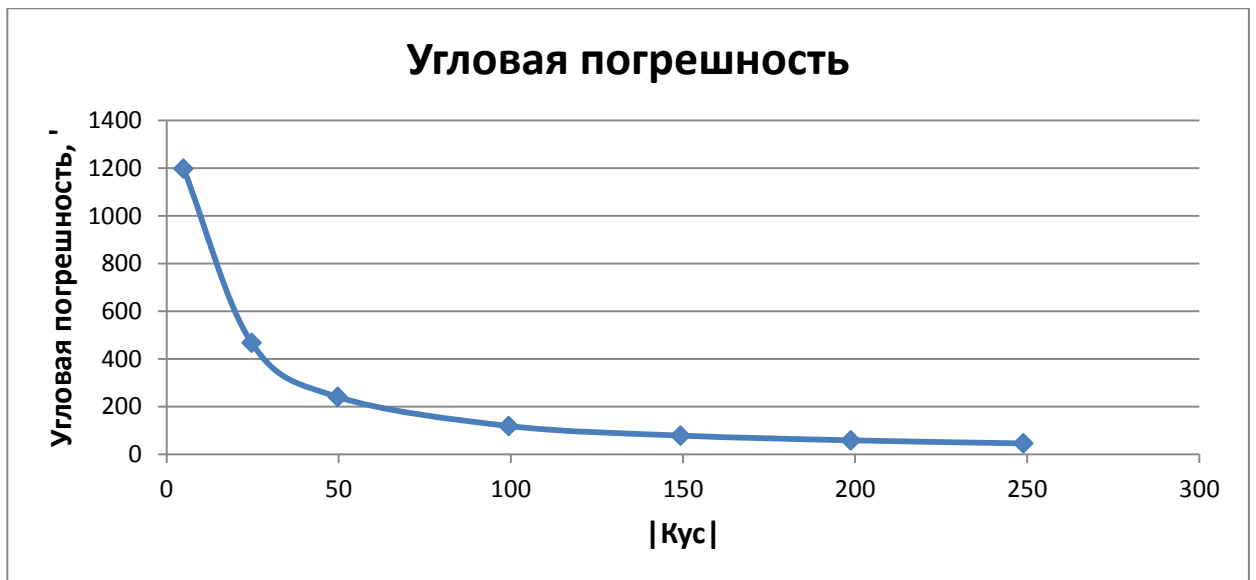
Видно, что чем меньше (по абсолютному значению) этот угол сдвига, тем больше угловая погрешность ТТ. Это согласуется с теоретическими выводами: фазовый сдвиг вторичного тока (угловая погрешность), согласно формуле 2.55 пропорционален величине  $\sin\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_{yc}\right)$ , то есть чем ближе фазовый сдвиг усилителя к  $\pm 90^\circ$ , тем меньше угловая погрешность. В то же время с токовой погрешностью все не так однозначно: минимальное ее значение (нулевое) оказывается при фазовом сдвиге усилителя примерно равном  $-32^\circ$ .

При ином коэффициенте усиления близкое к нулю значение токовой погрешности будет иметь место при другом значении фазового сдвига усилителя.

**Изменение коэффициента усиления усилителя при неизменном фазовом сдвиге.** Выберем фазовый сдвиг равным  $-60^\circ$ , параметры схемы  $C_1=100$  мкФ,  $R_1=10$  кОм. Сначала задаем определенное значение  $R_2$ , затем подбираем (по формуле 2.62) такое значение  $C_2$ , чтобы фазовый сдвиг усилителя был бы равен  $-60^\circ$ . По найденным  $R_2$  и  $C_2$  определяем коэффициент усиления усилителя (2.54). Затем полученные значения параметров усилителя подставляем в модель в Multisim и определяем погрешности усилителя, как в предыдущем пункте. Результаты моделирования приведены в приложении А (таблица А.3). Графики зависимости токовой и угловой погрешностей от фазового сдвига усилителя при фиксированном фазовом сдвиге, равном  $-60^\circ$ , приведены на рисунках 2.16-2.17.



*Рисунок 2.16. Зависимость токовой погрешности АТТ от модуля коэффициента усиления усилителя при фиксированном его фазовом сдвиге, равном  $-60^\circ$ .*



*Рисунок 2.17. Зависимость угловой погрешности АТТ от модуля коэффициента усиления усилителя при фиксированном его фазовом сдвиге, равном  $-60^\circ$ .*

Полученные результаты вполне логичны и обоснованы: чем больше коэффициент усиления, тем меньше остаточный магнитный поток в сердечнике и тем меньше погрешности ТТ (это прослеживается по 2.53, 2.55). В этом случае даже нет необходимости строить график интегральной погрешности, так как очевидно, что он будет асимптотически стремиться к нулю при росте коэффициента усиления.

Таким образом, проведенные в Multisim эксперименты показали, что:

- Увеличение модуля коэффициента усиления усилителя приводит к уменьшению и токовой и угловой погрешностей АТТ.
- Изменение фазового сдвига коэффициента усиления усилителя приводит к изменению и токовой (причем может меняться даже ее знак) и угловой погрешностей. При этом можно найти оптимальное значение фазового сдвига, при котором малы и токовая и угловая погрешности.
- Теоретически полученное выражение для токовой и угловой погрешностей АТТ (2.46, 2.48) хорошо согласуется с практическими результатами, полученными на модели в Multisim.

## **2.4. Работа активного трансформатора тока при воздействии внешнего постоянного магнитного поля**

Теоретические расчеты по модели активного трансформатора тока показывают, что его погрешность значительно уменьшается по сравнению с пассивным трансформатором тока. При этом данное утверждение справедливо и для условий насыщения магнитопровода, например, под воздействием внешнего постоянного магнитного поля: токовая погрешность пассивного ТТ в таких условиях оказывается близкой к  $-90\%$ , а активного может составлять единицы и доли процента. При этом в зависимости от частотной характеристики усилителя погрешность АТТ может изменяться, причем даже менять свой знак. Возможно даже подобрать такую ЧХ, что токовая погрешность АТТ окажется практически равной нулю даже в условиях насыщения магнитопровода. Для проверки данного утверждения были проведены эксперименты по определению погрешностей АТТ при воздействии внешнего постоянного магнитного поля.

В экспериментах на активный трансформатор тока подавалось внешнее постоянное магнитное поле. В качестве источника постоянного магнитного поля использовался неодимовый магнит с силой сцепления 100 кг (индуктивность вблизи его поверхности около 0,2 Тл). Он подносился к трансформатору вплотную, а также на некоторые фиксированные расстояния. Во всех случаях магнит подносился к торцу ТТ, то есть в плоскости, перпендикулярной плоскости отверстия под первичную обмотку.

Для исследования использовался трансформатор тока DCT104W со следующими характеристиками: максимальный первичный ток 100 А, коэффициент трансформации 1:2500, класс точности 0,1, номинальная нагрузка 12,5 Ом. Реально в качестве нагрузки использовался резистор 12 Ом. Для использования активной схемы на этот ТТ намотана дополнительная обмотка, состоящая из 200 витков, сечение провода  $0,013 \text{ мм}^2$ . Сопротивление вторичной обмотки по постоянному току составляет примерно 130 Ом.

Поскольку погрешность используемого трансформатора тока DCT104W в пассивном режиме без воздействия магнитного поля очень мала (порядка 0,1%),

то его выходной сигнал можно использовать в качестве эталонного при оценке погрешности АТТ на основе такого же DCT104W при воздействии магнитного поля. То есть разница амплитуд сигналов (падений напряжений на нагрузочных резисторах) обычного ТТ в нормальных условиях и АТТ при воздействии магнитного поля рассматривается как токовая погрешность АТТ. Разница фаз этих сигналов – угловая погрешность АТТ. Оба трансформатора надеты на один и тот же токоведущий провод, то есть через них протекает один и тот же первичный ток. Проводились эксперименты с разными усилителями АТТ.

**Усилитель АТТ на основе операционного усилителя AD8628.** Использовалась схема инвертирующего усилителя с фильтром верхних частот, поскольку без фильтрующего конденсатора в обратной связи ОУ возбуждаются высокочастотные шумы на частотах 300-500 кГц амплитудой около 500 мВ.

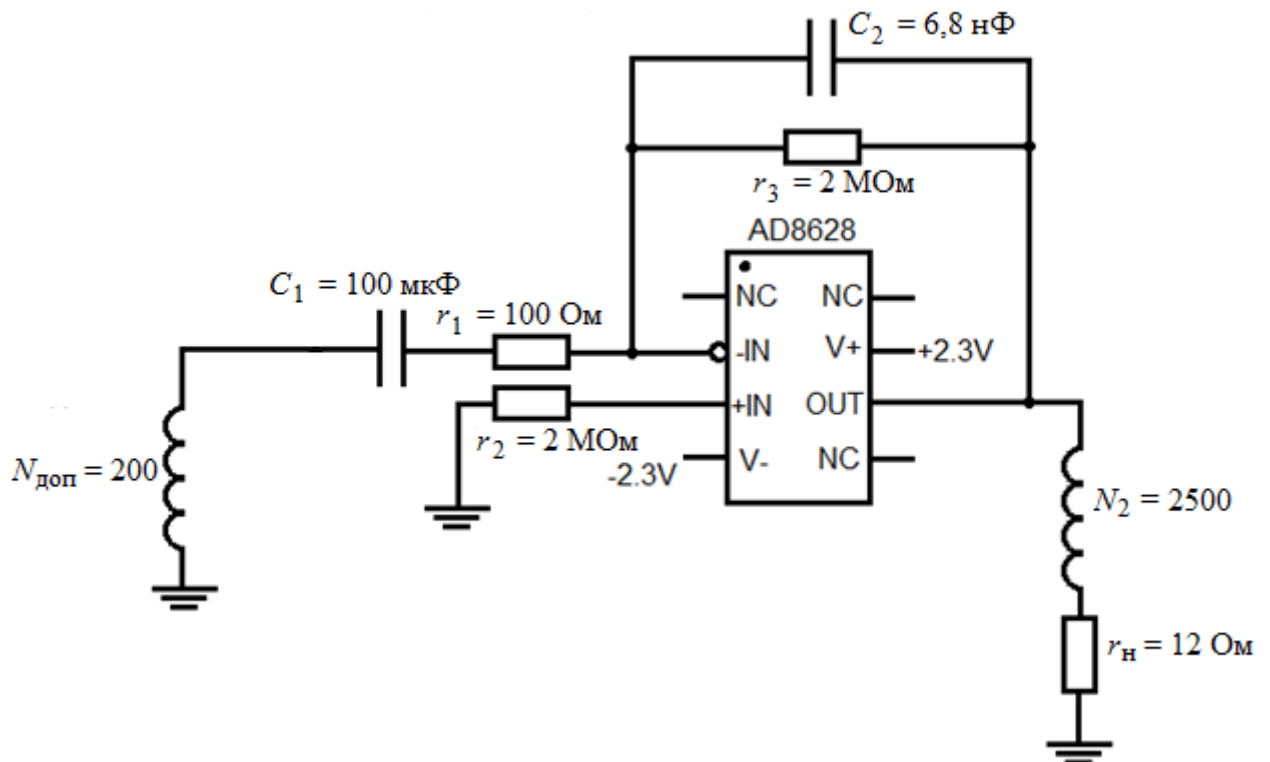


Рисунок 2.18. Инвертирующий усилитель на основе AD8628.

Измерения проводились при токах от 5 до 25 А, так как усилитель имеет достаточно низкое напряжение питания (максимум  $\pm 2,5 \text{ В}$ ), и при большем токе его выходной сигнал «обрезается»: уже на токе 20 А выходной сигнал в

амплитуде составит  $U_{\text{вых (ампл)}} = \frac{I_1}{2500} * (R_{\text{обм}} + R_2)\sqrt{2} = \frac{20}{2500} * (130 + 12)\sqrt{2} \approx 1,6 \text{ В}$ , то есть уже близко к напряжению питания.

На рисунках 2.19-2.20 приведены графики зависимости выходных сигналов ТТ и АТТ и токовой погрешности АТТ от расстояния до магнита.

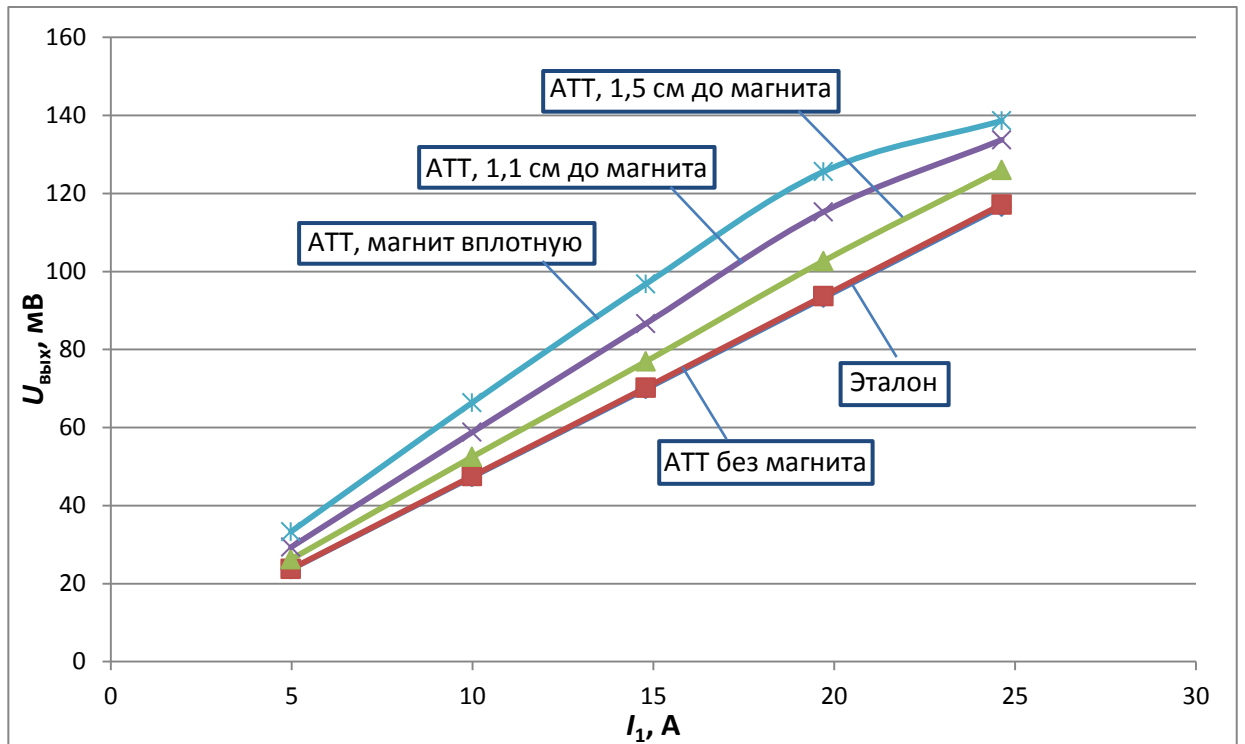


Рисунок 2.19. Зависимости выходного сигнала ТТ (активного в магнитном поле и обычного ТТ без магнитного поля - эталона) от первичного тока при различном уровне магнитного поля (расстоянии до магнита).



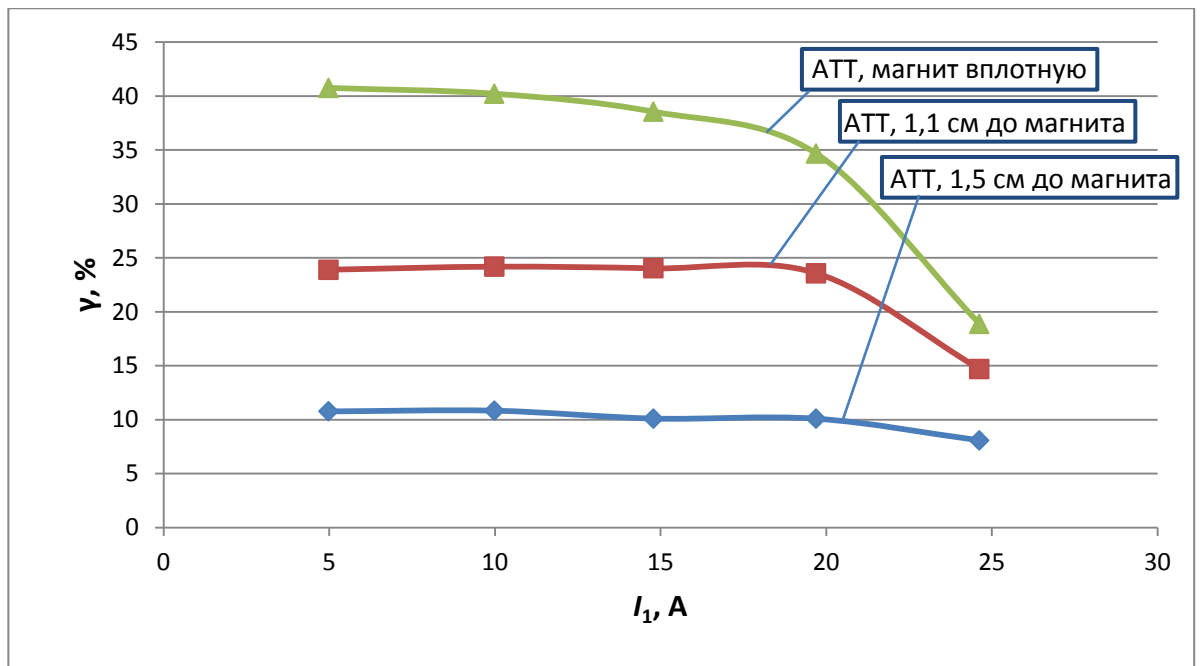


Рисунок 2.20. Зависимости токовой погрешности АТТ от первичного тока при разных расстояниях до постоянного магнита.

Видно, что при поднесении магнита к активному трансформатору тока токовая погрешность достигает приблизительно от 10 % (при 1,5 см до магнита) до 40 % (магнит вплотную). При этом она имеет положительный знак, что невозможно для стандартного пассивного ТТ. Угловая погрешность также имеется, но незначительная – примерно 1-1,5 °. В частности фазовый сдвиг на токе 15 А, при расстоянии до магнита 1,1 см составил 1,5 °. Угловую погрешность оценивалась приблизительно на осциллографе, поскольку точное ее измерение затруднительно.

Загибание функций на больших токах (в исследуемом диапазоне) при близком расположении магнита связано с «обрезанием» выходного сигнала усилителя, так как оно достигает напряжения питания усилителя. В этих условиях положительная токовая погрешность уменьшается, а также появляется значительная угловая погрешность (несколько градусов).

**Усилитель на основе операционного усилителя LA6358.** Использовалась также схема неинвертирующего усилителя на основе операционного усилителя LA6358. Выходного тока данного операционного усилителя недостаточно для обеспечения вторичного тока ТТ в исследуемом диапазоне. Поэтому

использовался дополнительный усилитель мощности, собранный на двух биполярных транзисторах.

Максимальное напряжение биполярного питания ОУ составляет  $\pm 16$  В. Поэтому он запитывался от двух интегральных линейных стабилизаторов напряжения на -12 В и 12 В.

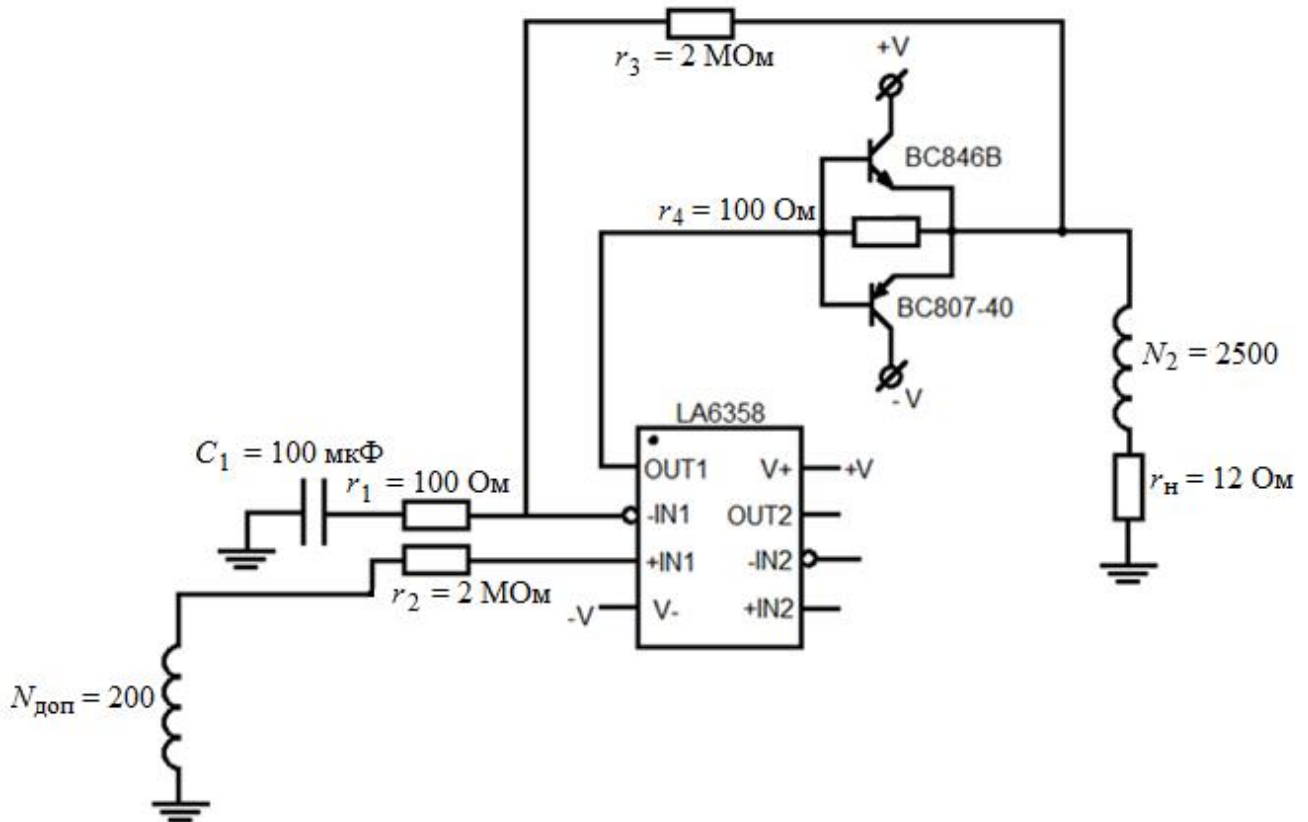


Рисунок 2.21. Неинвертирующий усилитель на основе ОУ LA6358.

Выход ОУ усилен транзисторами с максимальным коллекторным током 100 мА. Выходной сигнал усилителя, согласно документации, может достигать по уровню только до  $(U_{\text{пит}} - 1,5 \text{ В})$ . Тем не менее, такой усилитель можно использовать до больших токов, чем рассмотренный в предыдущем пункте.

Результаты эксперимента:

- В целом, поведение активного ТТ с этим усилителем такое же, как и с рассмотренным в предыдущем пункте: при добавлении магнитного поля появляется некоторая положительная токовая погрешность (такая же по величине), угловая погрешность незначительная, порядка  $1-1,5^\circ$ .

- Высокочастотных колебаний в такой схеме нет, поэтому емкости в обратной связи усилителя не стоит. Это связано либо с меньшим коэффициентом усиления самого ОУ, либо с паразитными емкостями транзисторов, которые выполняют роль фильтров высоких частот.
- При подаче питания и резком поднесении/убирании магнита также есть низкочастотные амплитудные колебания выходного сигнала, которые затухают примерно за 2 минуты.
- На токе 80 А начинает обрезаться выходной сигнал, поэтому и выходной сигнал усилителя начинает искажаться и появляется некоторый уже заметный сдвиг по фазе. Это связано с тем, что уровень сигнала доходит до напряжения питания минус 1,5 В. Тем не менее, отличий работы схемы на малых токах и на больших нет.
- При изменении схемы, показанной на рисунке 2.21 таким образом, чтобы усилитель стал инвертирующим, схема работает аналогичным образом: погрешности от магнитного поля такие же, но низкочастотные колебания при переходных режимах затухают быстрее.

#### **2.4.1. Влияние ЧХ усилителя на работу АТТ, коррекция погрешностей**

Ранее, теоретически и в экспериментах на модели АТТ в Multisim было показано, что в зависимости от частотной характеристики усилителя может меняться погрешность АТТ (и токовая и угловая), причем как по величине, так и по знаку. Для подтверждения этих результатов на практике проводились натурные эксперименты с реальным АТТ. Чтобы тенденция изменения погрешностей была легко детектируемой измерительными приборами необходимо, чтобы сами погрешности были относительно большими. Для этого исследуемый АТТ помещался в постоянное магнитное поле, создаваемое постоянным магнитом.

В экспериментах использовался трансформатор тока DCT104W (как и в предыдущих экспериментах). Усилитель применялся на основе ОУ AD8628, такой

как показан на рисунке 2.21. Однако, емкость в обратной связи  $C_2$  задавалась с магазина емкостей (класс точности 0,5) для быстрого изменения ЧХ усилителя.

В первичной обмотке АТТ задается ток 15 А. Неодимовый магнит с разрывной нагрузкой 100 кг установлен вплотную к ТТ, с торца (как и в описанных ранее экспериментах). Измеряется напряжение на нагрузочном резисторе. Для определения угловой погрешности измеряем на осциллографе разницу между переходами через ноль сигнала активного ТТ с магнитом и аналогичного пассивного ТТ без магнита (эталонный сигнал). Точнее не измеряем, а приблизительно оцениваем по осциллограмме: из-за шума точно оценить разницу фаз нет возможности.

Поскольку во вторичной обмотке ТТ 2500 витков, а нагрузка 12 Ом, то среднеквадратическое напряжение на нагрузке должно составить  $15 \text{ А} / 2500 \cdot 12 \text{ Ом} = 0,072 \text{ В}$ . Тогда токовую погрешность АТТ в магнитном поле можно определить:

$$\gamma_I = \left( \frac{U_2}{0,072 \text{ В}} - 1 \right) 100, \% \quad (2.56)$$

Угловую погрешность в градусах определим из разницы моментов прохождения через ноль сигнала активного ТТ и пассивного (эталонного), учитывая, что период сигнала на 50 Гц составляет 0,02 с, как:

$$\delta = \frac{\Delta t}{0,02} 360, ^\circ \quad (2.57)$$

Зависимости токовой и угловой погрешностей АТТ от емкости  $C_2$  при воздействии внешнего постоянного магнитного поля приведены на рисунках 2.22-2.23.

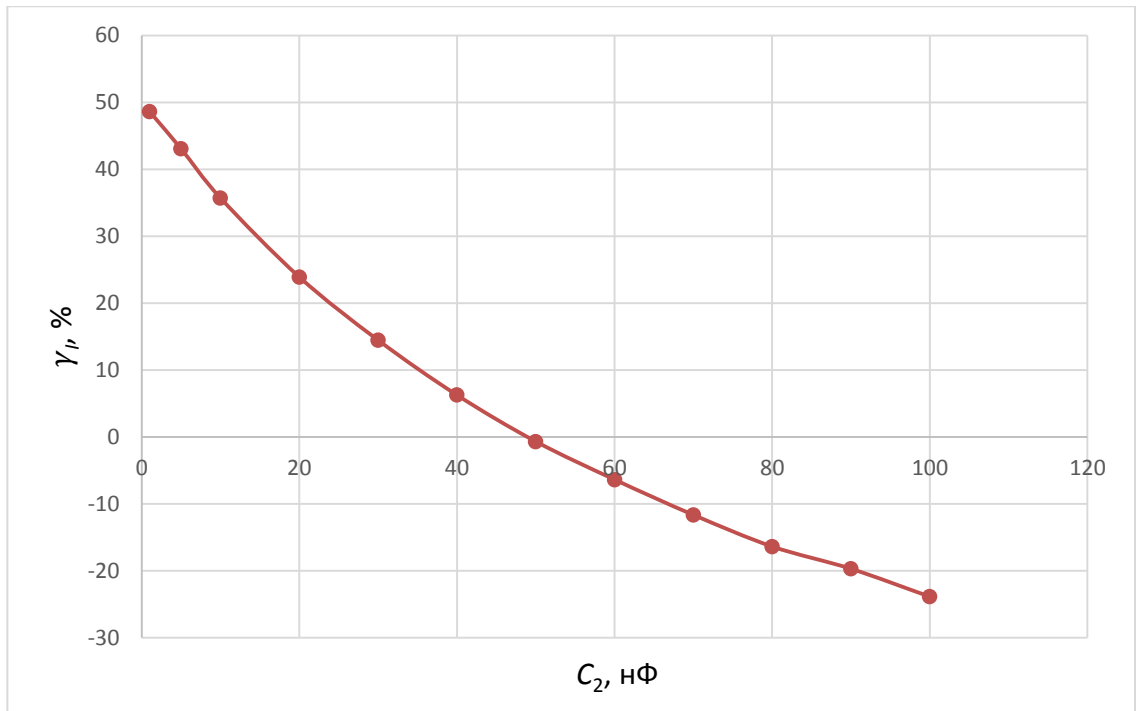


Рисунок 2.22. График зависимости токовой погрешности АТТ в магнитном поле от емкости в обратной связи усилителя  $C_2$ .

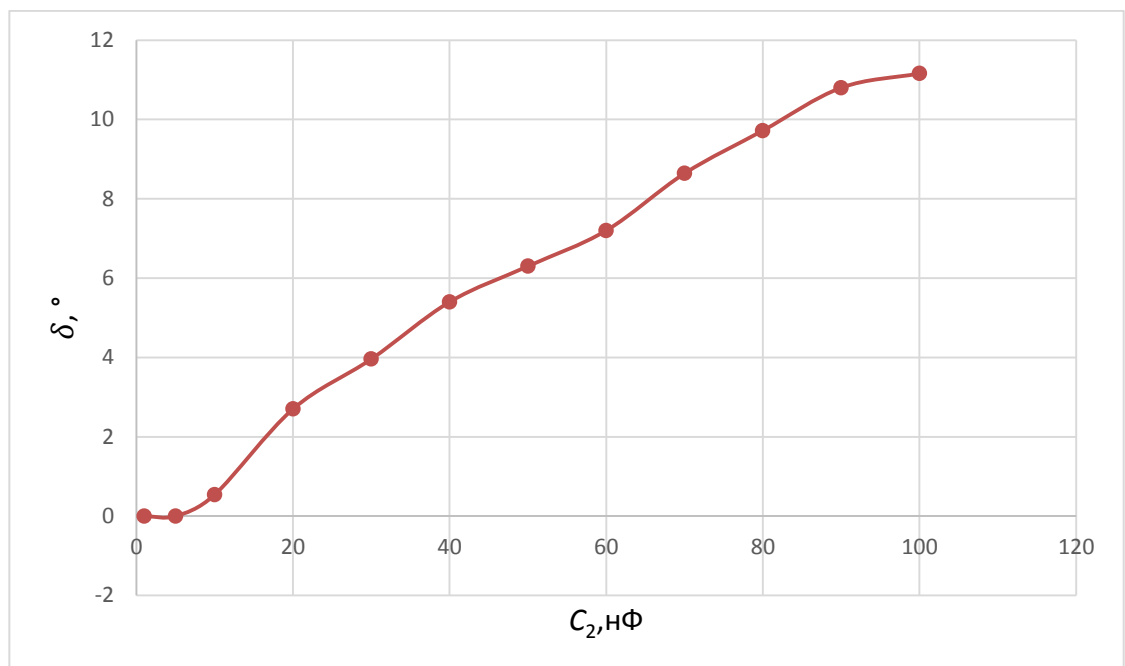


Рисунок 2.23. График зависимости угловой погрешности АТТ в магнитном поле от емкости в обратной связи усилителя  $C_2$ .

Вид зависимостей получился примерно таким же, как и на модели (рисунки 2.12-2.13), но параметры (крутизны, момент перехода через ноль) отличаются, так как иные параметры трансформатора и усилителя. Это связано с тем, что в модели использовались другие параметры усилителя, чтобы коэффициент усиления был

меньше, а погрешность была больше. Таким образом, теоретические расчеты, результаты моделирования и натурального эксперимента в целом совпали.

Из полученных результатов видно, что погрешности активного трансформатора тока можно настраивать, регулируя параметры усилителя (его частотную характеристику, главным образом усиление и фазовый сдвиг на частоте 50 Гц). При этом настраивается также соотношение между токовой и угловой погрешностями. Это соотношение может требоваться разным в зависимости от задачи: где-то важнее маленькая токовая погрешность, а где-то угловая. В частности, большая положительная токовая погрешность в счетчике электроэнергии нежелательна, так как она повлечет увеличение выходного сигнала, дополнительную нагрузку усилителя, возможно переполнение разрядной сетки АЦП. Причем в сильном магнитном поле эти погрешности оказываются достаточно большими и их легко измерять. В то же время при отсутствии поля сами погрешности существенно уменьшаются по абсолютным величинам (от магнитного поля меняется (уменьшается) только магнитная проницаемость  $\mu$ ), но соотношение погрешностей, останется таким же. Поэтому удобно настраивать усилитель в сильном магнитном поле, когда тенденции изменения погрешностей легко измерить.

На основе полученных результатов можно предложить метод оценки соотношения токовой и угловой погрешностей АТТ. Для этого его необходимо поместить в постоянное магнитное поле. Кроме этого требуется опорный сигнал, например с аналогичного ТТ, но не подверженного влиянию сильного магнитного поля. Сравнивая на осциллографе сигналы с АТТ и опорный можно оценить токовую и угловую погрешности АТТ. Меняя параметры усилителя (например, сопротивление и емкость в обратной связи) можно менять и погрешности АТТ, добившись требуемого их соотношения. При отсутствии магнитного поля эти погрешности АТТ многократно уменьшаются, но их соотношение сохранится.

Кроме этого, используя полученные результаты можно построить счетчик электрической энергии с защитой от воровства с помощью постоянного магнитного поля. В счетчиках электроэнергии, использующих трансформатор

тока в качестве датчика тока имеется недостаток, заключающийся в том, что при создании вблизи счетчика постоянного магнитного поля он приобретает отрицательную токовую погрешность. При определенных значениях индукции поля она может быть близкой к  $-90\%$ : в этом случае счетчик практически не учитывает потребляемую электроэнергию, что создает потенциальную возможность для кражи электроэнергии. Для этого применяют постоянные магниты. Если же использовать в качестве датчика тока активный трансформатор тока, то изменение погрешности счетчика в условиях постоянного магнитного поля будет не значительным, что нейтрализует, либо значительно снизит ущерб от кражи электроэнергии с помощью постоянных магнитов. На основе разработанной модели и полученных результатов получен патент на полезную модель «Токовая цепь счетчика электроэнергии» [15].

## **2.5. Косвенные методы оценивания погрешностей трансформатора тока**

В опытах с активным трансформатором тока для определения тенденций изменения погрешностей создавались условия, когда эти погрешности заведомо большие и легко измеряются обычными методами. При моделировании в Multisim модель трансформатора задавалась с маленькой магнитной проницаемостью, а усилитель с маленьким коэффициентом усиления. В натуральных экспериментах реальный АТТ помещался в постоянное магнитное поле, что также увеличивало его погрешности. Однако, для оценки характеристик трансформаторов тока – как активных, так и обычных пассивных – требуется оценка их погрешностей в номинальном режиме, без каких-либо дополнительных внешних воздействий. Для многих трансформаторов прямое решение данной задачи – непосредственное измерение СКЗ и фазы вторичного тока для оценки токовой и угловой погрешностей – очень сложное, так как требует проведения измерений с высокой точностью. Например, используемый в экспериментах трансформатор тока DST104W имеет класс точности 0,1 и для непосредственной оценки его токовой погрешности требуется измерение первичного и вторичного тока с погрешностью 0,02 % или менее. Оборудование такого класса точности очень дорогое и не

всегда доступно. Существующий дифференциально-нулевой метод определения погрешностей ТТ, описанный в [10] и применяемый для поверки ТТ также требует дорогих эталонов – образцового трансформатора тока и компаратора тока высокого класса точности. В связи с этим актуальной задачей является разработка косвенного метода оценки погрешностей трансформатора тока, которые не требовали бы наличия прецизионного измерительного оборудования высокого класса точности. Особенно актуальна эта задача, когда требуется исследовать трансформаторы высокого класса точности или эталонные трансформаторы.

Как было сказано ранее, основным источником погрешностей ТТ является ток намагничивания (ток холостого хода). Исследуемые методы оценки погрешностей основаны на измерении тока намагничивания и оценке предельной токовой и угловой погрешностей, которые может вызвать такой ток. То есть эти методы не позволяют получить точные значения токовой и угловой погрешностей, а только их максимальные оценки. Точные же значения зависят от угла потерь, определяемого характеристиками материала магнитопровода и типом нагрузки. Строго, выражения для погрешностей, вносимых током намагничивания (угловая – в радианах), выглядят следующим образом [1]:

$$\gamma_I = \frac{I_0}{I_1} \sin(\psi + \alpha) \cdot 100, \% \quad (2.58)$$

$$\delta = \frac{I_0}{I_1} \cos(\psi + \alpha), \text{ рад.} \quad (2.59)$$

Здесь  $\psi$  – угол потерь ТТ,  $\alpha$  – фазовый сдвиг между вторичными током и напряжением. Данные углы чаще всего не известны, поэтому можно оценить предельные значения этих погрешностей (угловая для удобства – в угловых минутах), приняв значения синуса и косинуса равными 1.

$$\gamma_{I,max} = \frac{I_0}{I_1} 100, \% \quad (2.60)$$

$$\varphi_{max} = \frac{I_0}{I_1} \left( \frac{180}{\pi} \right) 60, ' \quad (2.61)$$



### 2.5.1. Методы измерения тока намагничивания трансформатора тока

Схема замещения трансформатора тока приведена на рисунке 2.1. Поскольку активные потери в магнитопроводе и потери на рассеяние ( $L_{S1}$ ,  $L_{S2}$ ) в ТТ с магнитопроводе из аморфных сплавов малы, то ими можно пренебречь и схему замещения ТТ представить в упрощенном виде:

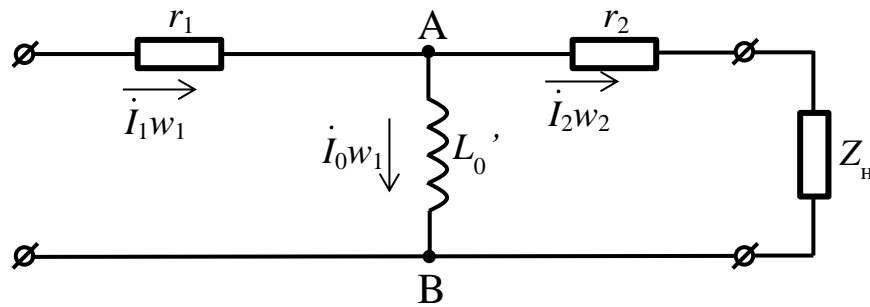


Рисунок 2.24. Упрощенная схема замещения ТТ.

Для определения погрешностей трансформатора тока по формулам 2.66-2.69 необходимо знать значение тока намагничивания, которое будет иметь место при определенном первичном токе в номинальном режиме. Прямое измерение тока намагничивания в номинальном режиме невозможно, так как он является частью первичного тока и течет через виртуальную ветвь намагничивания  $L_0'$  (рисунок 2.24). По сути, есть магнитный поток в магнитопроводе, которому соответствует определенный ток  $I_0$ , являющийся небольшой частью первичного тока. Однако, можно разорвать обмотки и подавать ток или напряжение в одну из них и, соответственно, измерять напряжение или ток. В этом случае измеряемая величина определяется только вольт-амперными характеристиками ветви намагничивания, измерив которые можно определить и сам ток намагничивания. Важно отметить, что при определенном значении магнитного потока начинается насыщение магнитопровода и искажение тока намагничивания. Поэтому важно определить, каким может быть магнитный поток в номинальном режиме и в экспериментах по определению вольт-амперной характеристики разными методами придерживаться именно этого диапазона. То есть, в номинальном режиме импеданс ветви намагничивания много больше импеданса нагрузки, поэтому ток намагничивания определяется падением напряжения на нагрузке

(напряжение между точками А и В на рисунке 2.24) и импедансом ветви намагничивания. Тогда если, к примеру, при разомкнутой первичной обмотке подавать синусоидальное напряжение во вторичную обмотку, то такой эксперимент будет соответствовать для ветви намагничивания работе ТТ в номинальном режиме. Если же во вторичную обмотку подавать синусоидальный ток, то такой режим работы будет соответствовать номинальному режиму только на линейном участке зависимости индукции от напряженности магнитного поля. Когда же магнитный поток достигнет величины, соответствующей насыщению магнитопровода, режим работы не будет соответствовать номинальному режиму, так как в номинальном режиме ток (намагничивания) не может оставаться синусоидальным при насыщении магнитопровода. То есть воль-амперной характеристики трансформатора тока, снятая при подаче синусоидального тока и напряжения во вторичную обмотку при разомкнутой первичной обмотке будет отличаться [5].

**В режиме холостого хода** в первичную обмотку трансформатора тока подается ток, а вторичная обмотка разомкнута. Такой режим является аварийным для ТТ, поэтому следует подавать первичные токи значительно меньше номинального первичного тока. Как видно из рисунка 2.24, первичный ток в этом случае будет соответствовать току намагничивания, а на разомкнутой вторичной обмотке будет наводиться ЭДС, пропорциональная этому току. При этом, как отмечалось выше, при достижении током некоторой величины начнется насыщение магнитопровода и такой режим станет неестественным для трансформатора тока, так как в реальной работе при номинальной нагрузке ток намагничивания не может оставаться синусоидальным при насыщении магнитопровода. Однако, до тех пор пока насыщение магнитопровода не наступило, что можно определить по синусоидальности ЭДС на вторичной обмотке, можно однозначно соотнести поданный ток (который является током намагничивания в данном эксперименте) и первичный ток, который вызывает такой ток намагничивания в номинальном режиме. То есть в номинальном режиме (когда вторичная обмотка замкнута на вторичную нагрузку) при

определенном первичном токе имеется определенное значение напряжения на вторичной нагрузке и соответствующая ей ЭДС на обмотке. Тогда, в режиме холостого хода ток, вызывающий такую же ЭДС на вторичной обмотке, будет равен току намагничивания в номинальном режиме. Зная, какой ток намагничивания имеется в трансформаторе тока при определенном первичном токе, можно по формулам (2.60-2.61) вычислить предельные значения токовой и угловой погрешностей.

Таким образом, в режиме холостого хода при определенном значении первичного тока (тока намагничивания) возникает насыщение магнитопровода, которое можно определить по искажению ЭДС на разомкнутой обмотке. Это явление можно интерпретировать как падение напряжения на нелинейном импедансе ветви намагничивания, который при достижении насыщения магнитопровода меняется в зависимости от мгновенного значения первичного тока (уменьшается по мере роста тока из-за уменьшения магнитной проницаемости). В то же время, если вторичная обмотка замкнута на некоторую нагрузку, то по ней течет ток больший, чем по ветви намагничивания. Поэтому даже при насыщении магнитопровода на обмотке будет синусоидальная ЭДС, хотя ток в ветви намагничивания искажен. Таким образом, в зависимости от наличия цепи размагничивания (нагрузки на вторичной обмотке) при одном и том же значении среднеквадратического значения ЭДС обмотки ее форма может быть искаженной (при холостом ходу) или синусоидальной (при наличии размагничивания через нагрузку).

Для подтверждения данного утверждения проводились эксперименты с трансформатором тока ТШП 800/1. Поскольку в одном эксперименте вторичная обмотка разомкнута, а в другом – замкнута на нагрузку, а измерение ЭДС необходимо производить в аналогичных условиях, на трансформатор тока намотана дополнительная индикаторная обмотка, имеющая 1000 витков. Она в обоих экспериментах разомкнута, на ней измеряется напряжение. В таблице Б.1 (приложение Б) с результатами экспериментов приведены: первичный ток, задаваемый с генератора УППУ-МЭ 3.1КМ-С; напряжение на дополнительной

обмотке, измеряемое мультиметром Aglient. В том же приложении на рисунках Б.1-Б.4 приведены осциллограммы сигнала – напряжение на дополнительной обмотке. Для проведения экспериментов в нагруженном режиме вторичная обмотка трансформатора тока замыкалось на сопротивление различного номинала, больше номинального (которое составляет 1 Ом). Напряжение измеряется также на дополнительной обмотке. Результаты приведены в приложении Б, в таблице Б.2, осциллограммы на рисунках Б.5-Б.6. При меньших нагрузках синусоидальность напряжения на вторичной обмотке также сохраняется (таблицы Б.3-Б.4).

Из проведенных экспериментов видно, что в режиме холостого хода уже с напряжения (среднеквадратического) 130 мВ появляются искажения этого напряжения, связанные с насыщением магнитопровода. В то же время в режиме с размагничиванием остается отличная синусоидальность ЭДС дополнительной обмотки при том же значениях ЭДС на обмотке и даже значительно большем. Кроме этого, в режиме с размагничиванием хорошо сохраняется линейность: как при изменении первичного тока, так и при изменении сопротивления нагрузки.

Таким образом, методом холостого хода можно корректно определять ток намагничивания по ЭДС разомкнутой обмотки только в ограниченном диапазоне, до начала насыщения магнитопровода: в этом случае ток холостого хода соответствует току намагничивания номинального режима.

Для определения тока намагничивания в номинальном режиме необходимо экспериментально определить зависимость ЭДС вторичной обмотки от первичного тока в режиме холостого хода; вычислить значение ЭДС вторичной обмотки для определенных значений первичного тока; приняв ЭДС холостого хода равной ЭДС вторичной обмотки номинального режима получить искомую зависимость  $I_0(I_1)$ .

Вольт-амперную характеристику трансформатора тока можно получать также путем **подачи напряжения во вторичную обмотку** и измерения тока в ней, при разомкнутой первичной обмотке. В этом случае для ветви намагничивания имитируется работа в номинальном режиме, поскольку в

номинальном режиме, как говорилось выше, ток в ветви намагничивания задается именно напряжением (синусоидальным), определяемым падением напряжения на нагрузке и вторичной обмотке (рисунок 2.24). Подаваемое напряжение в этих условиях прикладывается к ветви намагничивания  $Z_0$  и поэтому аналогично ЭДС вторичной обмотки в номинальном режиме. При этом измеряется ток во вторичной обмотке, который равен току намагничивания номинального режима, поскольку ветвь намагничивания  $Z_0$  находится в тех же условиях. Строго говоря, ток в ветви намагничивания определяется суммой падений напряжения на нагрузке и самой вторичной обмотке, а в эксперименте напряжение подается на последовательное соединение обмотки и ветви намагничивания. Однако, активное сопротивление обмотки намного меньше импеданса ветви намагничивания, поэтому его влиянием можно пренебречь. Как и в предыдущем эксперименте использовался трансформатор тока ТШП 800/1.

Ток измерялся на шунте с номинальным сопротивлением 3 кОм с помощью мультиметра Aglient. Погрешность, вносимая этим резистором в результаты измерения не велика, так как импеданс ветви намагничивания на частоте 50 Гц составляет более 100 кОм. Ток вторичной обмотки определяется как  $I_2 = \frac{U_{ш}}{R_{ш}}$ . Результаты измерений и фотографии осциллограмм приведены в приложении В (таблица В.1, рисунки В.1-В.7).

Для исследуемого трансформатора тока напряжение на нагрузке при номинальном токе составляет 5 В. Видно, что при таком напряжении появляются незначительные искажения, вызванные насыщением магнитопровода в фазах мгновенного напряжения близкого к максимальному. Таким образом, во всем исследуемом диапазоне напряжений значительные искажения сигнала не наблюдается, следовательно, магнитопровод практически не входит в состояние насыщения.

Для определения погрешностей трансформатора тока необходимо определить при каком значении первичного тока будет иметь место измеренный в эксперименте ток (ток намагничивания). Его можно вычислить по величине подаваемого напряжения для номинальной нагрузки (которая соответствует ЭДС

вторичной обмотки в номинальном режиме). Измеренный в эксперименте ток будет соответствовать току намагничивания  $I_0$  при данном токе  $I_1$ .

Для трансформаторов тока со сравнительно маленькой номинальной мощностью и/или большим номинальным вторичным током измерение тока намагничивания данным методом усложняется, поскольку номинальная ЭДС вторичной обмотки такого ТТ мала. Тогда на шунте, не вносящим существенного вклада в ток вторичной обмотки будет маленькое напряжение и его измерение затруднительно. Если увеличивать сопротивление токоизмерительного шунта, то оно может стать соизмеримым с импедансом ветви намагничивания ТТ и внести существенную погрешность в измерение тока.

### **2.5.2. Сравнение методов определения тока намагничивания ТТ**

Рассмотрены два метода измерения тока намагничивания: с помощью опыта холостого хода и путем подачи напряжения во вторичную обмотку при разомкнутой первичной. Оба метода позволяют выполнить данную задачу, но имеют некоторые ограничения.

Метод холостого хода позволяет точно измерить ток намагничивания только для небольших токов в начале диапазона, поскольку при насыщении магнитопровода начинаются искажения измеряемой ЭДС на вторичной обмотке, что не соответствует напряжению вторичной обмотки в номинальном режиме. Это связано с тем, что в этом методе в ветвь намагничивания непосредственно подается ток, то есть она работает в режиме заданного тока. В то же время в номинальном режиме ветвь намагничивания работает в режиме заданного напряжения. Токи и напряжения для этих двух режимов совпадают только на линейном участке кривой намагничивания, до наступления насыщения.

Метод подачи напряжения во вторичную обмотку наоборот, позволяет корректно измерять ток намагничивания в части диапазона ТТ, соответствующей большим токам. В этом методе ветвь намагничивания как и в номинальном режиме работает в режиме заданного напряжения, поэтому метод не имеет ограничения на работу в режиме насыщения магнитопровода. При малых токах на

некоторых трансформаторах измеряемый ток (соответствующий току намагничивания) очень мал и его измерение затруднительно и может давать значительную погрешность.

При использовании обоих методов можно получить предельные оценки погрешностей трансформатора тока не только при номинальной нагрузке, но и при любой другой. Для этого нужно выбирать соответствующее значение сопротивления  $R_2$  при определении эквивалентного вторичного тока для известной ЭДС вторичной обмотки  $U_2$ .

## **2.6. Сравнение разработанных методов определения погрешностей трансформатора тока со стандартным методом из ГОСТ**

Для сравнения разных методов оценки погрешностей трансформатора тока были проведены эксперименты над трансформатором тока ТШП 0,66 УЗ 500/5, для которого оценивались погрешности разными методами: косвенными методами по измеренному току намагничивания и дифференциальным методом, описанном в [10]. Коэффициент трансформации исследуемого ТТ составляет 100, номинальный вторичный ток 5 А, номинальная мощность: 5 ВА, номинальное сопротивление нагрузки (активное): 0,2 Ом, класс точности: 0,2S. В качестве нагрузки использовался резистор 0,2 Ом.

Токи и напряжения во всех экспериментах задавались генератором УППУ-МЭ 3.1КМ-С, имеющего класс точности 0,02. Генератор состоит из Энергоформы-3.1, Энергомонитора-3.1КМ, усилителей тока УТ-3.1 и напряжения УН-3.1. Все измерения производились мультиметром Aglient 34401А. Для многих расчетов требуется знать точное активное сопротивление вторичной обмотки ТТ. Причем, поскольку сопротивление обмотки достаточно мало (менее 1 Ом), то при его измерении существенным оказывается влияние сопротивления соединительных проводов. Эти сопротивления с помощью омметра (мультиметр Aglient). Сопротивление щупов мультиметра вместе с зажимами и соединительными проводами составляет 0,22 Ом. Сопротивление вторичной обмотки вместе с соединительными проводами мультиметра составило 0,30 Ом.

Следовательно, полагая характеристику омметра линейной, можно определить активное сопротивление вторичной обмотки, оно равно  $0,30 - 0,22 = 0,08$  Ом.

### 2.7.1. Метод подачи напряжения во вторичную обмотку

Как описывалось ранее, в данном методе определяется вольт-амперная характеристика трансформатора тока: при разомкнутой первичной обмотке на вторичную подается синусоидальное напряжение ( $U_2$ ) и измеряется соответствующий ток (который соответствует току намагничивания трансформатора тока в номинальном режиме)  $I_{2,0}$ . Для измерения тока используется токоизмерительный шунт с номинальным сопротивлением 30 Ом через который подается напряжение на вторичную обмотку ТТ. Точное сопротивление шунта 29,7 Ом. Из-за падения напряжения на шунте на трансформатор подается немного меньше напряжения, чем  $U_2$  с генератора. Поэтому, для вычисления эквивалентных первичного и вторичного токов нужно вычесть это падение  $U_{ш}$  из  $U_2$  генератора. Поданному на обмотку в эксперименте напряжению  $U_2 - U_{ш}$  в номинальном режиме соответствует ЭДС  $\varepsilon_2$ . Соответствующие эквивалентные вторичный и первичный токи тогда равны

$$I_{2 \text{ экв}} = \frac{\varepsilon_2}{R_2 + r_{2 \text{ обм}}} = \frac{U_2 - U_{ш}}{R_2 + r_{2 \text{ обм}}} \quad (2.62)$$

$$I_{1 \text{ экв}} = I_{2 \text{ экв}} n \quad (2.63)$$

Здесь  $n=100$  – коэффициент трансформации;

$R_2 = 0,2$  Ом – сопротивление нагрузки, номинальное;

$r_{2 \text{ обм}} = 0,08$  Ом – активное сопротивление вторичной обмотки.

Максимальная токовая погрешность определяется как

$$\gamma_I = \frac{I_{2,0}}{I_{2 \text{ экв}}} 100, \% \quad (2.64)$$

Максимальная угловая погрешность определяется как:

$$\varphi_{\max} = \frac{I_{2,0}}{I_{2 \text{ экв}}} \left( \frac{180}{\pi} \right) 60, ' \quad (2.65)$$

Здесь  $I_{2,0}$  – измеренное значение тока вторичной обмотки. В данном случае для вычисления погрешностей ток намагничивания делится именно на  $I_{2 \text{ экв}}$ , поскольку в эксперименте он определяется по вторичной обмотке. Результаты



эксперимента приведены в таблице 2.1 (жирным выделены результаты измерения). Графики максимальной токовой и угловой погрешности приведены на рисунках 2.25, 2.26.

Таблица 2.1

Результаты измерений и определения предельной погрешностей ТТ при подаче напряжения во вторичную обмотку ТТ

$\varepsilon_2 = U_2,$ мВ	<b><math>U_{ш},</math> мВ</b>	$I_{2,0}$ мА	$I_{1экв.}$ А	$I_{2экв.}$ А	$\gamma_{max},$ %	$\varphi_{max},$ '
122,7	<b>25,5</b>	0,86	34,71	0,35	0,247	8,503
309,3	<b>30</b>	1,01	99,75	1,00	0,101	3,481
408,3	<b>33,5</b>	1,13	133,86	1,34	0,084	2,897
508	<b>36,47</b>	1,23	168,40	1,68	0,073	2,507
606,8	<b>39,1</b>	1,32	202,75	2,03	0,065	2,232
705,3	<b>41,5</b>	1,40	237,07	2,37	0,059	2,026
805	<b>43,6</b>	1,47	271,93	2,72	0,054	1,856
904,8	<b>45,7</b>	1,54	306,82	3,07	0,050	1,724
1003,6	<b>47,7</b>	1,61	341,39	3,41	0,047	1,617
1103,8	<b>49,6</b>	1,67	376,50	3,77	0,044	1,525
1203	<b>51,4</b>	1,73	411,29	4,11	0,042	1,447
1302,4	<b>53,3</b>	1,79	446,11	4,46	0,040	1,383
1402,5	<b>55,2</b>	1,86	481,18	4,81	0,039	1,328
1502	<b>57,2</b>	1,93	516,00	5,16	0,037	1,283
1601,9	<b>59,3</b>	2,00	550,93	5,51	0,036	1,246
1701,2	<b>61,5</b>	2,07	585,61	5,86	0,035	1,216
1801,4	<b>63,8</b>	2,15	620,57	6,21	0,035	1,190
1900,4	<b>66,3</b>	2,23	655,04	6,55	0,034	1,172
2000,1	<b>69</b>	2,32	689,68	6,90	0,034	1,158

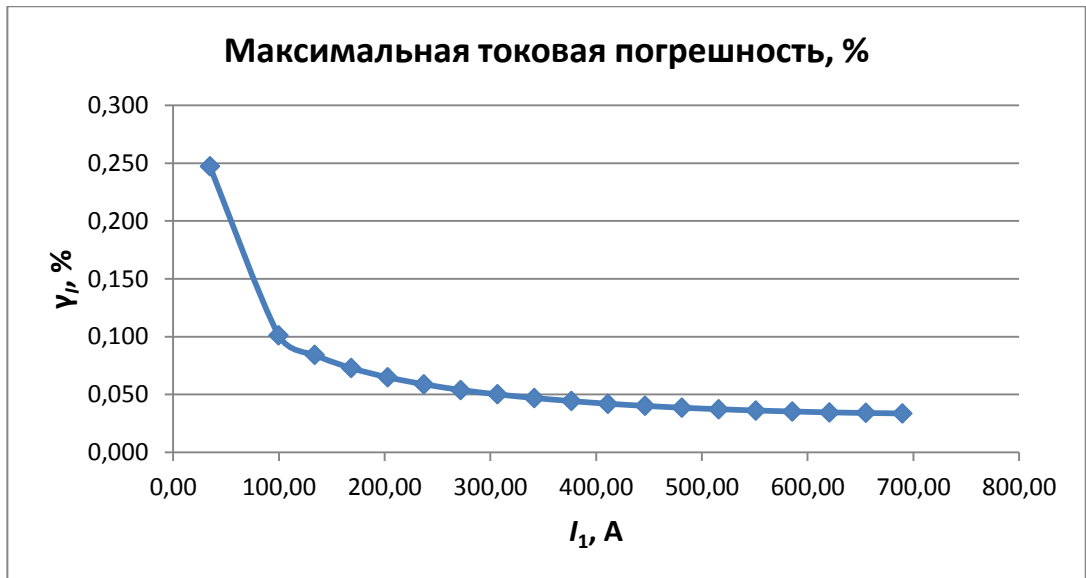


Рисунок 2.25. График зависимости максимальной токовой погрешности ТТ от первичного тока (метод подачи напряжения на вторичную обмотку).

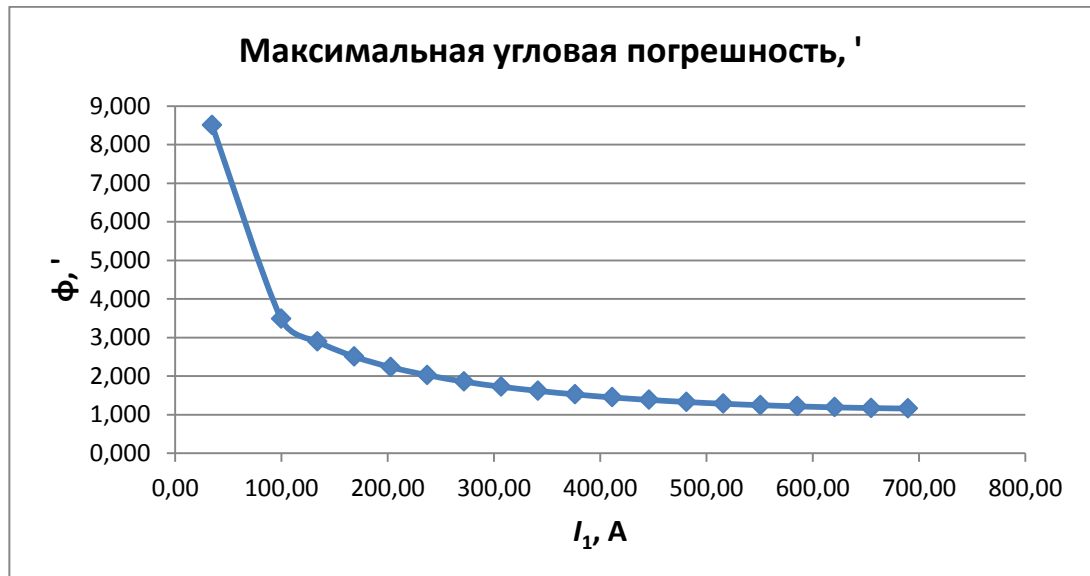


Рисунок 2.26. График зависимости максимальной угловой погрешности ТТ от первичного тока (метод подачи напряжения на вторичную обмотку).

### 2.7.2. Метод холостого хода

Суть метода сводится к следующему. Магнитный поток в магнитопроводе  $\Phi_0$ , который определяет ток намагничивания  $I_0$ , наводит на вторичной обмотке трансформатора ЭДС  $\varepsilon_2$ , пропорционально которой и протекает вторичный ток. То есть в номинальном режиме есть две взаимосвязанные величины – ток  $I_0$  и ЭДС  $\varepsilon_2$ . Причем, ток  $I_0$  неизвестен, но именно он практически полностью

определяет погрешность ТТ. В то же время, в режиме холостого хода (при разомкнутой вторичной обмотке) можно создать в магнитопроводе магнитный поток с помощью известного тока от генератора (имитация тока намагничивания) и измерить создаваемую им ЭДС на вторичной обмотке. Таким образом, устанавливается однозначная взаимосвязь между током намагничивания и ЭДС вторичной обмотки  $\varepsilon_2(I_{1,0})$ . По этой экспериментальной зависимости можно определить ток намагничивания в номинальном режиме (так как ЭДС вторичной обмотки в номинальном режиме можно измерить или вычислить), а значит и погрешность ТТ.

Таким образом, для начала необходимо получить экспериментальную зависимость ЭДС холостого хода (напряжение  $U_2$  на вторичной обмотке, когда она разомкнута) от первичного тока  $I_{1,0}$  (имитация тока намагничивания), создаваемого генератором. При этом напряжение обмотки за вычетом шума, вносимого генератором и внешними наводками, который присутствует и при отсутствии сигнала 50 Гц с генератора, определяется по формуле:

$$U_{2\_без\_шума} = \sqrt{U_2^2 - U_{шум}^2} \quad (2.66)$$

Результаты измерений для исследуемого трансформатора приведены в таблице 2.2 (жирным выделены результаты измерения).

Таблица 2.2

Результаты измерений ЭДС вторичной обмотки при подаче тока в первичную обмотку ТТ в режиме холостого хода

$I_{1,0}$ , мА	$U_2$ , мВ	$U_2$ без шума, мВ
0	<b>24,0</b>	-
1	<b>24,5</b>	4,9
5	<b>24,5</b>	4,9
10	<b>26,4</b>	11,0
19,9	<b>33,2</b>	22,9
28,8	<b>44,1</b>	37,0
39,7	<b>58,8</b>	53,7

49,6	<b>69,6</b>	65,3
59,7	<b>104,6</b>	101,8
69,7	<b>121,4</b>	119,0
79,7	<b>189,2</b>	187,7
89,6	<b>252,2</b>	251,1
99,6	<b>277,8</b>	276,8
109,8	<b>430,6</b>	429,9
119,8	<b>545,8</b>	545,3
129,8	<b>678,1</b>	677,7
139,8	<b>829,4</b>	829,1
149,8	<b>957,4</b>	957,1
159,8	<b>1172,3</b>	1172,1
169,8	<b>1360,8</b>	1360,6
179,8	<b>1550,0</b>	1549,8
189,8	<b>1736,3</b>	1736,1
199,8	<b>1917,4</b>	1917,2

На некотором токе холостого хода начинают проявляться искажения ЭДС вторичной обмотки (рисунок 2.27).



Рисунок 2.27. Осциллограмма напряжения на вторичной обмотке при токе холостого хода 70 мА.

Ранее отмечалось, что при таких искажениях результаты зависимости тока намагничивания и ЭДС вторичной обмотки не корректны, так как в номинальном режиме при синусоидальной ЭДС искажается ток намагничивания, а не наоборот. Тем не менее, как будет показано в дальнейшем, даже в таких условиях изменения ЭДС холостого хода дает адекватную оценку тока намагничивания, который имеет место в номинальном режиме.

На рисунке 2.28 приведен график зависимости полученной ЭДС холостого хода (напряжения разомкнутой вторичной обмотки) от тока намагничивания  $I_{1,0}$ .

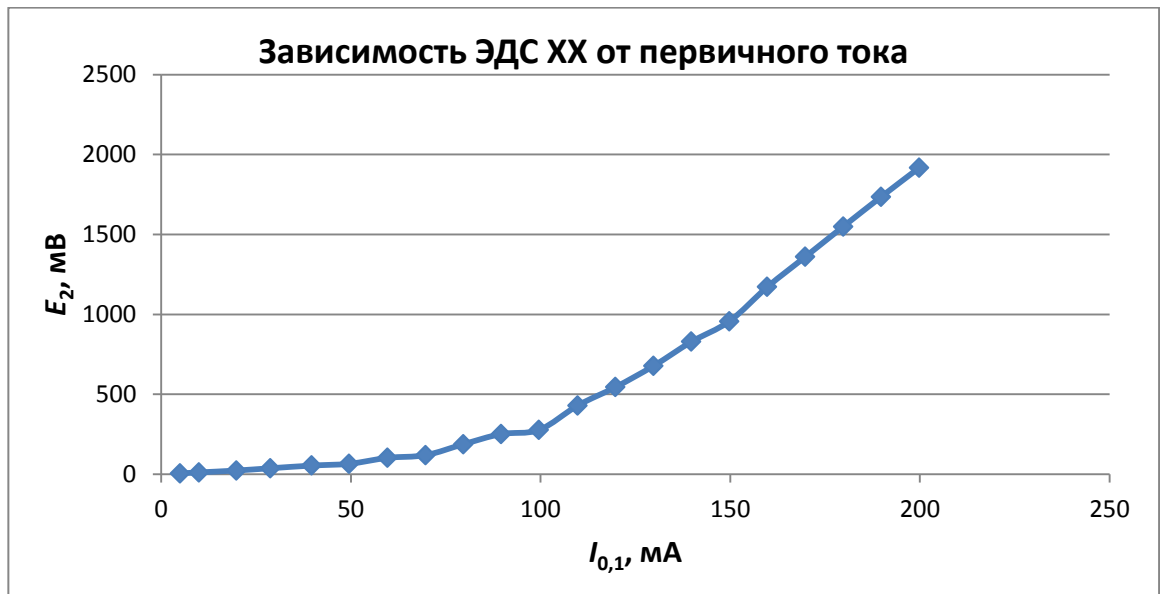


Рисунок 2.28. Зависимость ЭДС холостого хода от первичного тока.

После этого следует определить ЭДС вторичной обмотки  $\varepsilon_2$ , которая имеется при определенном первичном токе в номинальном режиме. А затем, приняв, что эта ЭДС равна напряжению вторичной обмотки в опыте холостого хода  $\varepsilon_2 = U_2$ , по полученным экспериментальным данным (таблица 2.2, рисунок 2.28) определить какой ток намагничивания присутствует в ТТ при такой ЭДС и соответственно вычислить погрешности ТТ.

ЭДС вторичной обмотки, которая будет иметь место на каком-либо первичном токе номинального режима, определим, используя значения сопротивления нагрузки и вторичной обмотки:

$$\varepsilon_2 = \frac{I_{1,0}}{n} (r_{2\text{обм}} + R_{2\text{н}}) \quad (2.67)$$

$n$  – коэффициент трансформации,  $r_{2обм}$  – активное сопротивление вторичной обмотки, для исследуемого трансформатора,  $R_{2н}$  – сопротивление нагрузки.

Для определения зависимости тока  $I_0$  от  $I_1$  целиком и построения графика, без привязки к конкретным значениям первичного тока, можно использовать только те значения первичного тока, для которых известна соответствующая ЭДС вторичной обмотки  $\varepsilon_2$ , которая была измерена в эксперименте (таблица 2.2) как ЭДС вторичной обмотки  $U_2$ . Для получения значений тока намагничивания для промежуточных значений первичного тока следует выполнить кусочно-линейную аппроксимацию экспериментальной зависимости  $\varepsilon_2(I_{1,0})$ .

Таким образом, ток холостого хода известен из экспериментальной зависимости, тогда можно определить предельные погрешности трансформатора. Формулы для определения погрешностей:

$$\gamma_I = \frac{I_{1,0}}{I_{1 \text{ экв}}} 100, \% \quad (2.68)$$

$$\varphi_{\max} = \frac{I_{1,0}}{I_{1 \text{ экв}}} \left( \frac{180}{\pi} \right) 60, ' \quad (2.69)$$

В данном случае деление именно на  $I_{1 \text{ экв}}$ , поскольку ток намагничивания в эксперименте определяется по первичной обмотке.

Вычисленные значения тока намагничивания и погрешности ТТ на различных первичных токах приведены в таблице 2.3, графики зависимости максимальных погрешностей – на рисунках 2.29-2.30.

Таблица 2.3

Результаты вычисления тока намагничивания и максимальных погрешностей ТТ в режиме холостого хода

$\varepsilon_2 = U_2$ , мВ	$I_1$ , А	$I_{2ном}$ , А	$I_{1,0}$ , мА	$\gamma_{I\max}$ , %	$\varphi_{\max}$ , '
<b>4,9</b>	1,75	0,02	5	0,286	9,822
<b>11</b>	3,93	0,04	10	0,255	8,751
<b>22,9</b>	8,18	0,08	19,9	0,243	8,365
<b>37</b>	13,21	0,13	28,8	0,218	7,492
<b>53,7</b>	19,18	0,19	39,7	0,207	7,116

<b>65,3</b>	23,32	0,23	49,6	0,213	7,311
<b>101,8</b>	36,36	0,36	59,7	0,164	5,645
<b>119</b>	42,50	0,43	69,7	0,164	5,638
<b>187,7</b>	67,04	0,67	79,7	0,119	4,087
<b>251,1</b>	89,68	0,90	89,6	0,100	3,435
<b>276,8</b>	98,86	0,99	99,6	0,101	3,464
<b>429,9</b>	153,54	1,54	109,8	0,072	2,458
<b>545,3</b>	194,75	1,95	119,8	0,062	2,115
<b>677,7</b>	242,04	2,42	129,8	0,054	1,844
<b>829,1</b>	296,11	2,96	139,8	0,047	1,623
<b>957,1</b>	341,82	3,42	149,8	0,044	1,507
<b>1172,1</b>	418,61	4,19	159,8	0,038	1,312
<b>1360,6</b>	485,93	4,86	169,8	0,035	1,201
<b>1549,8</b>	553,50	5,54	179,8	0,032	1,117
<b>1736,1</b>	620,04	6,20	189,8	0,031	1,052
<b>1917,2</b>	684,71	6,85	199,8	0,029	1,003



*Рисунок 2.29. График зависимости максимальной токовой погрешности ТТ от первичного тока (метод холостого хода).*

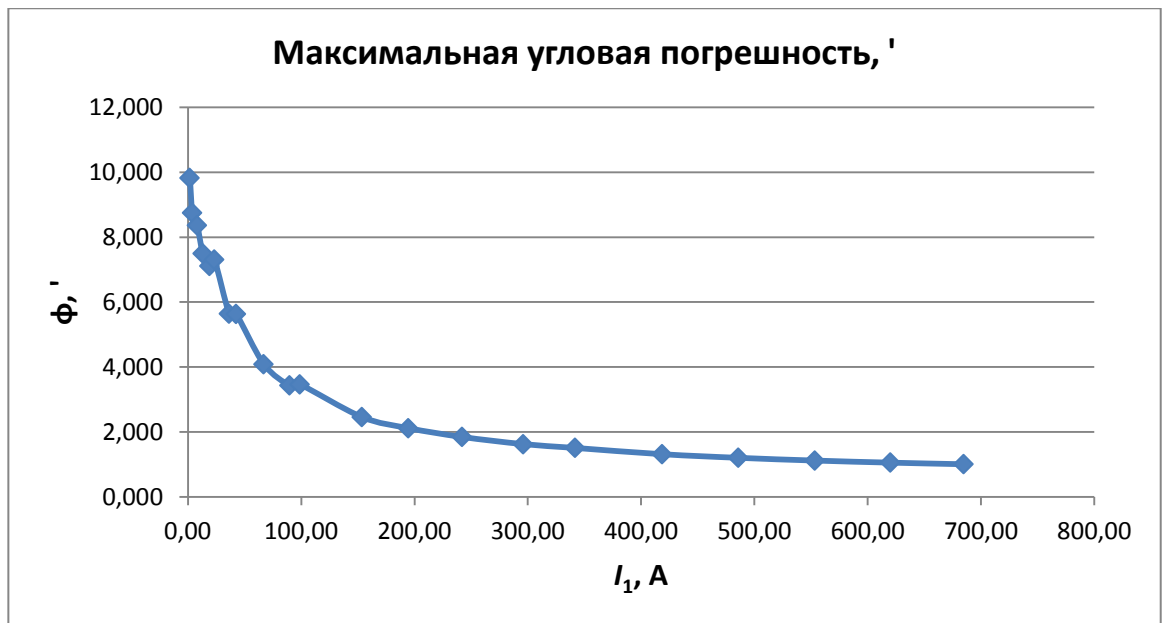


Рисунок 2.30. График зависимости максимальной угловой погрешности ТТ от первичного тока (метод холостого хода).

### 2.7.3. Поверка трансформатора тока в ЦСМ

Для определения погрешностей исследуемого ТТ стандартным дифференциальным методом, рекомендованном в [10], он прошел процедуру поверки в Новосибирском государственном центре стандартизации, метрологии и испытаний в Новосибирской области (Новосибирском ЦСМ). Условия поверки: температура окружающего воздуха 22,1 °С, атмосферное давление 99,8 кПа, относительная влажность воздуха 45 %, частота питающей сети 50,02 Гц, напряжение питающей сети 220,1 В. Средства поверки:

- Прибор сравнения КНТ-03 №167-07 ПГ  $\pm 0,001\%$ , 0,1 мин.
- Государственный эталон 1 разряда, коэффициента и угла масштабного преобразования синусоидального тока. Трансформатор тока эталонный двухступенчатый ИТТ-3000.5, зав. №227-07. Регистрационный №3.1.ЗНН.0363.2013. Приказ №1607 от 31.12.2013г.

Сканированные документы результатов поверки приведены в приложении Г.

Пределы погрешностей для эталонного трансформатора ИТТ-3000.5 1 разряда (класс точности 0,01) указаны в [38]. Результаты определения погрешностей трансформатора ТШП 0.66 500/5 при поверке в ЦСМ приведена в



таблице 2.4 (токовая погрешность инвертирована для отображения в положительных числах):

Таблица 2.4

Результаты определения погрешностей трансформатора ТШП 0.66 500/5 в ЦСМ

$I/I_n, \%$	$I_1, A$	$\gamma_1, \%$	$\varphi, '$
1	5	0,124	6,7
5	25	0,123	4,2
20	100	0,075	1,0
100	500	0,032	1,0
120	600	0,031	1,3

В ЦСМ определялись непосредственно токовая и угловая погрешности, а в методах холостого хода и подачи напряжения во вторичную обмотку – их предельные оценки. В связи с этим для адекватной оценки работы методов результаты поверки в ЦСМ необходимо пересчитать их в предельные оценки погрешностей. Исходя из полученных в ЦСМ данных можно определить разностный ток, по нему определить предельные оценки погрешностей ТТ и сравнить с результатами косвенных методов. Векторная диаграмма токов трансформатора тока показана на рисунке 2.31.

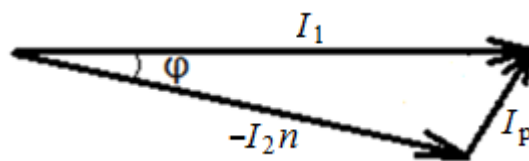


Рисунок 2.31. Упрощенная векторная диаграмма токов трансформатора тока.

Длина вектора  $I_2n$  (где  $n$  – коэффициент трансформации) известна, так как известна токовая погрешность  $I_2n = I_1 \left(1 - \frac{\delta}{100} \%\right)$ . Угол  $\varphi$  равен угловой погрешности. Тогда разностный ток (приблизительно равный току намагничивания, так как он вносит наибольший вклад в погрешность) можно вычислить по теореме косинусов:

$$I_p^2 = I_1^2 + \left(1 - \frac{\delta}{100\%}\right) I_1^2 - 2I_1 I_1 \left(1 - \frac{\delta}{100\%}\right) \cos(\varphi) \quad (2.70)$$

Отсюда

$$I_p = I_1 \sqrt{\left(1 - \frac{\delta}{100\%}\right)^2 + 1 - 2 \left(1 - \frac{\delta}{100\%}\right) \cos\varphi} \quad (2.71)$$

Этот разностный ток приведен к первичному току. Результаты вычисления разностного тока, а также предельных погрешностей (по формулам 2.60, 2.61) приведены в таблице 2.5.

Таблица 2.5

Результаты вычисления разностного тока и максимальных погрешностей ТТ по результатам поверки в ЦСМ

$I_1, \text{A}$	$I_{\text{разн.}}, \text{mA}$	$\gamma_{\text{max}}, \%$	$\varphi_{\text{max}}, '$
5	11,54	0,231	7,938
25	43,33	0,173	5,958
100	80,44	0,080	2,765
500	216,21	0,043	1,487
600	293,36	0,049	1,681

### 2.6.1. Сравнение результатов определения погрешностей всеми методами

На графиках на рисунках 2.32-2.33 приведены зависимости максимальных оценок погрешностей трансформатора тока от первичного тока, определенные различными методами (метод холостого хода, метод подачи напряжения во вторичную обмотку и результаты поверки в ЦСМ по методу, описанному в [10]).

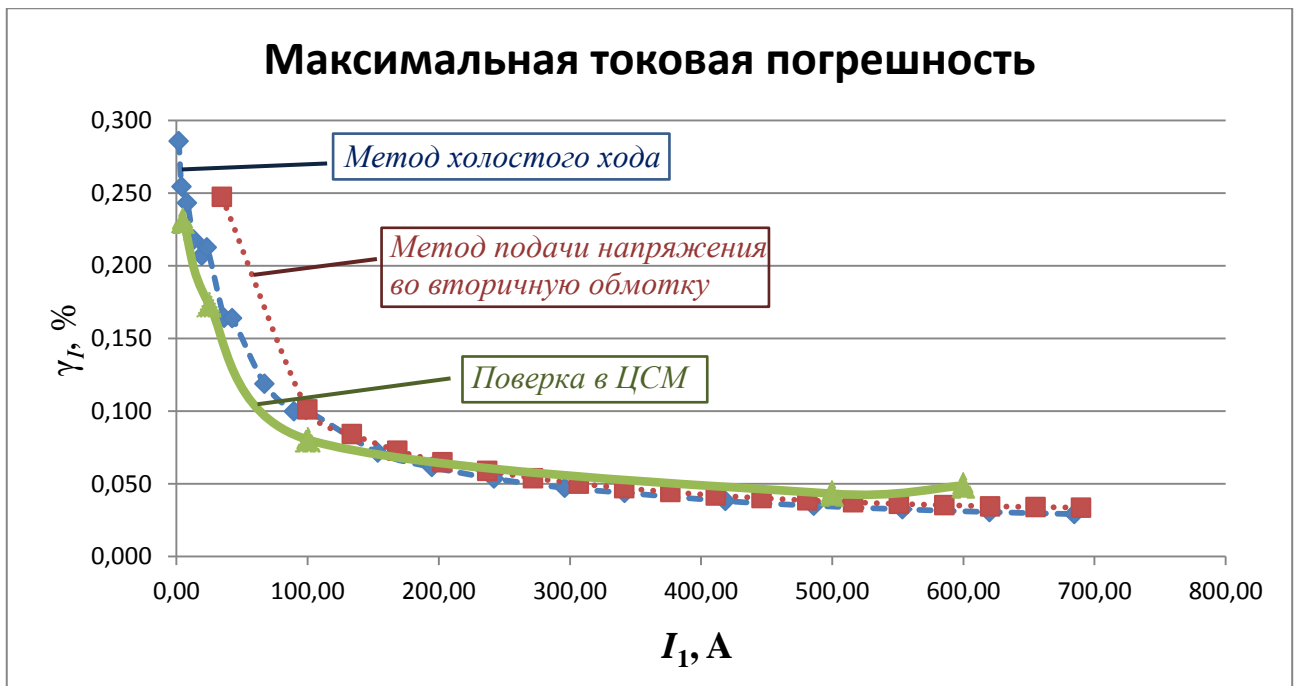


Рисунок 2.32. Зависимости максимальной токовой погрешности от первичного тока, определенной косвенными методами и при поверке в ЦСМ.

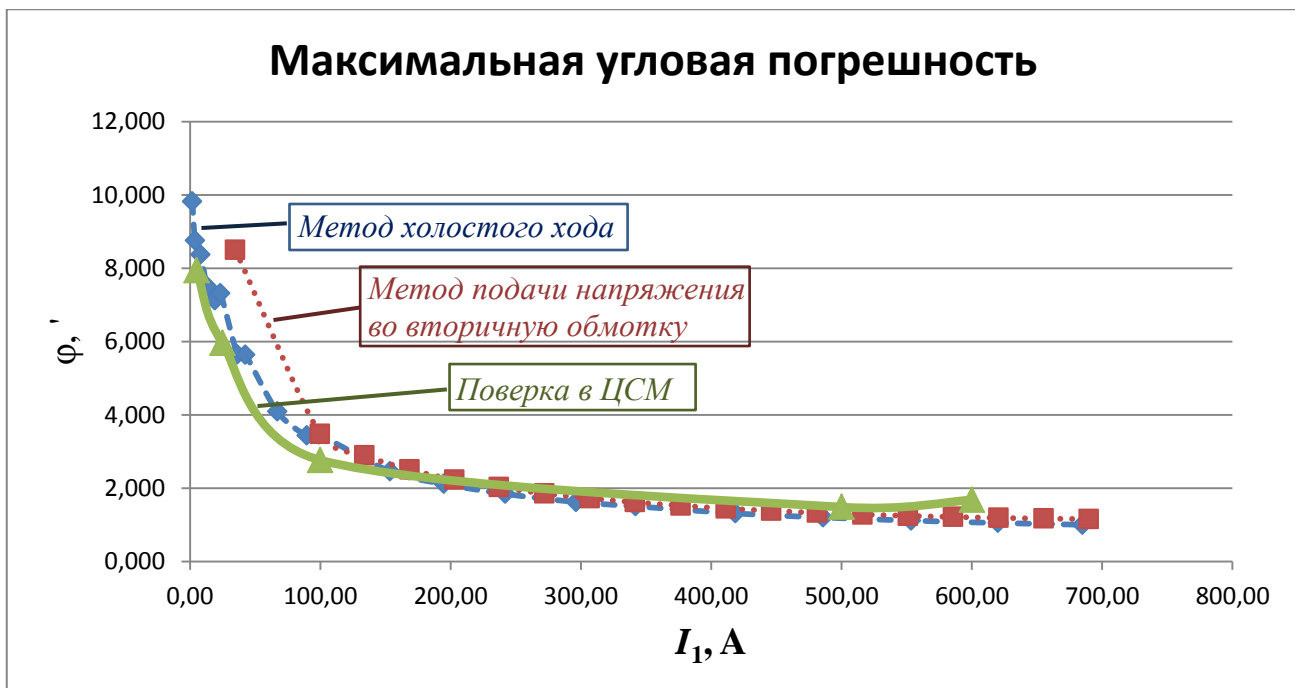


Рисунок 2.33. Зависимости максимальной угловой погрешности от первичного тока, определенной косвенными методами и при поверке в ЦСМ.

Из приведенных графиков видно, что расхождение между результатами, полученными всеми тремя методами незначительно. Следовательно, косвенные

методы дают корректную оценку предельных погрешностей трансформатора тока.

В экспериментах по определению тока намагничивания ток и напряжение можно задавать с помощью менее точного источника, чем УППУ-МЭ 3.1КМ-С. Например, для установки первичного тока в методе холостого хода можно использовать ЛАТР, подключенный к промышленной сети 220В/50Гц и токоограничивающий резистор, контролируя значение тока амперметром. Аналогично, в методе подачи напряжения во вторичную обмотку напряжение можно устанавливать с помощью ЛАТРа, подключенного к промышленной сети 220 В/50 Гц и понижающего трансформатора, контролируя значение напряжения с помощью вольтметра.

### **2.6.2. Оценка влияния инструментальных погрешностей на косвенные методы определения погрешностей трансформатора тока**

Оценим вклад погрешностей измерительных приборов, используемых в косвенных методах, в погрешность предельной оценки погрешности исследуемого трансформатора тока.

*Метод подачи напряжения во вторичную обмотку.* Согласно работе метода, сначала оценивается эквивалентный первичный ток, который в номинальном режиме давал бы такую же ЭДС на вторичной обмотке  $\varepsilon_2$ , что и задаваемое с генератора напряжение  $U_2$ :

$$I_{1 \text{ экв}} = \frac{U_2}{r_2 + r_{\text{обм}}} n \quad (2.72)$$

Токовая погрешность ТТ определяется как:

$$\gamma_I = \frac{I_{2,0}}{I_{1 \text{ экв}}/N} = \frac{I_{2,0}(r_2 + r_{\text{обм}})}{U_2} \quad (2.73)$$

Предположим, что амперметр, измеряющий ток  $I_{2,0}$  имеет абсолютную погрешность в конкретной заданной точке  $\Delta_{I_{2,0}} = \Delta_A + \delta_A I_{2,0}$ , где  $\Delta_A$  – аддитивная погрешность мультиметра,  $\delta_A$  – мультипликативная погрешность мультиметра. Тогда погрешность оценки погрешности ТТ, вызванная погрешностью измерения тока, составит:

$$\begin{aligned} \frac{\gamma_I - \gamma_{I_0}}{\gamma_{I_0}} &= \frac{\gamma_I}{\gamma_{I_0}} - 1 = \frac{\frac{(I_{2,0} + \Delta I_2)(r_2 + r_{обм})}{U_2}}{\frac{I_2(r_2 + r_{обм})}{U_2}} - 1 = \frac{I_{2,0} + \Delta I_2}{I_{2,0}} - 1 = \\ &= \frac{\Delta I_2}{I_{2,0}} = \frac{\Delta_A + \delta_A I_2}{I_{2,0}} = \frac{\Delta_A}{I_{2,0}} + \delta_A \end{aligned} \quad (2.74)$$

Здесь  $\gamma_{I_0}$  – точное значение максимальной токовой погрешности ТТ,  $\gamma_I$  – оцененное методом подачи напряжения во вторичную обмотку значение максимальной токовой погрешности ТТ.

Аддитивная погрешность амперметра незначительная, и с ростом тока  $\frac{\Delta_A}{I_{2,0}} \rightarrow 0$ . Поэтому на сравнительно больших токах погрешность оценки токовой погрешности ТТ будет равна мультипликативной погрешности амперметра.

Генератор напряжения имеет абсолютную погрешность в конкретной заданной точке  $\Delta_{U_2} = \Delta_U + \delta_U U_2$ , где  $\Delta_U$  – аддитивная погрешность измерителя,  $\delta_U$  – мультипликативная погрешность измерителя. Тогда погрешность оценки токовой погрешности ТТ, вызванная погрешностью измерения напряжения на вторичной обмотке, составит:

$$\begin{aligned} \frac{\gamma_I - \gamma_{I_0}}{\gamma_{I_0}} &= \frac{\gamma_I}{\gamma_{I_0}} - 1 = \frac{\frac{I_{2,0}(r_2 + r_{обм})}{(U_2 + \Delta_{U_2})}}{\frac{I_{2,0}(r_2 + r_{обм})}{U_2}} - 1 = \frac{U_2}{(U_2 + \Delta_{U_2})} - 1 = \\ &= \frac{U_2 - U_2 - \Delta_{U_2}}{U_2 + \Delta_{U_2}} = -\frac{\Delta_{U_2}}{U_2 + \Delta_{U_2}} = \frac{\Delta_U + \delta_U U_2}{U_2 + \Delta_U + \delta_U U_2} = \frac{\frac{\Delta_U}{U_2} + \delta_U}{1 + \frac{\Delta_U}{U_2} + \delta_U} \end{aligned} \quad (2.75)$$

Аддитивная погрешность измерителя напряжения, как правило, незначительная, и с ростом напряжения  $\frac{\Delta_U}{U_2} \rightarrow 0$ . Тогда вклад его относительной погрешности в погрешность оценки токовой погрешности ТТ составит  $\frac{\delta_U}{1 + \delta_U}$ . Таким образом, вклад погрешности измерения напряжения на вторичной обмотке в погрешность оценки токовой погрешности ТТ меньше, чем сама относительная погрешность измерителя напряжения.

Оценка активного сопротивления вторичной обмотки имеет погрешность, в то время как сопротивление нагрузки не используется непосредственно в эксперименте и задается точно. Погрешность измерения сопротивления омметром

составляет  $\Delta_r = \Delta_\Omega + \delta_\Omega r_{\text{обм}}$ , где  $\Delta_\Omega$  – аддитивная погрешность омметра,  $\delta_\Omega$  – мультипликативная погрешность омметра. Тогда погрешность оценки токовой погрешности ТТ, вызванная погрешностью измерения активного сопротивления на вторичной обмотке, составит:

$$\frac{\gamma_I - \gamma_{I_0}}{\gamma_{I_0}} = \frac{\gamma_I}{\gamma_{I_0}} - 1 = \frac{\frac{I_{2,0}(r_2 + r_{\text{обм}} + \Delta r_{\text{обм}})}{U_2}}{\frac{I_{2,0}(r_2 + r_{\text{обм}})}{U_2}} - 1 = \frac{\Delta r_{\text{обм}}}{(r_2 + r_{\text{обм}})} = \frac{\Delta_\Omega + \delta_\Omega r_{\text{обм}}}{r_2 + r_{\text{обм}}} \quad (2.76)$$

Видно, что если номинальное сопротивление вторичной нагрузки много больше сопротивления вторичной обмотки, то погрешность измерения сопротивления обмотки практически не влияет на погрешность оценки токовой погрешности трансформатора. Если же сопротивления вторичной обмотки и нагрузки близки по значению, то погрешность оценки погрешности трансформатора примерно равна относительной погрешности измерения сопротивления обмотки.

Таким образом, погрешность оценки токовой погрешности ТТ складывается преимущественно из относительных погрешностей измерительных приборов. Для угловой погрешности вклад погрешностей измерительных приборов определяется аналогично. Тогда если, к примеру, измерители имеют класс точности 2, то их суммарный вклад в погрешность оценки погрешностей составит порядка 4-6 %.

**Метод холостого хода.** В методе холостого хода сначала оценивается ЭДС вторичной обмотки, которая имеет место в номинальном режиме на заданном первичном токе:

$$\varepsilon_2 = \frac{I_1}{n} (r_{2\text{обм}} + R_H) \quad (2.77)$$

Относительная погрешность оценки  $\varepsilon_2$  будет равна относительной погрешности измерения активного сопротивления обмотки.

После этого определяется экспериментальная зависимость  $\varepsilon_2(I_{1,0})$  в режиме холостого хода (при разомкнутой вторичной обмотке). Погрешность тока намагничивания, которая напрямую связана с погрешностью оценки максимальной погрешности ТТ, складывается из относительных погрешностей измерения тока первичной обмотки  $I_{1,0}$  и ЭДС вторичной обмотки  $\varepsilon_2$ . Ток

намагничивания  $I_0$  для определения максимальных погрешностей ТТ определяется из полученной зависимости  $\varepsilon_2(I_{1,0})$ . Значения из промежуточных точек, где не было измерений, производится с помощью кусочно-линейной аппроксимации. Это может внести некоторую дополнительную погрешность, но также порядка единиц процентов, если измеренных значений достаточно много, так как зависимость близка к линейной. С учетом этого погрешность оценки параметра ТТ по методу холостого хода может составить 4-6 %, если использовать измерители тока и сопротивления класса точности 2, аналогично как в методе подачи напряжения во вторичную обмотку.

Таким образом, при использовании косвенных методов вклад инструментальных погрешностей используемых измерительных приборов вносит не существенный вклад в погрешность оценки максимальных погрешностей ТТ – порядка 4-6 % при использовании измерителей класса точности 2.

### **2.7. Оценивание погрешностей активного трансформатора тока**

Описанные методы оценивания тока намагничивания (метод холостого хода и метод подачи напряжения во вторичную обмотку) применимы к стандартным трансформаторам тока, состоящих из первичных и вторичных обмоток и магнитопровода. Для трансформаторов с различными схемами компенсации погрешностей и для активных трансформаторов тока данные методы не применимы. Так и для разработанного активного трансформатора тока данные методы не подходят, поскольку в режиме холостого хода на выходе разомкнутой вторичной обмотки будет просто напряжение питания усилителя, а подавать напряжение во вторичную обмотку не представляется возможным из-за наличия усилителя. То есть активный трансформатор тока может функционировать только в том виде как он показан на рисунке 2.3.

Тем не менее, оценить погрешности активного трансформатора тока косвенными методами также возможно. ЭДС индикаторной обмотки пропорциональна току намагничивания, который, в свою очередь, определяет погрешности трансформатора. При этом если трансформатор тока работает как

обычный трансформатор тока без усилителя, но с намотанной дополнительной индикаторной обмоткой, то ЭДС на ней также пропорциональна току намагничивания. При этом, данная ЭДС больше аналогичной ЭДС активного трансформатора тока во столько же раз, во сколько раз больше максимальные погрешности ТТ. Тогда для оценки максимальных погрешностей АТТ необходимо выполнить следующие действия:

1. Определить максимальные погрешности используемого ТТ  $\gamma_{I_{ТТ \max}}(I_1)$ ,  $\delta_{ТТ \max}(I_1)$  при различных значениях первичного тока любым способом (они могут быть известны из паспорта трансформатора);
2. Намотать индикаторную обмотку и измерить напряжение на ней (обмотка разомкнута) при тех же первичных токах (в номинальном режиме, когда вторичная обмотка замкнута на номинальную вторичную нагрузку)  $E_{\text{инд.ТТ}}(I_1)$ ;
3. Подключить к имеющейся индикаторной обмотке усилитель и замкнуть его выход на вторичную обмотку, получив тем самым активный трансформатор тока (рисунок 2.3);
4. Измерять напряжение на индикаторной обмотке  $E_{\text{инд.АТТ}}(I_1)$  при тех же значениях первичного тока, что и в п. 2;
5. Определить коэффициент уменьшения ЭДС дополнительной обмотки при исследуемых первичных токах  $n_{err} = E_{\text{инд.ТТ}}(I_1)/E_{\text{инд.АТТ}}(I_1)$ ;
6. Вычислить максимальные значения погрешностей АТТ для каждого значения первичного тока  $\gamma_{I_{АТТ \max}}(I_1) = \frac{\gamma_{I_{ТТ \max}}(I_1)}{n_{err}}$ ;  $\delta_{АТТ \max}(I_1) = \frac{\delta_{ТТ \max}(I_1)}{n_{err}}$ .

Таким образом, оценка погрешностей АТТ получается из оценок погрешностей обычного ТТ, на основе которого он выполнен. Они будут меньше во столько же раз, во сколько меньше ток намагничивания и индуцируемая им ЭДС на индикаторной обмотке. В проводимых экспериментах ЭДС дополнительной обмотки оказалась примерно в 20 раз меньше, чем в соответствующем стандартном трансформаторе (класса точности 0,1),



следовательно, во столько же раз меньше его токовая и угловая погрешности. Таким образом, класс точности активного трансформатора тока составил 0,005.

## 2.8. Выводы по второму разделу

Разработанный активный трансформатор тока состоит из двухобмоточного измерительного трансформатора тока, на который намотана дополнительная обмотка. Напряжение с дополнительной обмотки подается на усилитель напряжения, а его выходной сигнал подается на вторичную обмотку, образуя обратную связь. Токовая и угловая погрешности активного трансформатора тока могут быть в десятки раз меньше погрешностей используемого в качестве основы трансформатора: степень уменьшения погрешностей зависит от параметров усилителя (в первую очередь коэффициента усиления на частоте 50 Гц) и количества витков дополнительной обмотки. При этом активный трансформатор тока может функционировать с погрешностью в несколько процентов даже при воздействии сильного постоянного внешнего магнитного поля. В проводимых экспериментах погрешность АТТ по оценке ее косвенным методом (по ЭДС дополнительной обмотки) при работе в номинальном режиме оказалась в 20 раз меньше погрешности стандартного ТТ, на основе которого был собран активный трансформатор. При этом погрешность АТТ зависит от параметров усилителя. При воздействии внешнего постоянного магнитного поля погрешность АТТ оценивалась прямыми методами и в лучшем случае токовая погрешность составила около 1 %, угловая 6 °, в то время как стандартный трансформатор тока в тех же условиях имел токовую погрешность около –90 %, угловую 90 °.

Разработанные методы оценки погрешностей измерительных трансформаторов тока позволяют произвести предельную косвенную оценку погрешностей без использования дорогих эталонных средств измерения. Они основаны на измерении тока намагничивания ТТ (методом холостого хода и подачи напряжения во вторичную обмотку), для чего требуются стандартные лабораторные генераторы и измерительные приборы, которые могут иметь класс точности ниже, чем у исследуемого трансформатора тока. Эталонные

трансформатор и компаратор тока при этом не используются. Методы дают именно предельную оценку погрешностей: реальные погрешности будут не больше полученных значений. Сравнение результатов экспериментов по определению предельных оценок погрешностей трансформатора тока ТШП 0,66 500/5 УЗ разработанными косвенными методами с результатами поверки в Новосибирском ЦСМ показало, что косвенные методы дают корректную оценку предельных погрешностей трансформатора тока. Ограничением разработанных косвенных методов оценки погрешностей трансформаторов тока является то, что они применимы только для стандартных трансформаторов, без схем компенсации и активных схем.

### **3. Автоматизированный технологический контроль при серийном производстве счетчиков электроэнергии**

В третьем разделе представлен комплекс решений для автоматизации технологического контроля счетчиков электроэнергии при их производстве. К ним относятся разработанные специализированные технологические модули, автоматизированные технологические стенды и программное обеспечение. Приведено сравнение разработанных и существующих технологических стендов: их конструкции, характеристик, производительности.

Современные приборы учета (счетчики) электроэнергии позволяют измерять множество различных электрических параметров (энергию, мощность, ток, напряжение, частоту и др.). Также многие электронные счетчики имеют функции, не связанные непосредственно с измерениями – хранение и передачу данных, детектирование внешних событий, отключение абонента и другие. Многие счетчики способны объединяться в информационную сеть. За счет этого главное управляющее устройство сети (концентратор, маршрутизатор или персональный компьютер) может обмениваться данными с удаленными счетчиками, используя промежуточные счетчики как ретрансляторы. В настоящее время получает распространение протокол передачи данных, соответствующий стандарту IEC 62056 (DLMS/COSEM). DLMS/COSEM. В [18] сказано, что это стек-ориентированный протокол, базирующийся на концепциях модели OSI, регламентирующий обмен данными между приборами учета и системами сбора данных, в основе которого лежит клиент-серверная архитектура. Некоторые российские счетчики электроэнергии поддерживают данный протокол, например счетчики АО «РиМ» 189.2х, 489.2х [30].

Несмотря на все многообразие функций электросчетчика самой главной остается измерение электроэнергии с высокой точностью. Согласно постановлению Правительства РФ № 442 [23] счетчики граждан (физических лиц) должны иметь класс точности 2.0 и выше, счетчики на вводах многоквартирных домов – 1.0 и выше, мощные потребители (организации, предприятия) – 1,0 или

0,5S и выше: в зависимости от мощности и напряжения. Отсюда видно, что индукционные счетчики производства конца XX века с классом точности 2,5 в настоящее время использовать нельзя и их необходимо заменять. Выпускаемые новые счетчики электроэнергии, как отмечено выше, должны иметь класс точности 2,0, 1,0, 0,5S. Большинство выпускаемых современных приборов учета электроэнергии имеют класс точности 1,0 (счетчики «РиМ» (например РиМ181, РиМ189, РиМ489) [30], счетчики «Энергомера» (например СЕ101, СЕ200, СЕ102, ЦЭ6803) [32], счетчики «Меркурий» (например Меркурий 234, Меркурий 236, Меркурий 230) [33]). Но некоторые модели счетчиков перечисленных производителей имеют классы точности 2,0 и 0,5S.

В связи с указанными факторами, производство современных электронных счетчиков электроэнергии является сложным высокотехнологичным процессом, а для обеспечения высокого качества серийно выпускаемой продукции необходимо обеспечить всесторонний контроль всех изготавливаемых приборов на всех этапах производства.

### **3.1. Технологические модули для автоматизированных стендов**

#### **3.1.1. Модуль дискретного ввода-вывода**

При промышленном производстве счетчиков электроэнергии часто возникает задача коммутаций различных цепей. Например, подключение и отключение питания, различных блоков и модулей, коммутации сигналов и т.д. Иногда такие задачи решаются с помощью ручного управления с использованием различных тумблеров, кнопок, переключателей. Однако такой подход неэффективен с точки зрения производительности труда, а также долговечности оборудования. Поэтому целесообразнее использовать автоматическое управление процессом, особенно при больших объемах производства. Для этого, во-первых, требуется управляющее устройство, которое задает логику работы системы, а, во-вторых, исполнительные устройства, которые непосредственно выполняют все коммутации. Управляющим устройством может служить цифровой модуль

дискретного вывода, а исполнительными устройствами могут быть электромагнитные или оптические реле, полупроводниковые ключи, транзисторы.

Кроме этого, в некоторых задачах при контроле производимой продукции требуется оценить состояние устройства. Например, замкнута цепь или разомкнута, высокий сигнала в цепи или низкий, функционирует устройство световой индикации или нет и др. Как и в случае с управлением коммутациями, эту задачу эффективней может решать устройство с дискретными входами, нежели человек-оператор. Таким образом, для автоматизации процессов производства и контроля часто необходимо использовать модули с дискретными входами и выходами. На рынке существует большое количество таких устройств различных производителей и с различными функциональными возможностями, например модули National Instruments, Advantage, Access, Integ, Lab Jack, Овен и др. Однако они имеют некоторые недостатки. Во-первых, они достаточно дороги (большая часть – импортные приборы). Во-вторых, они чаще всего имеют определенную узкую специфику. Например, плата только с маломощными дискретными входами/выходами, или плата только с гальванически изолированными входами/выходами. На практике же обычно требуется работать с разнородными цепями. Поэтому для автоматизации конкретного участка производства приходится либо использовать сразу несколько разных модулей ввода/вывода, которые будут загружены лишь частично, либо к простым модулям дополнительно разрабатывать платы сопряжения с гальванической развязкой, источниками питания и т.д. Кроме этого, часто такие модули работают только со специальными драйверами и управляющую программу можно написать только в определенной среде разработки (например, модули National Instruments программируются только из среды LabVIEW). В связи с этим, актуальной задачей для реального производства является создание универсального модуля дискретного ввода-вывода с большим количеством дискретных входов и выходов различных типов, при использовании которого можно реализовать управление определенным этапом технологического процесса производства и который может управляться с компьютера без использования специальных драйверов. Кроме

этого, при собственной разработке модуля имеется возможность модификации программного обеспечения (прошивки) для выполнения специализированных задач, что невозможно для аналогичных покупных приборов. Разрабатываемый модуль ориентирован в первую очередь на использование его на предприятии, которое производит счетчики электроэнергии. Функциональная схема модуля приведена на рисунке 3.1.

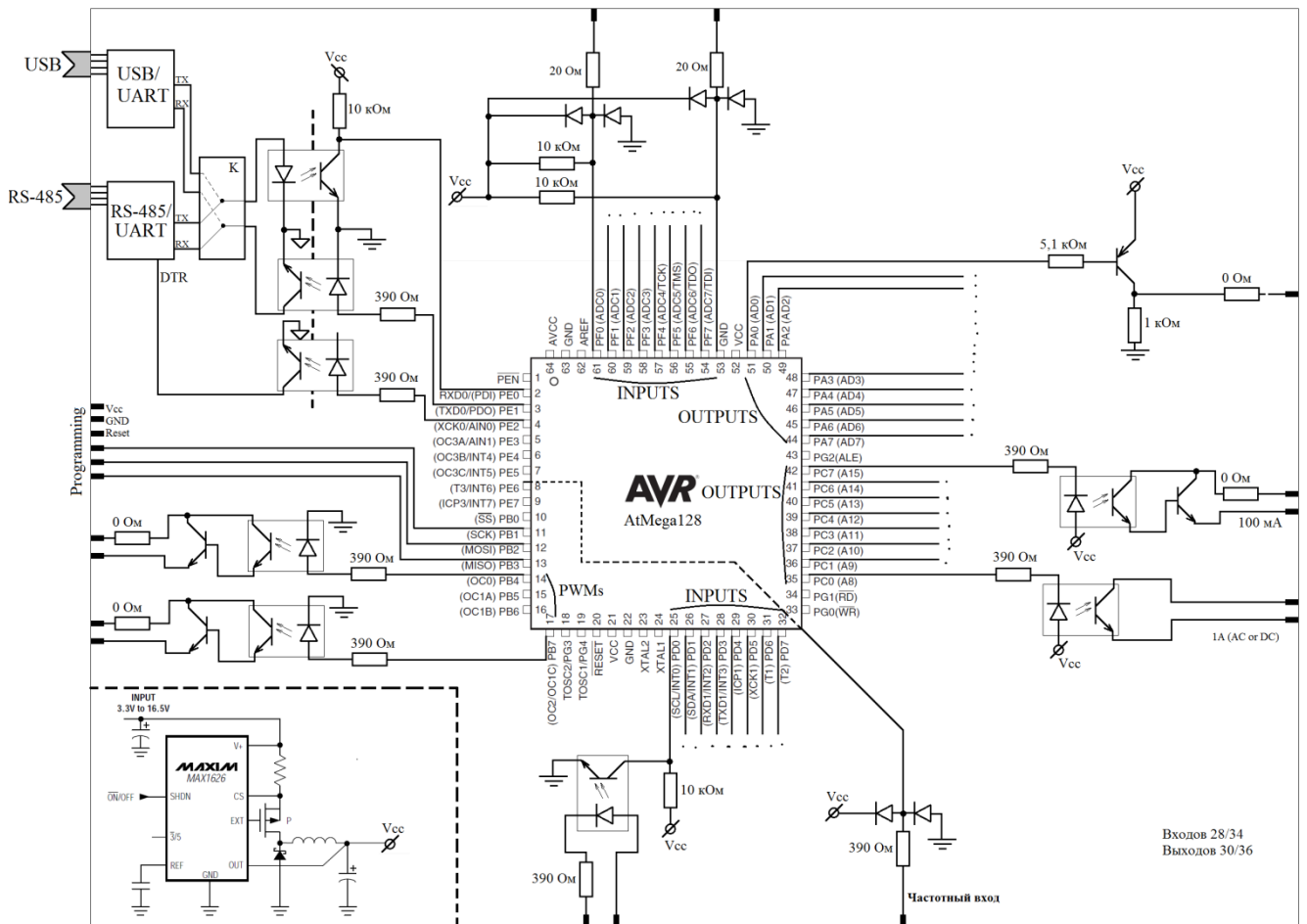


Рисунок 3.1. Функциональная схема модуля дискретного ввода-вывода.

Подробная структура разработанного модуля дискретного ввода-вывода, а также его элементная база и конструкция приведены в [26]. Часть выходов модуля имеют гальваническую развязку, необходимость использования которой в ряде цепей обоснована в [22].

Важное достоинство разработанного модуля – возможность конфигурировать его под конкретную задачу путем написания специализированной прошивки. В этом его существенные преимущества перед многими аналогичными устройствами сторонних производителей [26]. Он используется в ряде

технологических стендов контроля счетчиков электроэнергии на предприятии АО «Радио и Микроэлектроника», о чем подробнее будет сказано в следующих подразделах. Фотография разработанного модуля приведена в приложении Д (рисунок Д1)

### **3.2.2. Технологический USB-концентратор**

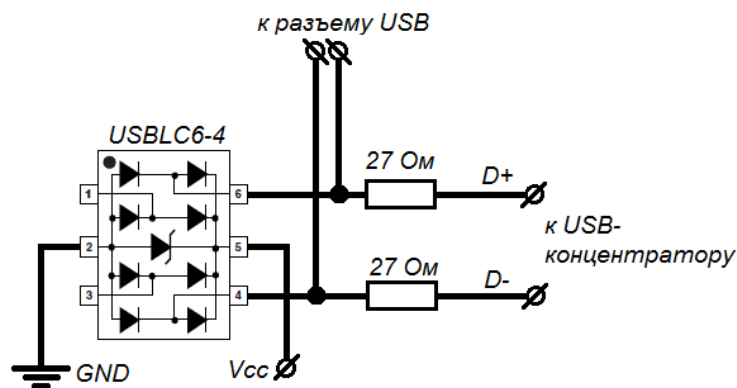
В технологических стендах для контроля счетчиков электроэнергии при производстве имеется ряд специализированных модулей (контроллеры, конвертеры интерфейсов, сканеры, измерительные и управляющие модули и т.д.). Многие из них подключаются к компьютеру по распространенной в настоящее время шине USB. При работе часто возникает проблема сбоев и зависаний таких модулей. То есть при определенных условиях подключенный по USB модуль теряет связь с компьютером, делая невозможным дальнейший процесс проверки. В таких случаях проблема решается единственным способом: отключением USB-кабеля от этого модуля и повторного его подключения. В этом случае модуль возобновляет свою работу, но, во-первых, такие манипуляции отнимают время, вынуждают располагать модули близко к оператору, в доступном для него месте, и самое главное: если зависание произошло во время проверки счетчика (а так чаще всего и происходит), то проверку приходится повторять заново. Все это создает трудности и потери времени на данном стенде и снижает производительность труда.

Как показали эксперименты, чаще всего сбои и зависания USB-модулей происходит импульсных помех на линиях питания или данных. Источников импульсных помех в стендах проверки приборов может быть большое количество: коммутация напряжений, токов, работа приводов и др., в том числе и на соседних стендах. Помехи могут распространяться как по проводам, так и посредством радиоволн.

В [27] указано, что по своим параметрам такие импульсные помехи часто близки к импульсам, вызванным электростатическим разрядом (electrostatic discharge – ESD), хотя и значительно меньше по амплитуде (несколько вольт,

редко десятков вольт). Поэтому для борьбы с этими помехами можно применять те же методы и средства, что и для подавления импульсов ESD. Для этого используются разного рода подавители разрядов – супрессоры. В [46] приведены основные типы применяемых в настоящее время супрессоров: комбинированные супрессоры диодного типа, комбинированные транзисторные TSV-супрессоры, дискретные супрессоры, а также их сравнительный анализ. В разработанном технологическом USB-концентраторе для защиты от импульсных помех применяется микросхема USBLC6-4. В документации [73] указано, что паразитные емкости составляют 3 пФ и не вносят существенных искажений в сигналы интерфейса.

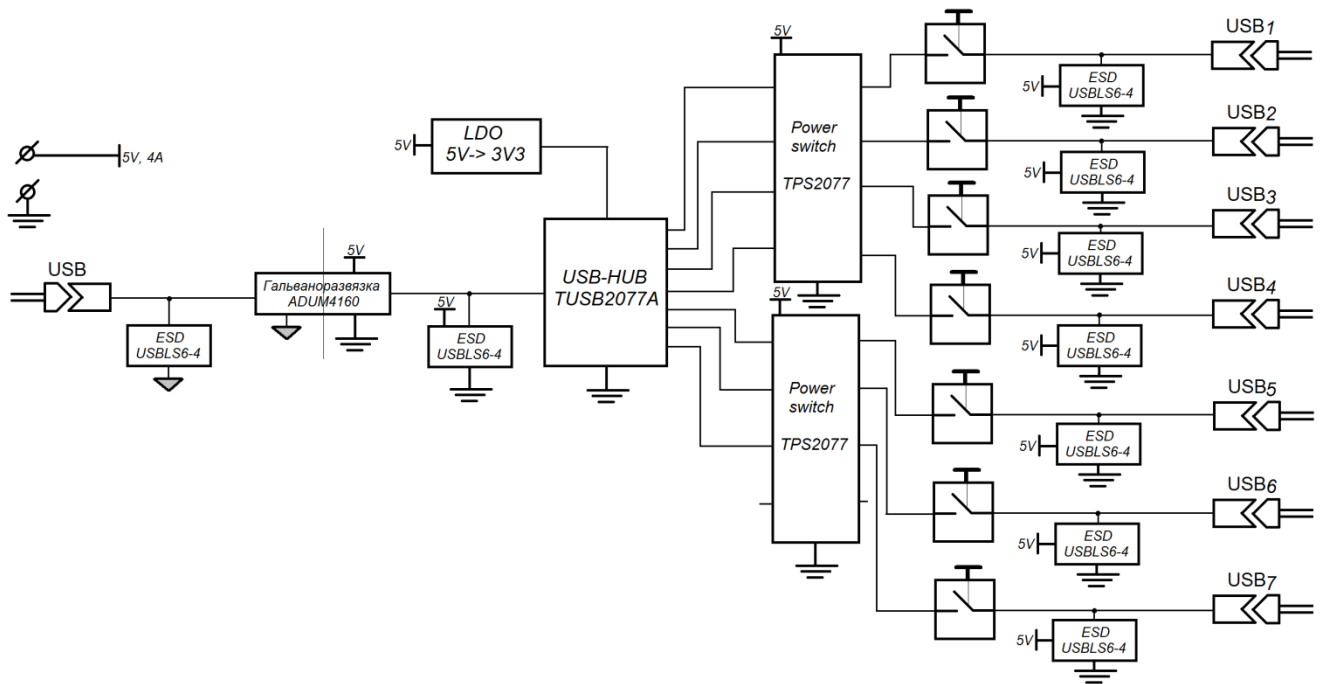
Кроме этого, как отмечено в [16], использование последовательных резисторов в защищаемой линии также способствует эффективному уменьшению токов от ESD. Поэтому два указанных метода: использование диодного супрессора и последовательных резисторов и легли в основу защиты линий USB от импульсных помех в разрабатываемом технологическом концентраторе. На рисунке 3.2 показана схема подключения указанных элементов к шине USB (рисунок приводится из [27]).



*Рисунок 3.2. Принципиальная схема подключения резисторов и диодного супрессора к шине USB.*

С учетом описанных методов защиты от импульсных помех разработан 7-портовый USB-концентратор с гальванической развязкой. Подробное описание приведено в [27]. Функциональная схема показана на рисунке 3.3, фотография приведена в приложении Д (рисунок Д.2).





*Рисунок 3.3. Функциональная схема технологического USB-концентратора с защитой от импульсных помех.*

Кроме этого, в [27] описан разработанный интерфейсный блок. Он в едином корпусе содержит описанный USB-концентратор, источник питания и до четырех конверторов интерфейсов, которые часто используются в технологических стендах. Все USB-устройства подключаются через кнопку, что делает удобной их последовательную настройку в операционной системе.

Тестирование разработанного технологического USB-концентратора на одном из испытательных стендов показало, что зависаний USB-модулей из-за влияния импульсных помех не происходит. В то же время на аналогичном стенде при использовании обычного покупного USB-концентратора наблюдалось по несколько (до 10 и более) зависаний USB-модулей в течение рабочей смены.

Таким образом, разработанный прибор позволяет решить проблему со сбоями USB-модулей из-за импульсных помех на испытательных стендах. Кроме этого, разработанный конструктив позволяет в компактном корпусе разместить сам концентратор и необходимые для конкретного стенда USB-модули, быстро и просто включать и отключать эти модули с помощью кнопок – без коммутаций разъемов. Разработанные USB-концентратор и интерфейсный блок используются на многих технологических стендах на предприятии АО «РиМ».

### **3.2. Автоматизированные стенды проверки функционирования счетчиков электроэнергии**

Производство счетчиков условно состоит из трех основных этапов: монтаж печатной платы, сборка в корпус, сборка под крышку. При этом смонтированная плата называется контроллером счетчика; контроллер, установленный в корпус – блоком электронным; полностью собранное изделие – собственно счетчиком электроэнергии. На каждом этапе помимо сборочных проводятся различные контрольно-измерительные и настроечные операции. Одним из наиболее важных этапов является проверка функционирования контроллера счетчика после первого этапа производства – монтажа платы. Именно на этом этапе происходит первое включение прибора и проверка большинства его функций. Один из разработанных стендов предназначен для настройки и проверки функционирования контроллеров трехфазных счетчиков электроэнергии фирмы АО «Радио и Микроэлектроника» РИМ489.2х.

Трехфазные счетчики электроэнергии РИМ489.2х являются многофункциональными приборами и предназначены для измерения активной и реактивной электрической энергии в трехфазных четырехпроводных электрических цепях переменного тока промышленной частоты, а также для дистанционного отключения/подключения абонента (в зависимости от исполнения). Класс точности измерения активной энергии – 1, реактивной – 2. Основные функции счетчика приведены в [31].

Счетчик РИМ489.2х имеет модульную архитектуру. То есть состоит из нескольких независимых функциональных блоков (контроллер, коммутатор, контактная плата, трансформаторы тока, реле и др.), которые производятся и проверяются независимо друг от друга и на последних этапах производства собираются в единое изделие. Центральным объединяющим устройством, обеспечивающим основной функционал счетчика и взаимодействие со всеми остальными модулями является контроллер счетчика.

### 3.2.1. Устройство стенда проверки функционирования

Как было отмечено выше, контроллер счетчика обеспечивает большую часть функций конечного изделия. Их необходимо проверить на разработанном стенде и при необходимости выполнить ремонт, так как после сборки в корпус сделать это будет значительно сложнее и дороже. В соответствии с этим стенд проверки должен обеспечивать выполнение всех перечисленных ниже функций.

*Электрическое подключение счетчика к стенду.* Все необходимые входы и выходы на контроллере счетчика выведены на различные разъемы, а на стенде имеется контактирующее устройство (КУ), соответствующее форме контроллера счетчика и имеющие ответные части на все разъемы. Проверяемый контроллер счетчика устанавливается в КУ и через него подключается ко всем функциональным модулям стенда.

*Подача переменного напряжения (минимального, номинального, максимального) отдельно по трем фазам.* Это необходимо для проверки внутренних источников питания счетчиков, а также измерительных блоков в цепи напряжения. Номинальное напряжение составляет 230 В, минимальное – 140 В, максимальное – 264 В. Для реализации данной функции, а также гальванической развязки от сети (по требованиям электробезопасности) в стенде используется многообмоточный трансформатор напряжения. Последовательно каждой из используемых вторичных обмоток установлен ключ, а также логическая схема для блокировки одновременного открытия нескольких ключей. В качестве ключа для коммутации переменных сигналов в схеме используются оптопары с симисторным выходом МОС3063 [63]. Данные микросхемы удобны тем, что, во-первых, обеспечивают гальваническую развязку коммутируемых высоковольтных цепей и управляющего устройства, а во-вторых, имеют встроенную цепь детектирования нуля, благодаря которой ключ открывается и закрывается только при напряжении в коммутируемой цепи близком к нулю. Благодаря этому не возникает напряжений самоиндукции и искры, которые могут возникать при коммутации цепей с помощью реле и производить значительные импульсные помехи.

*Измерение тока потребления в цепи напряжения по каждой фазе.* Этот ток определяет функционирование источника питания счетчика на каждой фазе: если он значительно отклоняется от нормы как в большую так и в меньшую сторону, это говорит о неисправности источника. Поскольку есть возможность подавать напряжения питания пофазно, то ток потребления также измеряется отдельно по каждой фазе. В качестве измерителя тока используется однофазный счетчик электроэнергии, имеющий функцию измерения тока и установленный внутри стенда.

*Подача тока на входы для измерения тока по всем фазам.* Это необходимо для проверки функционирования измерительного блока в цепи тока. Поскольку в собранном счетчике измеряемый ток проходит через трансформаторы тока (по одному на каждую фазу), а на данной проверке контроллер счетчика еще не имеет этих трансформаторов, то они установлены непосредственно в стенде. Вторичный ток с трансформаторов подается на измерительные токовые входы контроллера счетчика.

*Измерение постоянных напряжений.* В счетчике есть два внутренних источника напряжения 3,3 В и 11,6 В. Необходимо измерить эти напряжения и при значительном отклонении фактического напряжения от номинального забраковать счетчик. Помимо этого в счетчике имеется ионистр, который заряжается при подаче внешнего сетевого напряжения, а при его отсутствии играет роль резервного источника напряжения для питания ЧРВ. После того как контроллер счетчика поработал некоторое время на стенде при включенном сетевом напряжении это напряжение отключается и измеряется напряжение ионистра чтобы убедиться что он исправен и зарядился. Кроме ионистра в счетчике РиМ489.2х имеется батарейка, которая служит для тех же целей, что и ионистр и питает ЧРВ счетчика после его разряда. На рассматриваемом этапе контроля необходимо контролировать ток в цепи батарейки, который не должен превышать установленные нормы (порядка 3-6 мкА). При этом батарейка не установлена непосредственно на контроллер счетчика, а подключается к нему на следующих этапах сборки. Поэтому в стенде имеется источник постоянного

напряжения 3,6 В, который имитирует батарейку. Для преобразования измеряемого тока в напряжение используется шунт (резистор) и усилитель постоянного тока, собранный на операционных усилителях. Для измерения постоянных напряжений в стенде используется USB-вольтметр MP730 [6] и аналоговый мультиплексор для переключения всех измеряемых напряжений на один измерительный канал.

*Подключение контроллера по всем интерфейсам.* Как было сказано выше, счетчик РИМ489.2х имеет множество интерфейсов для передачи данных. В стенде для каждого из них имеется модуль-конвертор, обеспечивающий преобразование соответствующего интерфейса в USB, который подключается к обычному персональному компьютеру. Интерфейсы, используемые в счетчике: радиоканал (868 МГц), UART служебный, предназначенный для удобного управления и считывания информации со счетчика в процессе производства, UART для подключения коммуникатора (ИСК), UART для подключения оптопорта. Последние два интерфейса физически одинаковые и необходимы для подключения дополнительных интерфейсных модулей, которые производятся независимо от контроллера счетчика.

*Подключение реле к каждому из выходов для управления реле, а также возможность определения их текущего состояния.* Непосредственно на контроллере счетчика нет реле для коммутации нагрузки, о которых говорилось выше. Но на нем установлены схемы управления, которые выдают импульсы для переключения реле (поляризованных) и их функционирование нужно проверять на данном стенде. Поэтому три реле (по одному на каждую фазу) установлены внутри стенда и управляются подключенным контроллером РИМ 489.2х.

*Имитация переключения микропереключателей.* На счетчике РИМ489.2х установлены две электронные пломбы (ЭПл, ЭПлК), которые позволяют отследить вскрытие корпуса прибора. Физически они представляют собой микропереключатели. Они подключаются к контроллеру счетчика через разъемы. Для проверки функционирования соответствующих цепей на контроллере счетчика в стенде на эти разъемы подаются сигналы, имитирующие нажатие и

отпускание переключателя. Соответствующая реакция контроллера определяется по служебному интерфейсу.

*Измерение частоты секундных импульсов.* Счетчик РИМ489.2х имеет встроенные часы реального времени (ЧРВ), суточный ход которых должна составлять не более 0,5 с/сут (относительная погрешность тактового генератора не более  $5,8 \cdot 10^{-6}$ ). Поскольку часы тактируются кварцевым резонатором, который имеет значительно большую погрешность, то необходима его калибровка. На разъем контроллера счетчика выведен сигнал непосредственно с модуля ЧРВ с номинальным периодом 1 с. Этот период измеряется с помощью частотомера Актаком АСН-8324 (относительная погрешность  $10^{-8}$ ), и по результатам измерения вычисляется поправка, которая заносится в память контроллера.

*Создание постоянного магнитного поля вблизи контроллера.* Это необходимо для проверки функционирования датчика магнитного поля на контроллере. Для этой проверки в стенде установлен электромагнит, который включается и отключается во время данной проверки, а срабатывание датчика контролируется по служебному интерфейсу контроллера счетчика.

*Подача радиосигналов с навигационных спутников.* Счетчики РИМ489.2х имеют встроенный модуль GPS/ГЛОНАСС для определения географических координат по глобальной навигационной спутниковой системе. Проверка данного модуля в здании является проблемной, так как сигналы со спутников практически не проходят через стены и крышу. Поэтому на КУ в непосредственной близости от проверяемого контроллера счетчика установлен переизлучатель АМТ03, соединенный кабелем с активной антенной GPS/ГЛОНАСС, расположенной снаружи здания. За счет этого контроллер счетчика может определить географические координаты при исправном модуле GPS/ГЛОНАСС, что проверяется по служебному интерфейсу.

*Подключение разрядника к ионистру.* Разрядник представляет собой резистор с номинальным сопротивлением 5,1 Ом, который подключается к ионистру с помощью ключа. Данная операция выполняется в самом конце проверки при отключенном сетевом напряжении и необходима для разряда ионистра. Это

выполняется для того, чтобы при транспортировке контроллера на следующие этапы производства не произошло случайного короткого замыкания выводов заряженного ионистра, которое может вызвать его повреждение.

Таким образом, основные модули, необходимые для стенда проверки функционирования, следующие:

- Контактирующее устройство с установленными на нем электромагнитом (для проверки датчика магнитного поля счетчиков) и GPS-излучателем (для проверки функции геопозиционирования счетчика);
- Внешняя GPS-антенна для приема сигналов с навигационных спутников;
- Трансформаторы тока и напряжения для подачи и регулирования питания на счетчике, а также проверки его измерительных цепей в канале тока и напряжения;
- Ключи напряжения для переключения обмоток многообмоточного трансформатора напряжения и, соответственно, изменения напряжения питания счетчика;
- Аналоговый мультиплексор для переключения различных измеряемых напряжений на один вход вольтметра;
- Измеритель напряжения (USB-вольтметр MP730);
- Три реле аналогичные тем, которые устанавливаются в счетчик для контроля функционирования цепей управления реле в счетчике (поскольку на самом контроллере на данном этапе производства реле еще не установлены);
- Измеритель тока (например, однофазный счетчик с функцией измерения тока) для контроля тока потребления проверяемого счетчика;
- Измеритель частоты (частотомер Актаком АСН-8324) для калибровки и контроля часов реального времени;
- Интерфейсные модули, подключаемые к компьютеру по стандартному интерфейсу USB (преобразователи UART, преобразователь RF-868) для контроля функционирования интерфейсов счетчика, обмена данными с ним и настройки;

- Устройство управления, позволяющее выдавать управляющие сигналы на ключи, а так же определять логическое состояние цепей;
- Вспомогательные резисторы, оптроны, соединительные кабели, защитные и вспомогательные цепи.

Одно из основных устройств стенда – это управляющее устройство, позволяющее организовать взаимодействие со всеми остальными модулями. В качестве такого устройства выбран описанный ранее модуль дискретного ввода-вывода (DIO board – Digital Input-Output board). Все коммутации сигналов через ключи, а также определение логического состояния цепей (например, состояние реле) выполняются с помощью этого модуля. Сам модуль DIO board, а также все интерфейсные модули, подключаются к компьютеру через технологический USB-концентратор, который также описан ранее. Функциональная схема стенда показана на рисунке 3.4.

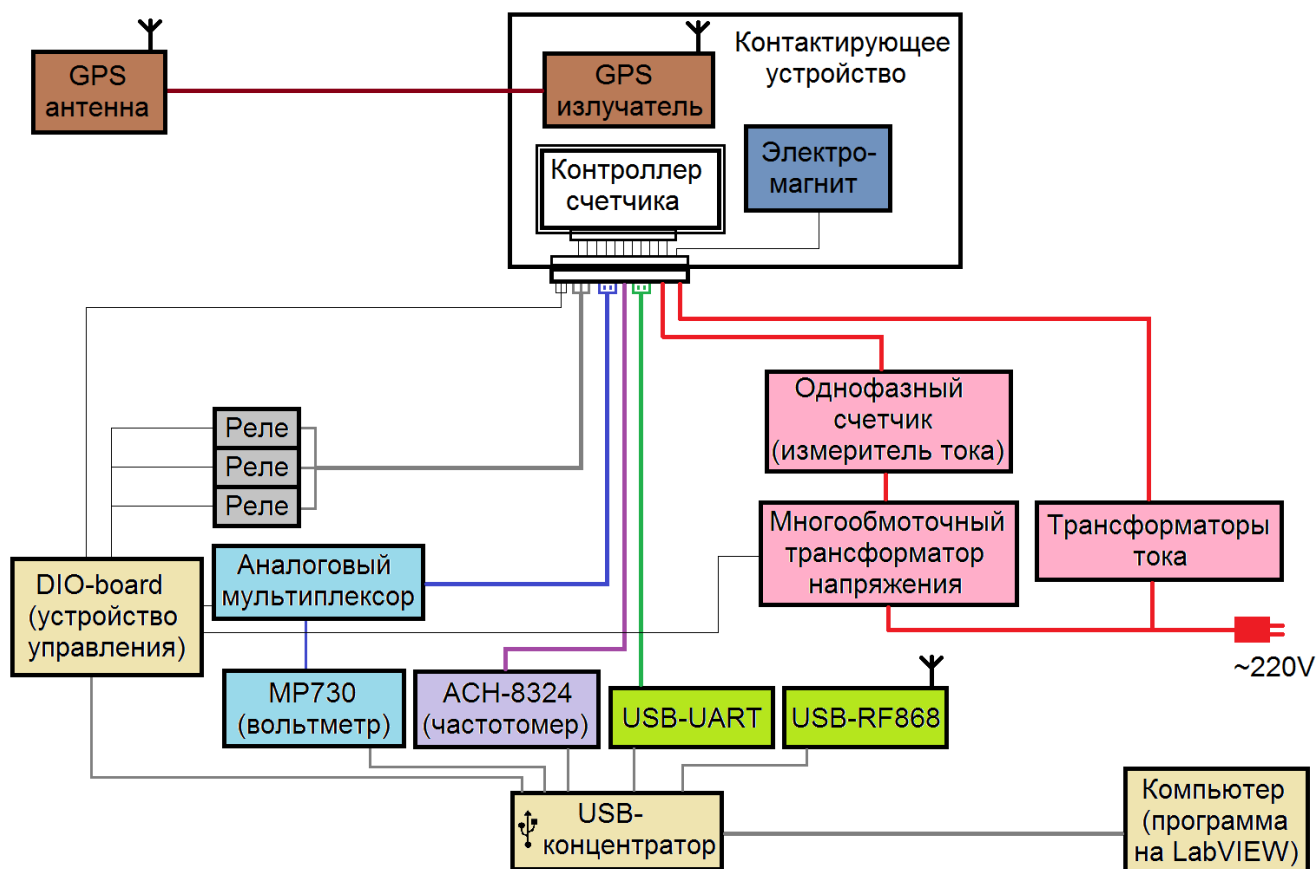


Рисунок 3.4. Функциональная схема стенда проверки функционирования счетчиков PiM489.2x.



### 3.2.2. Управляющая программа

Алгоритм работы всего стенда заложен в программе на компьютере, которая написана в среде LabVIEW. В программе параллельно работают несколько потоков для обмена данными со счетчиком, с измерительными и управляющим модулями, сканером. Также работает отдельный поток для обмена данными с SQL-сервером для записи результатов проверок в базу данных. Отдельный поток обслуживает пользовательский интерфейс для визуализации и управления программой со стороны пользователя. Взаимодействие всех потоков и обмен данными между ними обеспечиваем ядро программы, которое запускается первым и затем запускает все остальные потоки.

Программа взаимодействует со стендом через управляющий модуль дискретного ввода-вывода, посылая на него команды (изменить состояние какого-либо выхода) и получая с него данные (определить логическое состояние какого-либо входа), а также организует обмен данными с проверяемым счетчиком по всем интерфейсам. В управляющей программе помимо последовательного выполнения всех необходимых операций выполняется также разбраковка проверяемых изделий по результатам измерений и проверок, запись всех результатов в базу данных, контроль работы устройств внутри стенда и при необходимости остановка выполнения программы и выдача сообщения об ошибке. Функциональная схема программы показана на рисунке 3.5.

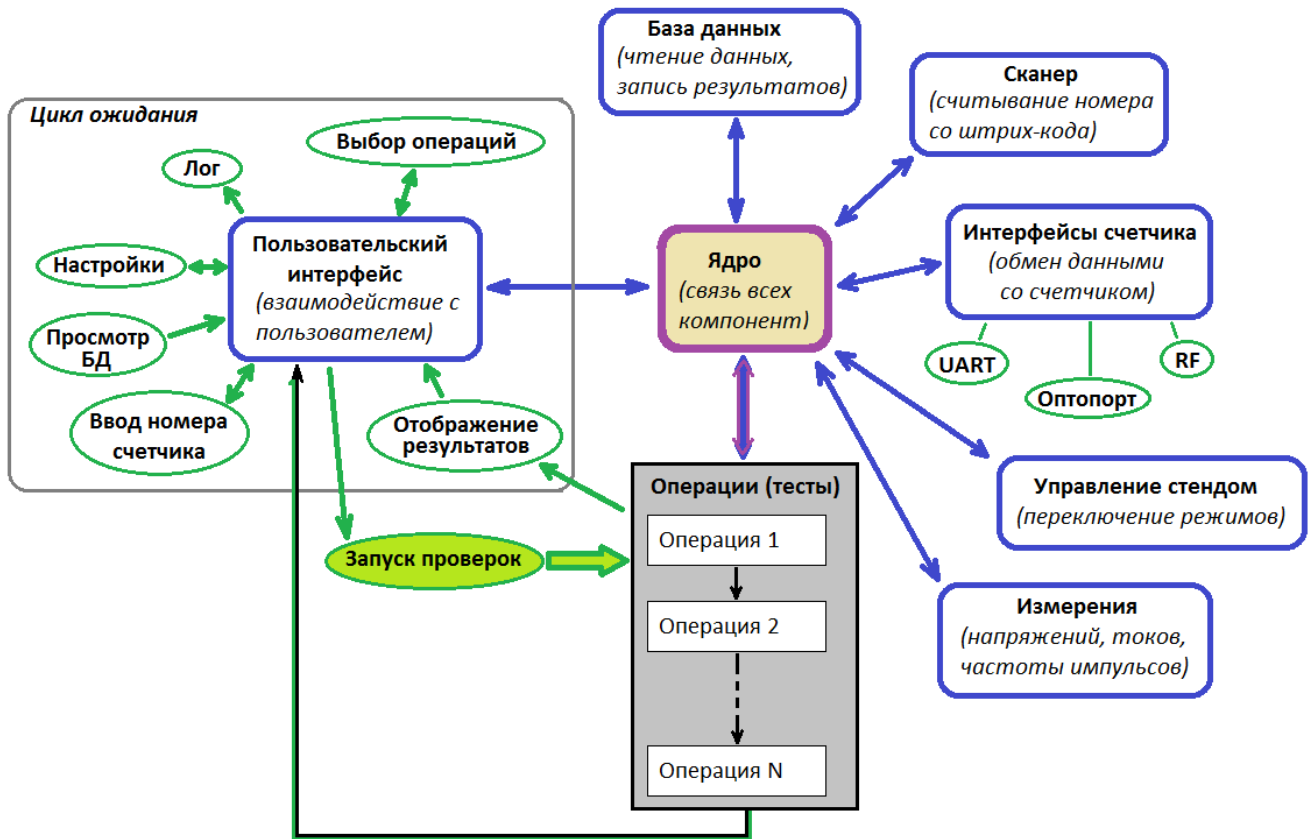


Рисунок 3.5. Функциональная схема программы проверки функционирования счетчиков РuM489.2х.

Таким образом, в пользовательском интерфейсе задаются все настройки и режим проверки счетчиков, после чего запускается последовательность тестов. При этом через ядро программы каждая операция может получать результаты измерений, изменять режим аппаратной части стенда, обмениваться данными со счетчиком, сохранять результаты проверок в базу данных. Для некоторых проверок, которые нет возможности провести полностью автоматически, оператору выдается диалоговое сообщение с запросом об определенной функции счетчика (например, функционирование дисплея). Текущий статус проверки (имя выполняемой операции и ее параметры, промежуточные результаты) отображаются в пользовательском интерфейсе. После завершения всех проверок в окне программы выдается сообщение об окончании проверок и результате (годен или не годен проверяемый контроллер), после чего программа переходит в режим ожидания следующего запуска тестов. Внешний вид основного окна программы (пользовательского интерфейса) приведен в приложении Е (рисунок Е.1).

### 3.2.3. Анализ производительности

Разработанный стенд проверки функционирования контроллеров счетчика РИМ489.2х позволяет проводить их полную автоматизированную проверку с минимальным участием оператора. Оператору требуется только установить проверяемый контроллер на контактирующее устройство и запустить программу. Сама программа имеет множество настроек, но они устанавливаются только один раз технологом, после чего сохраняются в реестре компьютера. Все ошибки работы контроллеров фиксируются в процессе проверки автоматически, отображаются на экране компьютера и сохраняются в базу данных.

Анализ работы стенда на 10 партиях выпускаемых счетчиков (каждая партия – 10 приборов) показал, что среднее время проверки одного контроллера составляет около 3 минут с учетом установки очередного контроллера на контактирующее устройство. Оно может несколько варьироваться из-за плохих условий приема GPS-сигнала, вследствие чего проверка функции геопозиционирования на счетчике может длиться дольше, так как для полноты проверки необходимо, чтобы проверяемый контроллер определил свои географические координаты. Кроме этого, емкость ионистора на разных контроллерах может значительно варьироваться (до 30-40 % относительно средней), вследствие чего в отдельных контроллерах он дольше заряжается, что занимает дополнительное время теста. Также в некоторых случаях требуется повтор операций из-за неправильной установки контроллера или плохого контакта, сбоя оборудования. Поэтому в отдельных случаях среднее время проверки одного контроллера может достигать до 4-4,5 минут. Однако, при этом исключается риск субъективных ошибок оператора, а также существенно выше надежность аппаратной части стенда, так как отсутствуют механические переключатели (тумблеры, кнопки), которые являются необходимой частью ручных неавтоматизированных стендов: вместо них используются полупроводниковые ключи.

В случае, если бы все проверки выполнял оператор (с помощью отдельных программ, механических устройств коммутации и измерительных приборов), то ориентировочное время проверки составляет порядка 5-7 минут на каждый контроллер и существует риск ошибок контроля, особенно в конце рабочей смены из-за накопленной усталости оператора. Кроме этого, ручные стенды требуют периодической замены механических переключателей (в среднем один тумблер в неделю при интенсивной загрузке стенда). Таким образом, прирост производительности автоматизированного стенда по сравнению с неавтоматизированным составил около 50 %.

Помимо автоматизированного стенда проверки функционирования контроллеров трехфазных РИМ 489.2х разработан аналогичный стенд и программное обеспечение для проверки функционирования контроллеров однофазных счетчиков РИМ 189.2х. Поскольку эти счетчики обладают практически таким же набором функций, что и трехфазные РИМ 489.2х, то и стенд и управляющая программа также похожи. Преимущества перед аналогичным ручным стендом такие же: производительность выше примерно в 1,5 раза, исключен риск ошибки из-за человеческого фактора, повышена надежность стенда за счет замены механических переключателей на полупроводниковые ключи.

Разработанный стенд внедрен в процесс производства счетчиков РИМ 489.2х на предприятии АО «Радио и Микроэлектроника» (акт о внедрении приведен в приложении Ж).

### **3.3. Автоматизированные стенды контроля метрологических характеристик счетчиков электроэнергии**

Главной функцией счетчика является измерение электрических параметров сети, поэтому контроль метрологических характеристик (относительных погрешностей измерения в соответствии с [11]) является одним из самых важных и ответственных этапов при производстве.

### **3.3.1. Методы контроля метрологических характеристик счетчиков электроэнергии**

Контроль метрологических характеристик счетчиков производится при их поверке, этапы и условия которой регламентирует [12]. Кроме того, аналогичная операция проводится и в процессе производства и называется технологический контроль. Требования к оборудованию при этом аналогичны требованиям к поверочной установке, описанным в [12]. Согласно этому ГОСТу, существует два подхода к определению погрешностей счетчика: метод сличения с эталонным счетчиком и метод задаваемой стабилизированной мощности. Их особенности, преимущества и недостатки описаны в [19]. Традиционно, используется метод сличения с эталонным счетчиком, поскольку генераторы фиктивной мощности высокого класса точности технически очень сложные и появились сравнительно недавно. К примеру, в [59] предлагается схема контроля погрешностей счетчиком путем сличения их показаний с показаниями эталонного счетчика, а токи и напряжения задаются с помощью переключаемых и регулируемых трансформаторов тока и напряжения, питающихся от сети.

Однако, для разработанного стенда проведения автоматизированного контроля метрологических характеристик счетчиков электроэнергии выбран метод задаваемой стабилизированной мощности, поскольку он позволяет контролировать все характеристики счетчиков, а не только погрешность по измерению энергии, а также позволяет задавать любые значения режимов контроля (ток, напряжение, фазовый сдвиг) в широком диапазоне. Кроме этого, он позволяет менять режим быстро, по команде с компьютера и без участия оператора, что важно для контроля счетчиков при массовом серийном производстве. Основные технические и метрологические требования, предъявляемые к калибратору: класс точности на ниже 0,1, диапазон напряжений – до 270 В, диапазон токов – до 100 А, нагрузочная способность в канале напряжения – не менее 100 мА. Нагрузочная способность важна, поскольку сами подключаемые счетчики потребляют некоторый ток для своей работы. Также необходима возможность управления калибратором программно с компьютера.

На современном рынке существует несколько типов подобных приборов: калибраторы фирм Calmet (например С200В, С300, СР11 [50]), Fluke (например 6105А, 6100В [56]), Meantest (например Calibro 144 [62]), НПП Марс-Энерго (например УППУ-МЭ 3.1 КМ-С [40]), ООО Эника (КФМ-06 [17]). Всем перечисленным требованиям, а также приемлемому уровню цены (до 1 млн. рублей) отвечают калибраторы КФМ-06 и УППУ-МЭ 3.1КМ-С. Из них, выбран калибратор КФМ-06, так как он более надежен при частом переключении режимов (значений тока, напряжения, сдвига фаз), что актуально при технологическом контроле большого количества производимых счетчиков.

Калибратор фиктивной мощности КФМ-06 содержит независимые синхронные генератора тока и напряжения (однофазные либо трехфазные), а также 10-канальный блок измерения периода импульсов с испытательных выходов поверяемых счетчиков. Управляется генератор с персонального компьютера по интерфейсу USB 2.0: в программе через драйвер численно задается требуемый режим (напряжение, ток, сдвиг фазы, частота), и генератор устанавливает его и поддерживает неизменным с погрешностью, определяемой его классом точности (0,1 или 0,05). Такой точности достаточно для контроля счетчиков класса 1 и 0,5, которые преимущественно производятся в настоящее время. Подробные характеристики генераторов КФМ приведены в [17].

Принцип проведения проверки с помощью такого генератора и оценка инструментальной погрешности определения погрешности проверяемого счетчика приведены в [19]. Там же указано, что помимо контроля метрологических характеристик счетчиков, на этапе технологического контроля проверяются дополнительные параметры:

1. Отсутствие самохода. Для данной проверки на счетчик подается максимальное рабочее напряжение и нулевой ток. По интерфейсу считываются измерения активной и реактивной мощности счетчика и проверяется, что они равны нулю.

2. Проверка чувствительности. На счетчик подается номинальное напряжение и минимальный ток, при котором счетчик должен регистрировать

мощность. По интерфейсу считывается измеренная мощность и контролируется, что она не равна нулю. Погрешность измерения на данном этапе не контролируется, так как она не нормирована на малых токах, близких к порогу чувствительности.

3. Проверка функции размыкания. В некоторых модификациях счетчиков в токовой цепи имеется реле, которое позволяет отключить абонента от сети. Оно управляется командой по интерфейсу. Эту функцию целесообразно проверять на этапе технологического контроля вместе с метрологическими характеристиками. Для этого на счетчик по интерфейсу посылаются команды на замыкание и размыкание реле и контролируется его переключение.

### **3.3.2. Стенд автоматизированного контроля метрологических характеристик однофазных счетчиков электроэнергии**

Разработанный автоматизированный стенд для технологического контроля метрологических характеристик однофазных счетчиков РИМ 189.2х состоит из четырех основных блоков (рисунок 3.6): генератор фиктивной мощности КФМ-06, стенд для подключения счетчиков электроэнергии (на 5 позиций), персональный компьютер (ПК), конвертор интерфейса, преобразующего интерфейс счетчика в стандартный USB 2.0. Например, USB-RF, USB-RS485 и другие – в зависимости от типа счетчика.

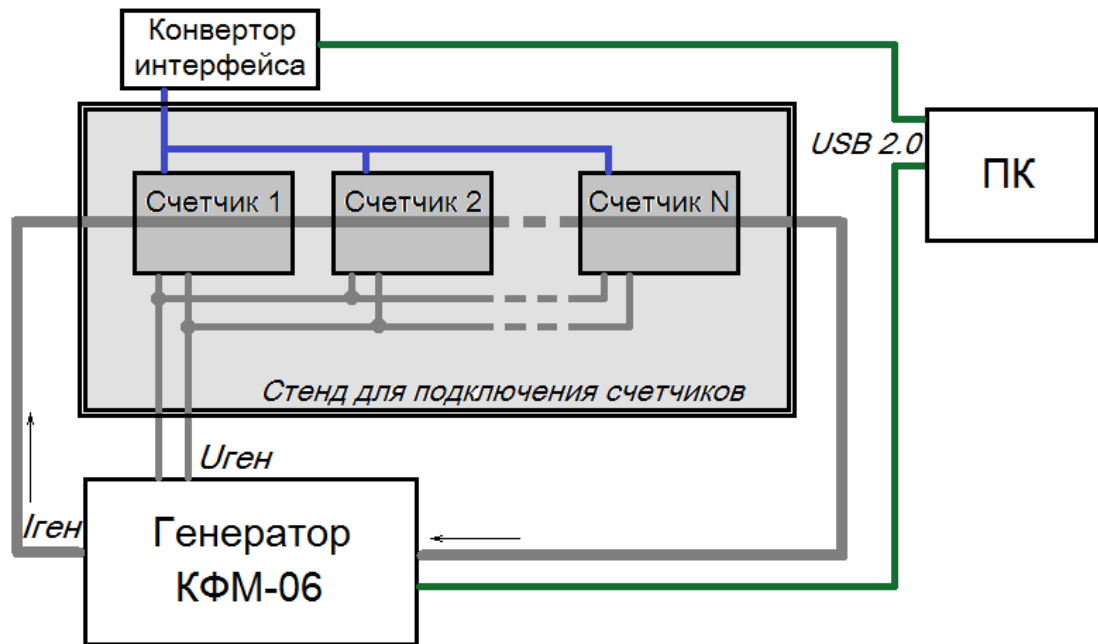


Рисунок 3.6. Функциональная схема стенда для технологического контроля электрических параметров однофазных счетчиков электроэнергии 189.2х.

Логику всей проверки задает программа на ПК, написанная в среде LabVIEW. Данная программная среда специально предназначена для тестирования, измерения и управления с быстрым доступом к аппаратному обеспечению и внутренней информации [45]. Описание работы программы приведено в [19], ее функциональная схема показана на рисунке 3.7.



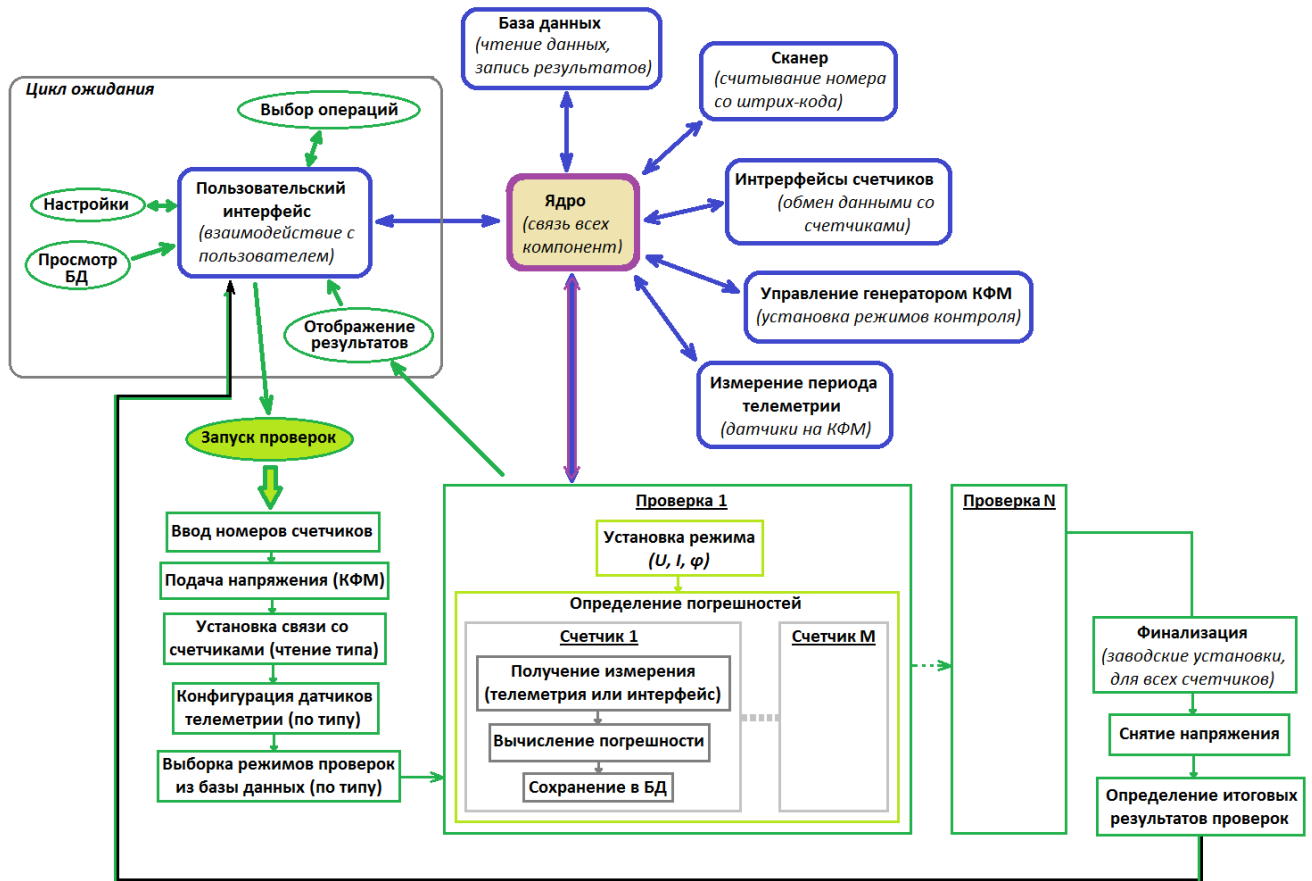


Рисунок 3.7. Функциональная схема программы контроля метрологических характеристик счетчиков РИМ189.2х.

В программе параллельно работают несколько потоков для обмена данными со счетчиком, с генератором КФМ, датчиками периода телеметрии, встроенных в КФМ, сканером. Также работает отдельный поток для обмена данными с SQL-сервером для чтения списка режимов контроля из базы данных и для записи результатов проверок в базу данных. Отдельный поток обслуживает пользовательский интерфейс для визуализации и управления программой со стороны пользователя. Взаимодействие всех потоков и обмен данными между ними обеспечиваем ядро программы, которое синхронизирует работу всех остальных потоков.

Таким образом, программа взаимодействует со стендом через генератор КФМ-06, а также организует обмен данными с проверяемым счетчиком по интерфейсу RF. В управляющей программе помимо последовательного выполнения всех необходимых операций выполняется также разбраковка

проверяемых изделий по результатам измерений, запись всех результатов в базу данных. В пользовательском интерфейсе задаются все настройки и вводятся номера проверяемых счетчиков, запускается последовательность тестов. При этом через ядро программы каждая операция может получать результаты измерений и другие данные счетчиков, показания датчиков телеметрии, изменять режим генератора КФМ (ток, напряжение, фаза), сохранять результаты проверок в базу данных. Текущий статус проверки (имя выполняемой операции, ее параметры и результаты) отображаются в пользовательском интерфейсе. После завершения всех проверок в окне программы выдается сообщение об окончании проверок и результате (годен или не годен проверяемый счетчик, при этом все результаты измерений погрешностей отображаются в окне программы), после чего программа переходит в режим ожидания следующего запуска тестов. Внешний вид основного окна программы (пользовательского интерфейса) приведен в приложении Е (рисунок Е.2).

Важным преимуществом стенда, функционирующего в соответствии с методом задаваемой стабилизированной мощности по сравнению с аналогичными устаревшими стендами, работающих по методу сличения с эталонным счетчиком, является возможность измерения погрешностей по дополнительным параметрам (кроме мощности): току, напряжению, частоте. В этом случае результаты измерений счетчика принимаются программой по интерфейсу (RF) и сравниваются с соответствующей величиной, заданной генератором. Таким образом, в разработанном стенде нет зависимости от дополнительного измерителя – эталонного счетчика, за счет чего достигается большая гибкость проверок.

### **3.3.3. Анализ производительности**

Разработанный стенд для технологического контроля электрических параметров счетчиков электроэнергии практически полностью автоматизирован. Оператору необходимо установить проверяемые счетчики на стенд и запустить программу проверки на ПК. Все остальное выполняется автоматически. При этом все необходимые режимы проверок записываются технологом в базу данных и

оператору не нужно их корректировать. Все погрешности проверяемых счетчиков определяются в процессе проверки автоматически программой, отображаются на экране компьютера и сохраняются в базу данных.

Анализ работы стенда на 10 партиях выпускаемых счетчиков (каждая партия – 10 приборов) показал, что время проверки группы счетчиков, установленных на стенд (до 5 позиций), составляет около 5 минут при проверке на 8 различных режимах, при этом счетчики проверяются параллельно, то есть одновременно. Это время может варьироваться, в зависимости от типа и количества режимов контроля, заданных технологом, но практически не зависит от количества установленных счетчиков (от 1 до 5), так как режим генератора задается независимо от счетчиков. При этом помимо определения погрешности измерения энергии в этих основных точках выполняется определение погрешности измерения дополнительных параметров (ток, напряжения, частота), проверка функционирования размыкателя, настройка и финализация счетчика (запись заводских установок). Дополнительно около 3-4 минут тратится на установку всех счетчиков и подключение к стенду. Таким образом, на проверку 5 счетчиков на разработанном автоматизированном стенде тратится порядка 8-9 минут. При этом исключаются ошибки при проверке счетчиков, связанные с человеческим фактором, поскольку все измерения и вычисления погрешностей выполняются автоматически. Для сравнения, в аналогичных устаревших стендах, работающих по методу сличения с эталонным счетчиком на установках ЦУ 6800 [41], оператору необходимо вручную устанавливать и регулировать задаваемый режим, после чего выполнять в программе вычисление погрешностей. Из-за этого время проверки на таких стендах, составляет 10-15 минут на 6 счетчиках при проверке по 5 точкам. В то время как на автоматизированном стенде на 5 счетчиков тратится до 9 минут при проверке по 8 основным точкам. Если за индекс производительности стенда принять величину  $\langle \text{количество счетчиков} \cdot \langle \text{количество режимов} \rangle / \langle \text{время проверки} \rangle$ , то для неавтоматизированных стендов на ЦУ 6800 он составит порядка 2,5, а для

автоматизированных стендов на КФМ-06 – около 4,5, то есть повышение производительности нового стенда составляет около 80%.

Разработанный стенд внедрен в технологический процесс производства счетчиков РИМ189.2х на предприятии АО «Радио и Микроэлектроника» (акт о внедрении приведен в приложении Ж).

### **3.5. Автоматизированный контроль плат преобразователей вакуумных выключателей**

Во введении было отмечено, что у разработанного модуля дискретного ввода-вывода имеется возможность модификации прошивки для решения специализированных задач. Одна из таких задач – контроль платы преобразователя (источника питания) вакуумных выключателей, при котором нужно имитировать нажатие кнопок. Для этого необходимо сгенерировать короткий импульс (длительностью несколько единиц или десятков миллисекунд). Такой импульс невозможно сформировать двумя последовательными командами изменения состояния соответствующего выхода (состояния логической «1», после этого состояние логического «0»), поскольку время отправки пакета с компьютера недетерминированное и может отклоняться на единицы и десятки миллисекунд. В связи с этим на модуле должна быть добавлена команда формирования импульса заданной длительности на заданном выходе. Также для проверки плат преобразователей вакуумных выключателей для выполнения определенных операций требуется генерировать два коротких импульса на разные выходы с заданным интервалом между ними (порядка нескольких десятков миллисекунд), что также можно организовать только на уровне модуля, для чего требуется создание дополнительной команды в прошивке. Краткое описание вакуумных выключателей, для которых разработан стенд контроля, приведено в [7] и [25].

#### **3.5.1. Плата преобразователя: назначение, режимы проверки**

Для формирования импульса тока, приводящего в действие механизм переключения вакуумного выключателя, в блоке управления (БУ) установлена

батарея конденсаторов, суммарной емкостью более 10000 мкФ, заряженных до напряжения около 210В. Заряд батареи и дозаряд после переключения обеспечивает плата преобразователя, которая представляет собой импульсный источник питания.

Поскольку переключения могут производиться часто (согласно [14] выключатель, например, должен быть способен совершить включение и отключение подряд, без преднамеренной задержки), то батарея должна подзаряжаться и быть готовой к следующему переключению также очень быстро. Поэтому важным элементом выключателя является, как было сказано во введении, преобразователь, который, по сути, представляет собой импульсный источник постоянного напряжения. Конструктивно он установлен в блоке управления, так же как и батарея конденсаторов. На его вход подается переменное сетевое напряжение (от внешнего источника), а на выходе имеется постоянное напряжение порядка 210 В. Задача преобразователя – поддерживать напряжение на конденсаторах на заданном уровне и быстро дозаряжать их после переключения. Согласно [14] вакуумный выключатель должен обеспечивать коммутации с заданными минимальными промежутками между ними: операции включения (В), отключения (О), включения-отключения без преднамеренной паузы (ВО) и отключения-включения без преднамеренной паузы (ОВ). Преобразователь при этом должен успевать дозаряжать батарею конденсаторов для корректной работы всего выключателя. В процессе контроля преобразователей должны не только выполняться все требуемые переключения, но и поддерживаться частота импульсов в его внутренних цепях, поскольку при ее отклонении от нормы преобразователь может перегреться и выйти из строя. Подробное описание работы преобразователя и особенностей тестирования приведено в [25].

Для тестирования преобразователей разработан автоматизированный стенд, управляемый программой на персональном компьютере. Управление стендом (коммутация питания на платы, имитация нажатия кнопок для выполнения переключения), а также определение факта переключений и измерение частоты

импульсов преобразователя обеспечивает описанный выше модуль дискретного ввода-вывода. Описание процесса проверки преобразователей и всех операций приведено в [25].

### 3.5.2. Рабочее место для автоматизированного тестирования преобразователей, структура стенда

Рабочее место для автоматизированного тестирования преобразователей включает: вакуумный выключатель (РиМ ВВ); технологический блок управления (без преобразователя); стенд с контактирующим устройством для установки проверяемого преобразователя; ЛАТР для формирования напряжения питания заданного уровня; персональный компьютер; соединительные кабели. Внутри стенда установлен модуль дискретного ввода-вывода, источник питания, реле, согласующие цепи (фильтры, цепи защиты, оптической развязки и др.). Функциональная схема рабочего места приведена на рисунке 3.8 (рисунок приводится из [25]).

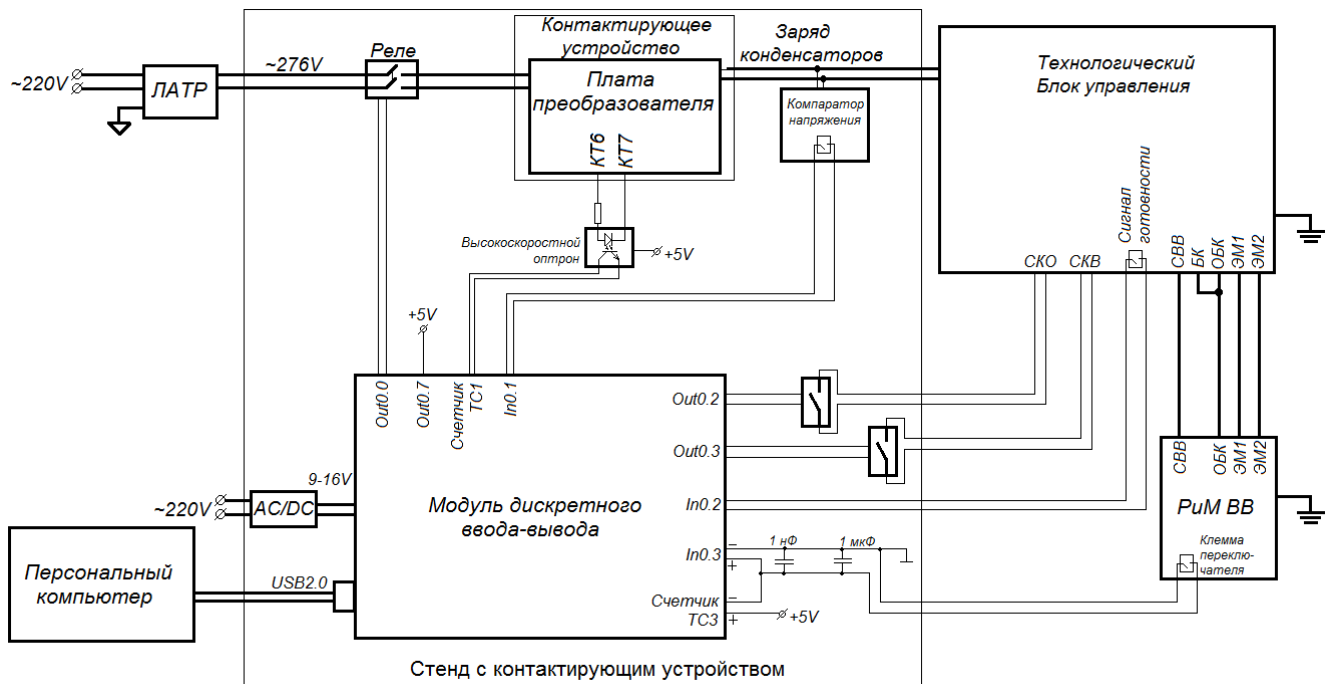


Рисунок 3.8. Функциональная схема автоматизированного рабочего места для проверки преобразователей.

Процесс тестирования контролирует программа на компьютере, написанная в среде LabVIEW. Она управляет модулем дискретного ввода-вывода, отображает

результаты работы на пользовательский интерфейс, сохраняет результаты проверки в базу данных. В процессе тестирования выполняются операции отключения и включения вакуумного выключателя с заданными временными интервалами между ними, согласно установленным нормам. Подробно работа программы описана в [25]. Внешний вид пользовательского интерфейса приведен на рисунке Е.3 в приложении Е.

Таким образом, в результате проделанной работы организовано автоматизированное рабочее место для проверки плат преобразователей вакуумных выключателей. Алгоритм проверки заложен в программе на персональном компьютере, все настройки которой задаются однократно технологом. Управление стендом осуществляется посредством модуля дискретного ввода-вывода, прошивка которого дополнена командами для измерения частоты и генерации одиночных и двойных импульсов – специально для данного стенда.

Оператору требуется установить проверяемый переключатель на контактирующее устройство стенда, ввести в программе серийный номер переключателя (либо считать его сканером штрих-кодов, так как на каждой плате переключателя имеется этикетка с номером и соответствующим штрих-кодом) и запустить проверку нажатием кнопки в программе. Все операции проверки и разбраковка выполняются далее автоматически, результаты сохраняются в базу данных. За счет этого вся проверка занимает около 2-3 минут, а также исключаются ошибки, связанные с человеческим фактором – рабочее место оказывается высокопроизводительным. К недостаткам стенда можно отнести возможные сбои, которые связаны с нарушением связи между компьютером и модулем дискретного ввода-вывода. Они изредка возникают из-за импульсных помех при переключениях (2-3 раза в течение рабочей смены).

### **3.6. Выводы по третьему разделу**

Использование неавтоматизированного контрольно-измерительного оборудования на производственном предприятии имеет ряд недостатков:

сравнительно невысокая производительность, вероятность ошибок контроля из-за человеческого фактора, необходимость периодической профилактики стенов – замены механических переключателей, в некоторых случаях ограниченность контроля (невозможность проведения всех тестов из-за ограниченных возможностей оборудования). Для создания автоматизированных стенов разработаны технологические модули: модуль дискетного ввода-вывода обеспечивает программное управление коммутацией электрических цепей внутри стенов; USB-концентратор с защитой обеспечивает надежную работу USB-модулей без сбоев и зависаний в условиях производства, поскольку подавляет импульсные помехи на линиях данных и питания подключенных USB-устройств.

Разработанный автоматизированный стенд проверки функционирования контроллеров счетчиков электроэнергии обеспечивает процесс проверки с минимальным участием оператора. Алгоритм проверки, включающий проведение измерений, управление стеном, обмен данными с контроллером счетчика, разбраковку по заданным нормам и фиксацию результатов в базе данных обеспечивает весь процесс проверки контроллера счетчика. Прирост производительности составляет приблизительно 50 % по сравнению с ручными неавтоматизированными стенов. При этом разработанный стенд не имеет механических переключателей, которые необходимо переключать при проверке каждого проверяемого счетчика: вместо них используются полупроводниковые ключи, управляемые модулем дискретного ввода-вывода, поэтому он не требует регулярной профилактики и замены элементов.

Автоматизированный стенд контроля метрологических характеристик счетчиков позволяет проводить проверку до 5 однофазных счетчиков одновременно. Режим проверки (ток, напряжение, фаза) задаются программно-управляемым генератором фиктивной мощности КФМ-06, все вычисления погрешностей выполняются в программе без участия оператора. В ней же организуется определение погрешностей измерения счетчиком дополнительных параметров, помимо измерения мощности и энергии: тока, напряжения, частоты. Также выполняется финальная настройка (запись заводских установок) счетчика.



Прирост производительности данного стенда по сравнению с контролем на установке ЦУ 6800, где все режиме контроля выставляет оператор вручную, составляет около 80 %.

Главным управляющим элементом автоматизированного стенда контроля плат преобразователей вакуумных выключателей является модуль дискретного ввода-вывода с модифицированной специально для данного стенда прошивкой. В ней добавлены функции измерения частоты на заданных входах, а также формирование одиночных и двойных импульсов заданной длительности на заданных выходах. В программе на компьютере отслеживается функционирование платы преобразователя во всех последовательно задаваемых режимах переключений, а также контролируется частота импульсного сигнала внутренних цепей преобразователя, которая дополнительно индицирует правильность его функционирования. Время проверки одного преобразователя составляет 2-3 минуты.

Для всех разработанных автоматизированных стендов от оператора требуется установить проверяемый контроллер или счетчик на стенд и запустить программу. При этом некоторые стенды позволяют производить одновременный контроль нескольких (до 5) счетчиков. Все проверки выполняются по заданному в программе алгоритму, который обеспечивает выполнение всех необходимых действий, измерений, обмен данными, разбраковку приборов и фиксацию результатов в базе данных. При сбое какого-либо устройства, входящего в состав стенда, в окне программы выводится диагностическое сообщение об ошибке с указанием ее типа.

#### **4. Разработка метода испытания счетчиков электроэнергии на влияние постоянной составляющей и четных гармоник**

В четвертом разделе проанализирована схема испытания счетчиков электроэнергии на влияние постоянной составляющей и четных гармоник, рекомендованная в ГОСТ Р 52322–2005. Предложен метод испытаний счетчиков, имеющий большую достоверность результатов.

Современные счетчики электроэнергии должны отвечать высоким требованиям по точности измерений. Большинство выпускаемых в настоящее время в РФ счетчиков имеют класс точности 1, поэтому они должны измерять электрическую энергию в большей части рабочего диапазона с погрешностью не более 1 %. При этом, в условиях, отличающихся от нормальных (повышенное или пониженное напряжение, температура, воздействие внешнего магнитного поля, наличие постоянной составляющей и гармоник в сигнале тока) счетчик может иметь дополнительные погрешности. Все эти условия, пределы дополнительных погрешностей, а также схемы для создания таких условий и соответствующего испытания счетчиков (определения его дополнительных погрешностей) регламентируются в [13].

Одно из таких испытаний – испытание на влияние постоянной составляющей и четных гармоник. Необходимость проведения такого испытания появилась из-за распространенного способа кражи электроэнергии, когда с помощью мощного диода, включаемого последовательно с нагрузкой, в токовый сигнал вводится постоянная составляющая. Это приводит к насыщению трансформатора тока, который часто используется в качестве первичного преобразователя тока в электросчетчиках, и к появлению существенной отрицательной погрешности при измерении электроэнергии счетчиком. В [13] рекомендуется схема испытаний счетчиков на влияние постоянной составляющей и четных гармоник. В этой схеме формируется выпрямленный ток с помощью диода – аналогично схеме, используемой при краже электроэнергии – и определяется дополнительная погрешность счетчика при этих условиях. При этом в одной ветви с диодом стоит

испытываемый счетчик, а во второй (с диодом, включенным в противоположной полярности) – компенсирующий. Как показали исследования, при различных параметрах диодов ток в ветвях может несколько отличаться от половины полного тока с источника, что приведет к некорректной оценке дополнительных погрешностей испытываемого счетчика. В связи с этим, поскольку невозможно найти два идентичных диода, существует необходимость в разработке альтернативной испытательной схемы, при использовании которой результаты определения дополнительной погрешности счетчика, вызванной влиянием постоянной составляющей и четными гармониками, не зависят от разницы параметров используемых выпрямительных диодов.

#### 4.1. Существующая испытательная схема

Схема, рекомендуемая в [13] для проведения испытаний счетчиков на влияние постоянной составляющей и четных гармоник, показана на рисунке 4.1.

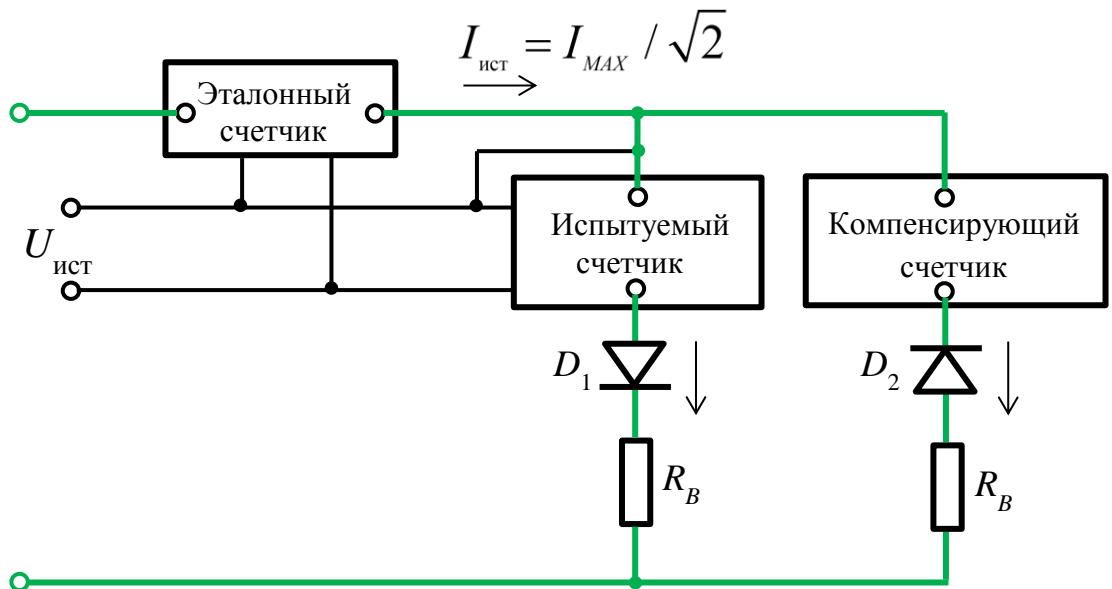


Рисунок 4.1. Схема испытания счетчиков электроэнергии на влияние постоянной составляющей и четных гармоник, рекомендуемая в ГОСТ Р 52322–2005.

Согласно этой схеме, на токовую цепь испытываемого счетчика подается ток с однополупериодного выпрямителя. Выпрямление производится мощными диодами  $D_1$  и  $D_2$ . Компенсирующий счетчик обеспечивает симметричность ветвей

цепи тока. При этом диоды и счетчики в ветвях должны быть однотипными. Резисторы  $R_B$  предназначены для улучшения условий симметрии, и их значения рекомендуется брать приблизительно в 10 раз больше сопротивления токовой цепи испытуемого счетчика. В идеале фиктивная мощность в каждой ветви равна половине полной фиктивной мощности, регистрируемой эталонным счетчиком. Согласно [13], ток в токовой цепи схемы должен быть равным  $\frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$ , где  $I_{max}$  – максимальный среднеквадратический ток счетчика. Поскольку современные счетчики электроэнергии рассчитаны на максимальный ток 50-100 А, то ток в токовой цепи испытательной схемы (ИС) должен составлять 35-70 А.

В [13] не указано как следует вычислять погрешность счетчика. Однако из рисунка 4.1 понятно, что абсолютную и относительную погрешности испытуемого счетчика можно найти как:

$$\Delta = \frac{N_0}{2} - N_c \quad (4.1)$$

$$\gamma = \frac{\Delta}{N_0/2} = \frac{N_0/2 - N_c}{N_0/2} \quad (4.2)$$

Здесь  $N_0$  и  $N_c$  – показания эталонного и испытуемого счетчиков (мощность или энергия за время измерения), соответственно;  $\Delta$  – абсолютная погрешность испытуемого счетчика,  $\gamma$  – его относительная погрешность. Погрешность испытуемого счетчика складывается из основной погрешности и дополнительной, вызванной влиянием постоянной составляющей и четных гармоник.

Вследствие неидентичности элементов цепи (разные параметры диодов, сопротивления токовых цепей счетчиков и резисторов  $R_B$ ), фиктивная мощность в ветвях выпрямителя, показанного на рисунке 4.1, будет разная и не равная половине  $N_0$ , что приведет к ошибкам при определении погрешности измерения испытуемого счетчика.

Из схемы, показанной на рисунке 4.1, видно, что ток в токовой цепи ИС следует задавать с помощью источника напряжения и токоограничивающего резистора  $R_B$ . Однако, в [13] не указано как следует выбирать уровень напряжения источника напряжения и соответствующее сопротивление резистора  $R_B$ . Например, если выбрать напряжение равным 100В, то мощность источника в этом

случае будет составлять до 7000 Вт, которые большей частью будут рассеиваться в виде тепла на резисторах и диодах, что делает данную схему не удобной для применения на практике.

В данном разделе приводится анализ влияния разброса параметров диодов и уровня напряжения источника в цепи тока на погрешность, вносимую ИС. Также предлагается альтернативный метод проведения испытания и соответствующая ИС, позволяющая снизить мощность, выделяемую в схеме, без увеличения добавочной погрешности измерения погрешности счетчика, вносимой ИС.

#### 4.2. Экспериментальное определение разброса параметров диодов.

Для малых сигналов вольт-амперная характеристика (ВАХ) диода представляет собой экспоненту [24]:

$$I_D = I_0 \left( e^{\frac{U_D}{\varphi_t}} - 1 \right) \cong I_0 e^{\frac{U_D}{\varphi_t}} \quad (4.3)$$

Здесь  $I_0$  – обратный ток насыщения;  $I_D$ ,  $U_D$  – ток диода и падение напряжения на нем;  $\varphi_t$  – температурный потенциал.

Формула (4.3) справедлива для идеального диода. В реальном диоде присутствует паразитное омическое сопротивление базы  $R_S$ , последовательно соединенное с телом диода (рисунок 4.2).

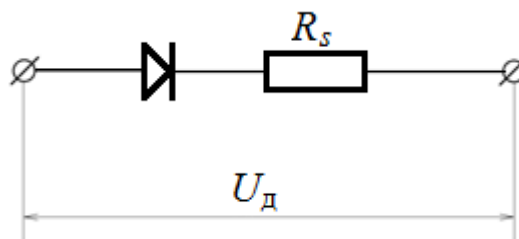


Рисунок 4.2. Тело диода и паразитное сопротивление.

Здесь  $R_S$  – это объединенное сопротивление слаболегированной базы диода, а также проводников внутри него. Тогда ВАХ реального диода можно записать в следующем виде [24]:

$$I_D = I_0 \left( e^{\frac{U_D - R_S I_D}{\varphi_t}} - 1 \right) \approx I_0 \left( e^{\frac{U_D - R_S I_D}{\varphi_t}} \right) \quad (4.4)$$

Из (4.4) видно, что из-за разницы сопротивлений  $R_S$ , так же как и разницы обратных токов насыщения  $I_0$ , которая на практике имеет место для реальных односторонних диодов, форма ВАХ будет разной для разных диодов, даже одного типа.

Для оценки влияния неидентичности диодов на работу ИС в первую очередь определялись параметры реальных диодов и их разбросы (отличия значений каждого параметра для нескольких односторонних диодов).

Проводились эксперименты на выборках из 6-7 односторонних диодов. Для экспериментов использовались маломощные диоды SF18 (максимальный ток 1 А) и сравнительно мощные диоды КД213А (10 А), а также диоды Шоттки 30СРQ150 (15 А). Диоды из выборки соединялись последовательно и подключались к источнику постоянного тока Б5-47/1, работающего в режиме стабилизации тока. Измерялось падение напряжения на диодах при двух различных прямых токах. При этом для маломощных диодов задавался небольшой ток 10 и 20 мА, а для мощных 1 и 3 А. Для выравнивания температур диодов и уменьшения изменения температуры при переключении тока все мощные диоды помещались на общий радиатор. Фотографии макетов, используемых для исследований параметров диодов, приведены в приложении И.

Таким образом, обратный ток насыщения и объемное сопротивление базы определялись путем решения уравнений составленных из (4.4) при двух различных токах:

$$\begin{cases} U_1 = \varphi_t \ln \left( \frac{I_1}{I_0} \right) + R_S I_1 \\ U_2 = \varphi_t \ln \left( \frac{I_2}{I_0} \right) + R_S I_2 \end{cases} \quad (4.5)$$

Решение полученных систем уравнений относительно  $I_0$  и  $R_S$  в программе Mathcad, дает значения  $R_S$  и  $I_0$  для каждого диода. Пример одного из решений приведен на рисунке 4.3.

$$I_{\text{zero}} := 10^{-12} \quad R_0 := 3$$

Given

$$0.569 = 0.026 \cdot \ln\left(\frac{0.01}{I_{\text{zero}}}\right) + R_0 \cdot 0.01$$

$$0.623 = 0.026 \cdot \ln\left(\frac{0.02}{I_{\text{zero}}}\right) + R_0 \cdot 0.02$$

$$\text{Find}(R_0, I_{\text{zero}}) \rightarrow \begin{pmatrix} 3.5978173305441421955 \\ 1.2491038181353409917e-11 \end{pmatrix}$$

Рисунок 4.3. Код для вычисления  $I_0$  и  $R_S$  в программе Mathcad.

В качестве примера приведены результаты измерений и вычислений параметров для диодов SF18. Для экспериментов были взяты 7 диодов из одной партии. В таблице 4.1 приведены значения падения напряжения на каждом диоде при токе 10 мА и 20 мА. Поскольку ток задавался маленьким, то нагрев диодов также оказывался незначительным, и падение напряжение на всех диодах оставалось неизменным в течение эксперимента.

Таблица 4.1.

Результаты измерений падений напряжений на диодах при заданном токе

Диод	Падение напряжения, мВ при постоянном прямом токе	
	10 мА	20 мА
Д1	590	661
Д2	579	642
Д3	576	637
Д4	578	638
Д5	589	657
Д6	581	645
Д7	569	623

Результаты вычисления  $I_0$  и  $R_S$  в программе Mathcad по формулам, аналогичным показанным на рисунке 4.3, приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2.

Результаты вычисления параметров  $I_0$  и  $R_S$  для исследуемых диодов

Диод	Сопротивление базы $R_S$ , Ом	Обратный ток насыщения $I_0$ , $10^{-11}$ А
Д1	5,3	1,07
Д2	4,5	1,2
Д3	4,3	1,25
Д4	4,2	1,11
Д5	5,0	0,99
Д6	4,6	1,16
Д7	3,6	1,25

Максимальная разница сопротивления базы  $R_S$  оказалась для диодов Д7 (3,6 Ом) и Д1 (5,3 Ом) и составила 1,7 Ом (38 % относительного среднего значения по выборке). Максимальная разница обратного тока насыщения  $I_0$  оказалась для диодов Д5 ( $0,99 \cdot 10^{-11}$  А) и Д7 ( $1,25 \cdot 10^{-11}$  А) и составила  $0,26 \cdot 10^{-11}$  А (23 % от среднего значения по выборке).

Аналогичным образом определен разброс параметров других типов диодов: КД213А и 30СРQ150. В пределах выборки из 6 штук для КД213А разброс сопротивления базы и обратного тока насыщения составил 25 % и 20 %, соответственно; для 30СРQ150 – 10 % и 35 %. Таким образом, разброс параметров  $R_S$  и  $I_0$  может достигать десятков процентов для двух случайно выбранных однотипных диодов. Описание экспериментов по определению разброса параметров аналогичных диодов приведено в [20].

### 4.3. Определение влияния разброса параметров диодов на испытательную схему

#### 4.3.1. Влияние разброса параметров диодов на токи в ветвях испытательной схемы

После того как оценен разброс параметров диодов определялось как они влияют на токи в ветвях выпрямителя испытательной схемы. Для проведения такого эксперимента данная схема моделируется в программе NI Multisim 12



(рисунок 4.4). В исследуемой схеме отсутствует источник напряжения в цепи напряжения, так как исследуется только токовая цепь.

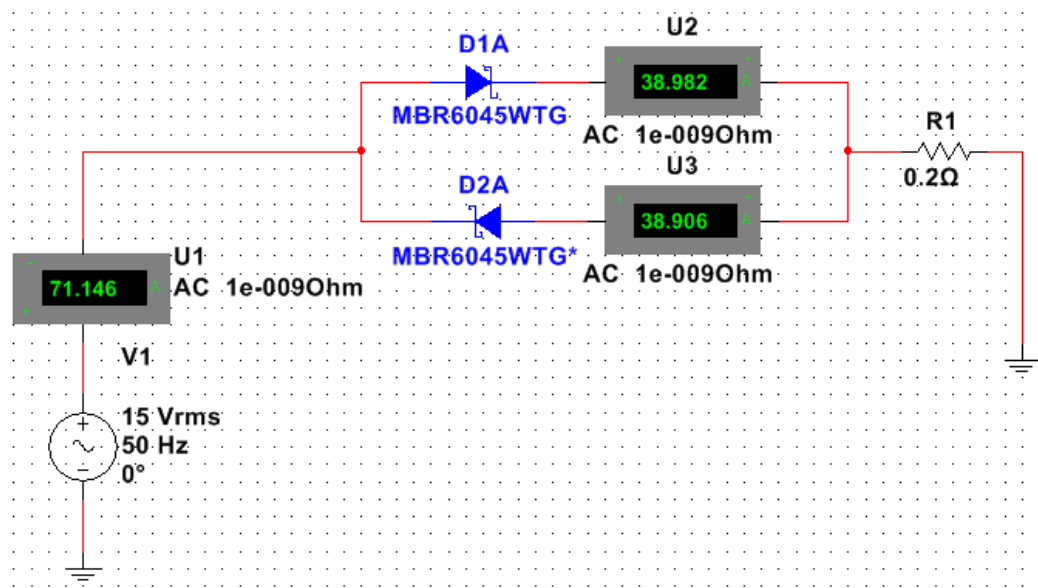


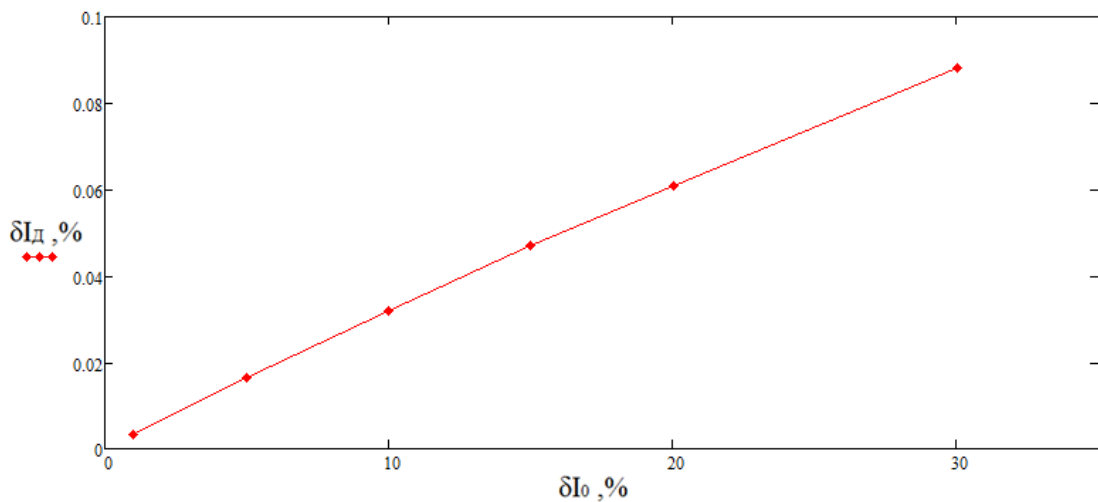
Рисунок 4.4. Схема для определения токов в ветвях выпрямителя в симуляторе Multisim12.

При моделировании схемы с источником напряжения в цепи тока 15 В и более (в программной модели это идеальный источник), выяснилось, что разброс параметров диодов практически не влияет на результат эксперимента, но мощность источника в этих случаях может составлять единицы и десятки киловатт. Вся эта мощность выделяется преимущественно на токоограничивающих резисторах, а также на диодах. При уменьшении напряжения источника до 12 В и менее, погрешность, вносимая неидентичностью диодов, может достигать значений соизмеримых с собственной погрешностью счетчиков класса точности 1. Поэтому рассматриваются варианты схемы с источником напряжения 8, 10, 12 В, а так же со сравнительно маломощным источником 2 В.

Для исследования были выбраны мощные диоды Шоттки MBR6045WTG, использовалась их программная модель. Параметры одного из диодов ( $I_0$  и  $R_S$ ) изменялись на 1, 5, 10, 15, 20, 30 процентов относительно изначально заданного в программе типового значения, и каждый раз определялась относительная разница

среднеквадратических токов в ветвях выпрямителя. Напряжение источника задавалось таким, чтобы полный ток в цепи тока был равным 1, 40 и 70 А.

На рисунке 4.5 показан график зависимости относительной разницы токов в ветвях выпрямителя от разницы обратных токов насыщения  $I_0$  при напряжении источника 12 В (разные токи получаются при разных значениях сопротивления  $R_B$ ). При этом с ростом  $I_0$  одного диода ток в соответствующей ветви увеличивается. Для всех исследуемых токов в цепи (от 1 до 70 А) эта зависимость оказалась практически одинаковой, поэтому на рисунке 4.5 показан только один график.



*Рисунок 4.5. Зависимость относительной разности токов в ветвях цепи ( $\delta I_d$ ) от разности обратных токов насыщения диодов Шоттки MBR6045WTG при напряжении источника 12 В.*

Для той же самой схемы исследована также зависимость относительной разницы токов в ветвях цепи от относительной разницы объемного сопротивления базы диодов  $R_S$ . Влияние этого параметра на разницу токов в ветвях зависит от задаваемого тока (чем больше ток, тем больше влияние разброса параметров). При этом с ростом  $R_S$  одного диода ток в соответствующей ветви уменьшается. Графики данной зависимости для 1 А, 40 А, 80 А показаны на рисунке 4.6:

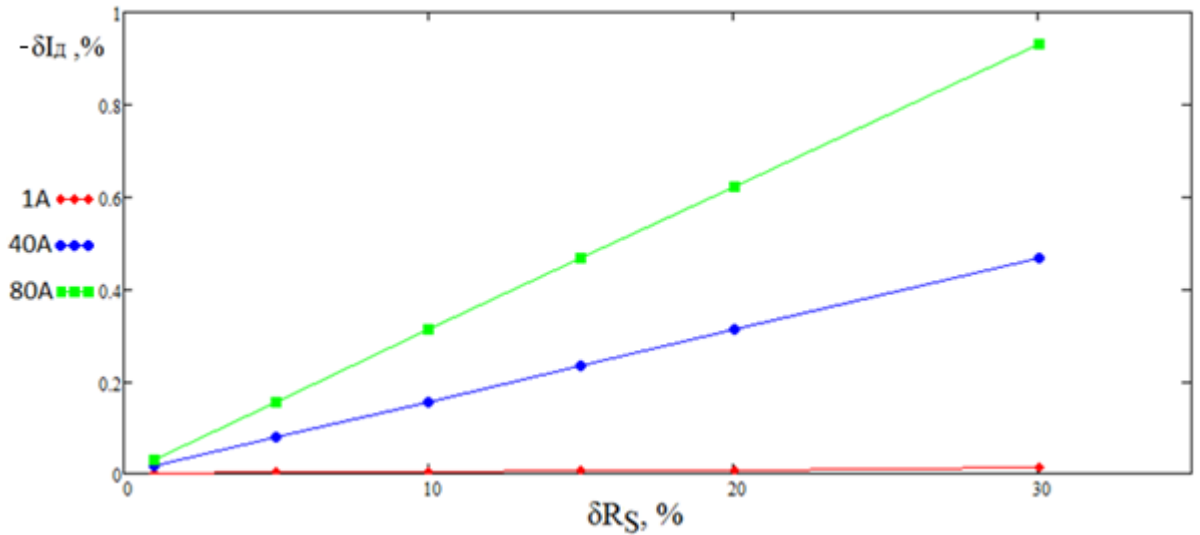


Рисунок 4.6. Зависимости относительной разности токов в ветвях цепи ( $\delta I_d$ ) от разности объемных сопротивлений базы  $\delta R_s$  диодов Шоттки MBR6045WTG при разных токах в цепи при напряжении источника 12 В.

В результате эксперимента выяснилось, что зависимость относительной разницы токов в ветвях выпрямителя от относительной разницы параметров диодов практически линейна. Увеличение обратного тока насыщения диода приводит к увеличению тока в соответствующей ветви выпрямителя, а увеличение сопротивления базы диода – к его уменьшению. Причем, разброс сопротивлений базы диодов испытательной схемы влияет на токи в ветвях намного существенней, чем разброс обратных токов насыщения, особенно на большом токе.

Обратный ток диода определяется материалом полупроводника, а также площадью базы (чем больше площадь, тем больше этот ток, поскольку больше количество зарядов в pn-переходе). Сопротивление базы зависит от материала полупроводника (его удельного сопротивления  $\rho$ ) и размеров базы (толщины  $l$  и площади  $S$ ):  $R_s = \rho \frac{l}{S}$ . Поскольку все диоды одной партии изготавливаются из одного и того же исходного сырья, то можно считать параметры материала полупроводника (в том числе его удельное сопротивление) идентичными для всех экземпляров диодов. А вот размеры базы могут варьироваться из-за неидеальности технологического процесса производства. Из сказанного выше

следует, что чем больше площадь базы, тем больше обратный ток диода и тем меньше его сопротивление, и наоборот.

Упорядочивая значения параметров  $R_S$ ,  $I_0$  диодов SF18, полученных экспериментально (таблица 4.2), по величине  $R_S$ , можно наглядно показать данную тенденцию. На рисунке 4.7 показаны значения  $R_S$ ,  $I_0$  для этих диодов. Видно, что с ростом сопротивления базы имеется тенденция к уменьшению обратного тока насыщения.

Ранее было показано, что для диода при увеличении  $R_S$  ток в соответствующей ветви выпрямителя (при включении его в схему, показанную на рисунке 4.1) уменьшается, а с ростом  $I_0$  – уменьшается. Поэтому на практике, с учетом тенденций, показанных на рисунке 4.7, изменение физических параметров рп-перехода диода приводит к тому, что влияния  $R_S$  и  $I_0$  на ток в ветви выпрямителя суммируются.

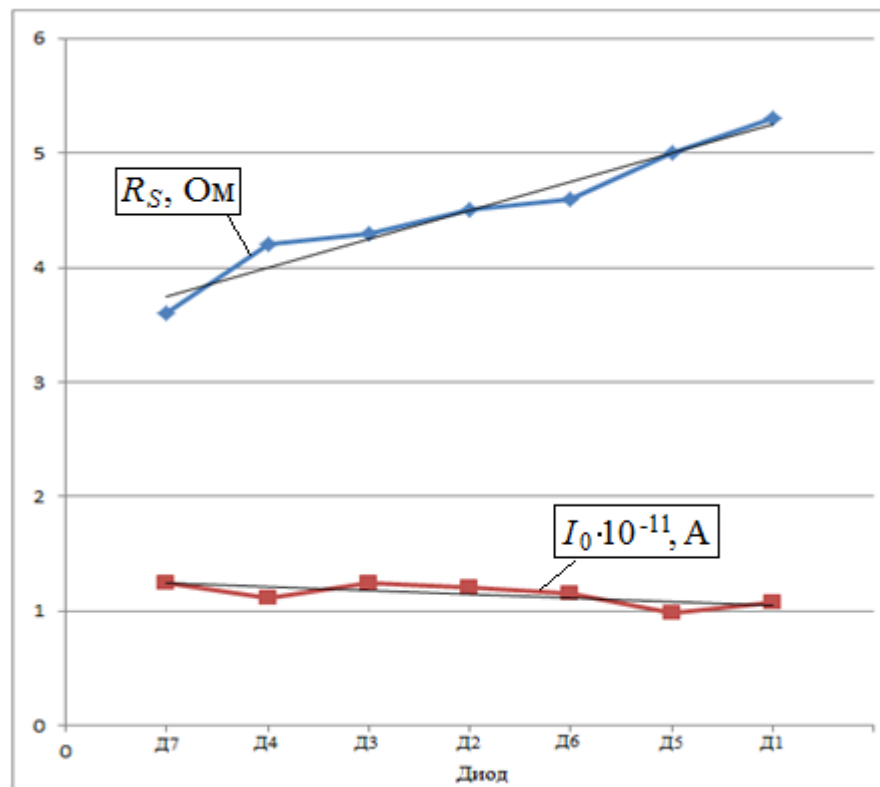


Рисунок 4.7. Сопротивления и обратные токи насыщения однотипных диодов SF18.

В [20] приведены результаты определения относительной разницы токов в ветвях испытательной схемы в зависимости от разброса параметров диодов (когда

меняется и обратный ток насыщения и сопротивление базы) при разных значениях тока в цепи. Там же показано, что для того, чтобы влияние разницы параметров диодов на токи в ветвях выпрямителя было сравнительно небольшим (1-2 %), требуется задавать ток с помощью источника с большим напряжением (более 10 В) и большего резистора  $R_B$ . Однако, в этом случае мощность в цепи будет составлять до 800 и более Ватт. При использовании такого напряжения источника (и соответствующего сопротивления  $R_B$ ), что мощность в цепи будет сравнительно небольшой (до 200 Вт), относительная разница токов в ветвях выпрямителя может быть значительной – до 7 % и более.

Кроме разброса параметров диодов, на токи в ветвях выпрямителя влияет также разница сопротивлений  $R_B$ . Так, разница  $R_B$  в 1 % приводит к разнице токов примерно в 1 % при любом напряжении источника.

#### **4.3.2. Влияние разброса параметров диодов на определение погрешности счетчика**

В следующем эксперименте в Multisim моделировалась схема, показанная на рисунке 4.1, и в ней уже определялась зависимость мощности, регистрируемой ваттметрами (симуляция испытуемого и компенсирующего счетчиков), от разброса параметров диодов. В цепи напряжения устанавливалось напряжение 220 В, а ток в токовой цепи – 70 А. Принималось, что собственная погрешность счетчика равна нулю. По результатам измерения в программной модели погрешность счетчика (относительная разница мощности, измеренной счетчиком и половиной полной мощности) вычислялась по (4.2). Вычисления производились при разнице параметров диодов Шоттки MBR6045WTG (обратный ток насыщения, объемное сопротивление базы) равной 1, 5, 10, 20, 30 процентов.

На рисунке 4.8 показана зависимость относительной погрешности измерения мощности от разброса параметров диодов  $I_0$  и  $R_S$  для источника напряжения 12 В и 2 В. Эту величину можно назвать добавочной погрешностью измерения погрешности счетчика, вносимой испытательной схемой.

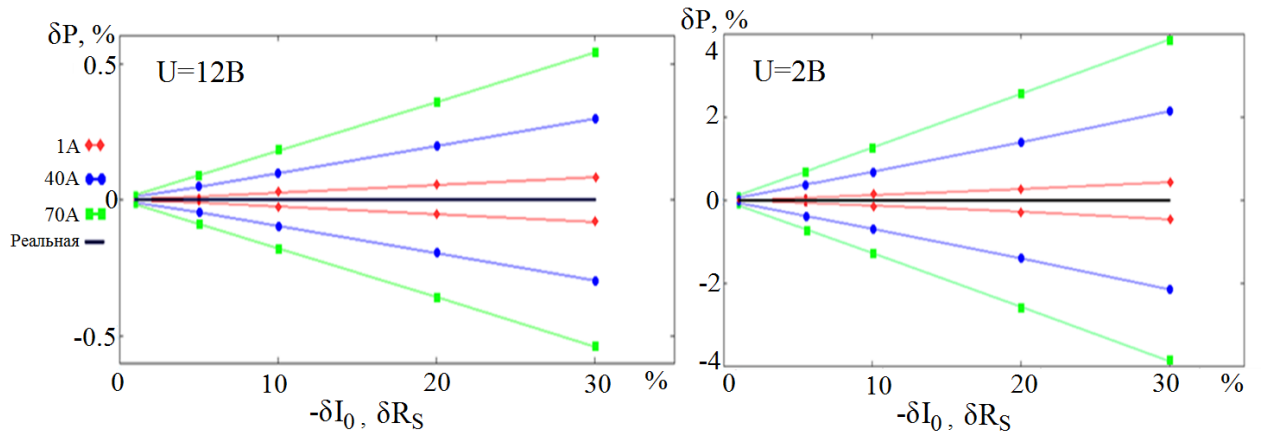


Рисунок 4.8. Зависимость относительной погрешности измерения мощности (источник напряжения 12 В и 2 В) от разброса  $I_0$  и  $R_S$ .

Наибольшая погрешность, вносимая ИС, имеет место при тех же условиях, при которых максимальной является разница токов в ветвях выпрямителя. Эта погрешность составляет 0,5 % для источника напряжения 12 В ( $R_B = 0,16$  Ом). При напряжении источника 10 В она составляет 0,6 %, при напряжении 8 В – 0,75 %. При ненулевой собственной погрешности счетчика, вычисленная по (4.2) величина равна сумме собственной погрешности счетчика и погрешности, вносимой ИС.

Из полученных данных видно, что методическая погрешность, вносимая неидентичностью элементов ИС, может достигать 0,5 % при напряжении источника 12 В, что не значительно относительно допустимой погрешности счетчиков класса точности 1 (предел погрешности 3 % в условиях постоянной составляющей и четных гармоник).

Также получена аналогичная зависимость для схемы с источником напряжения 2 В и, соответственно, меньшим сопротивлением токоограничивающего резистора (0,013 Ом). Для таких параметров схемы, добавочная погрешность измерения погрешности счетчика, вносимая ИС, может достигать 4 % (рисунок 4.8). Использование источника с таким напряжением может привести к недостоверным результатам испытаний (ошибкам первого и второго рода).

Таким образом, разброс параметров диодов существенно влияет на определение реальной погрешности измерения мощности/энергии счетчиком при

испытании его на влияние постоянной составляющей и четных гармоник. Особенно сильно это влияние сказывается на больших токах (десятки ампер). Причем, в зависимости от того, в какой из ветвей установлен испытуемый счетчик, добавочная погрешность измерения погрешности счетчика может быть и положительной (если счетчик установлен в ветви с диодом, имеющим меньшее сопротивление) и отрицательной (если счетчик установлен в ветви с диодом, имеющим большее сопротивление). При использовании схемы с источником напряжения 2 В добавочная погрешность измерения погрешности счетчика от разницы параметров диодов столь велика, что вычисления по (4.2) не дадут даже приближенной оценки погрешности измерения счетчика. Это означает, что при проведении испытаний по схеме, указанной в [13] есть вероятность того, что прибор, который реально имеет допустимую погрешность, будет забракован. Или же наоборот прибор, который имеет погрешность измерения в данном режиме больше, чем допускается по [13], может быть признан годным.

Таким образом, схема, показанная на рисунке 4.1, может обеспечить достоверный результат эксперимента только при напряжении источника 10-12 В, однако при этом мощность всей установки может достигать 800 Вт на максимальном рабочем токе. Уменьшение напряжения источника до значения 2 В позволяет существенно снизить мощность установки, однако в этом случае добавочная погрешность измерения погрешности счетчика, вносимая неидентичностью компонентов схемы, неприемлемо высока.

#### **4.4. Разработанный метод испытания счетчиков электроэнергии на влияние постоянной составляющей и четных гармоник**

Экспериментально показано, что испытательная схема, рекомендуемая в [13] не позволяет добиться нужных метрологических характеристик при приемлемом потреблении мощности. Можно предложить три решения для достижения компромисса точность/потребляемая мощность:

1. Точный подбор диодов и резисторов  $R_B$  с одинаковыми параметрами. Метод сложный, монотонный и не гарантирует стопроцентного результата – то есть исключения методической ошибки эксперимента.

2. Использование стабилизированного источника тока вместо источника напряжения. Как показывает моделирование в Multisim, такая схема совершенно не чувствительна к разбросу параметров диодов и резисторов в широком диапазоне. То есть такое решение позволяет исключить методическую ошибку эксперимента и уменьшить энергопотребление схемы путем снижения напряжения источника, но оно сложно в реализации: источник тока на десятки ампер сделать затруднительно по сравнению с источником напряжения, в качестве которого можно использовать мощный понижающий трансформатор напряжения.

3. Использовать альтернативную схему испытания, например такую, как показана на рисунке 4.9:

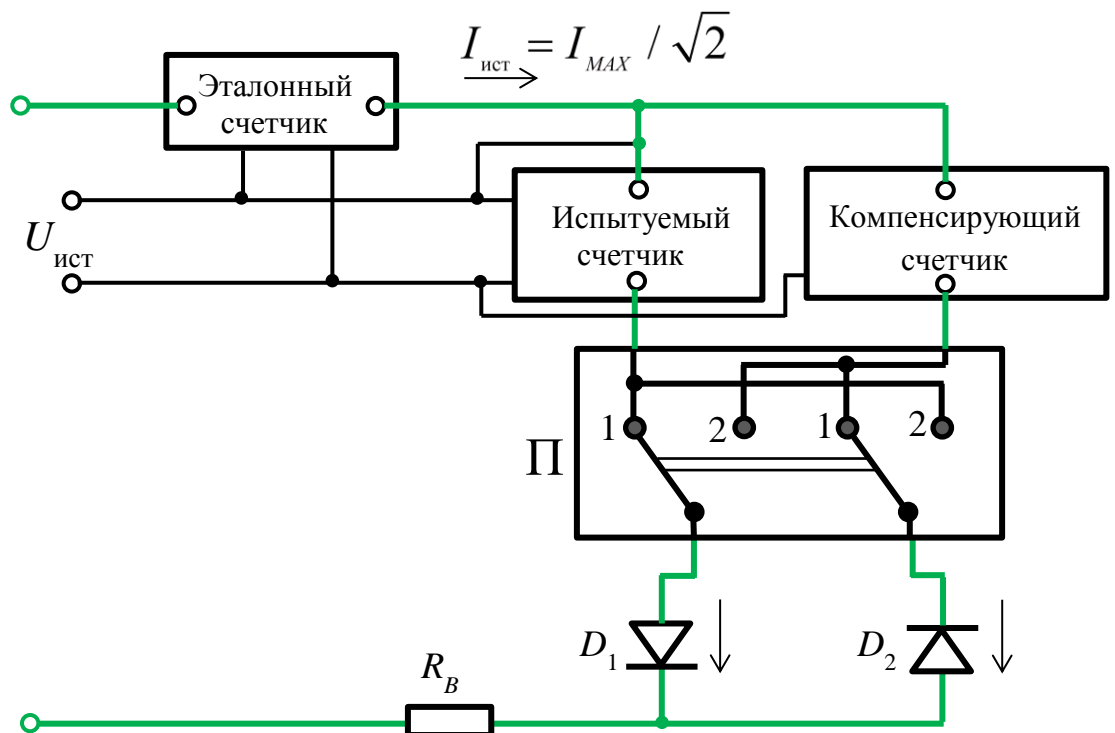


Рисунок 4.9. Модифицированная схема проведения испытаний счетчиков электроэнергии на влияние постоянного тока и четных гармоник.



Для анализа этой схемы необходимо знать аналитическую зависимость тока в каждой ветви от напряжения источника. С учетом выражения для ВАХ диода (4.3) можно определить связь между током и напряжением в цепи:

$$I_d = I_0 e^{\frac{U_{ист} - I_d R}{\Phi t}} \quad (4.6)$$

Где  $R = R_S + R_B + R_{сч} + R_{пр}$

$R_S$  – сопротивление базы диода;

$R_B$  – сопротивление токоограничивающего резистора;

$R_{сч}$  – сопротивление токовой цепи счетчика;

$R_{пр}$  – сопротивление соединительных проводов, контактов переключателя П.

Из формулы (4.6) очень сложно получить аналитическое выражение для зависимости тока в ветви от напряжения источника, так как функция задана неявно. Поэтому сложно получить и выражение для мощности, которую должен регистрировать счетчик. Однако для количественной оценки влияния разницы параметров диодов (в первую очередь обратного тока насыщения  $I_0$  и омического сопротивления базы  $R_S$ ) на результат эксперимента такое аналитическое выражение для мощности необходимо.

#### 4.4.1. Аналитическое вычисление мощности, регистрируемой счетчиком в испытательной схеме

Для упрощения данной задачи ВАХ диода (4.3) можно заменить кусочно-линейной функцией:

$$I_{к-лин}(U) = \begin{cases} 0, & U < U_{отс} \\ (U - U_{отс})/r_{дин}, & U \geq U_{отс} \end{cases} \quad (4.7)$$

То есть  $I_{к-лин}(U)$  равна нулю в диапазоне напряжений от 0 до напряжения отсечки  $U_{отс}$ , а при бóльших напряжениях представляет собой линейную функцию с тангенсом угла наклона равным динамическому сопротивлению диода  $r_{дин} = \frac{dU}{dI}(I_{д0})$ . Динамическое сопротивление диода зависит от протекающего через него тока  $I_{д0}$ . Поэтому необходимо вычислять динамическое сопротивление диода в такой точке (ток и напряжение диода), в которой кусочно-линейная функция

наилучшим образом аппроксимирует реальную ВАХ диода. За критерий близости этих двух функций (ВАХ реальной и кусочно-линейной) примем минимальную разницу мощности, регистрируемой счетчиком при вычислении тока в токовой цепи по этим функциям, то есть:

$$\int_0^T U_{\text{ист}}(t) * I_{\text{реал}}(t)dt - \int_0^T U_{\text{ист}}(t) * I_{\text{к-лин}}(t)dt \rightarrow \min \quad (4.8)$$

Здесь  $U_{\text{ист}}(t)$  – напряжение в цепи напряжения счетчика;

$I_{\text{реал}}(t)$  – ток в цепи тока счетчика, определяемый по формуле (4.6);

$I_{\text{к-лин}}(t)$  – ток в цепи тока счетчика, определяемый кусочно-линейной функцией (4.7).

Кусочно-линейная аппроксимация ВАХ диода (4.8) дает хорошее приближение к реальной ВАХ, определяемой выражением 4.6. При этом погрешность при определении мощности в цепи, когда ток через диод определяется кусочно-линейной функцией, незначительно (особенно для диодов Шоттки) по сравнению с определением мощности по формуле 4.6. Эта погрешность минимальна (порядка 0,5-1 %), когда динамическое сопротивление диода для построения кусочно-линейной аппроксимации определяется в точке, соответствующей 70-80 % амплитуды подаваемого переменного тока. Поэтому такую аппроксимацию можно использовать для анализа цепи выпрямителя. То есть можно аналитически определить мощность, регистрируемую счетчиками (испытуемым и компенсирующим), установленными в разных ветвях выпрямителя, с использованием выражения 4.7.

Используя кусочно-линейную аппроксимацию ВАХ диода можно вычислить мощность, регистрируемую счетчиком при определенном положении переключателя (что эквивалентно схеме из ГОСТа, показанной на рисунке 4.1).

Исходные данные:

$Um \sin\alpha$  – напряжение в цепи напряжения счетчиков;

$Um_I \sin\alpha$  – напряжение в цепи тока счетчиков;

$\alpha$  – начальная фаза;

$I = \frac{Um_I \sin\alpha}{R_B + R_d + R_{сч}}$  – ток в токовой цепи счетчика после отпирания диодов;

$R = R_B + R_d + R_{сч}$  – сопротивление в токовой цепи счетчика;

$R_B$  – добавочное сопротивление (токозадающий резистор);

$R_d$  – динамическое сопротивление диодов;

$R_{сч}$  – сопротивление токовой цепи счетчика.

Запишем выражение для средней мощности ( $P_1$ ), выделяющейся за один полупериод напряжения и тока, проходящего через диод  $D_1$  и испытуемый счетчик.

$$P_1 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_{отс1}}^{\pi - \alpha_{отс1}} \frac{(Um_I \sin \alpha - U_{отс1})}{R_1} Um \sin \alpha d\alpha \quad (4.9)$$

где  $R_1 = R_{B1} + R_{d1} + R_{сч1}$ ,

$R_{сч1}$  – сопротивление токовой цепи испытуемого счетчика.

Вычислим интеграл (4.9), получим

$$\begin{aligned} P_1 &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_{отс1}}^{\pi - \alpha_{отс1}} \frac{(Um_I \sin \alpha - U_{отс1})}{R_1} Um \sin \alpha d\alpha = \\ &= \frac{Um_I Um}{\pi R_1} \int_{\alpha_{отс1}}^{\pi - \alpha_{отс1}} \frac{(1 - \cos(2\alpha))}{2} d\alpha - \frac{U_{отс1} Um}{\pi R_1} \int_{\alpha_{отс1}}^{\pi - \alpha_{отс1}} \sin \alpha d\alpha = \\ &= \frac{Um * I_{m1}}{2} \left[ 1 - \frac{2\alpha_{отс1}}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha_{отс1})}{\pi} - \frac{U_{отс1}}{Um_I} \frac{4\cos(\alpha_{отс1})}{\pi} \right] \end{aligned} \quad (4.10)$$

где  $I_{m1} = \frac{Um_I}{R_1}$ ;

$U_{отс1}$  – напряжение отсечки диода  $D_1$ ;

$\alpha_{отс1} = \arcsin \frac{U_{отс1}}{Um_I}$  – угол отсечки диода  $D_1$ .

Аналогичное выражение можно получить для средней мощности ( $P_2$ ), проходящей через компенсирующий счетчик.

$$P_2 = \frac{Um * I_{m2}}{2} \left[ 1 - \frac{2\alpha_{отс2}}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha_{отс2})}{\pi} - \frac{U_{отс2}}{Um_I} \frac{4\cos(\alpha_{отс2})}{\pi} \right] \quad (4.11)$$

где  $I_{m2} = \frac{Um_I}{R_2}$ ;

$R_2 = R_{B2} + R_{d2} + R_{сч2}$ ;

$\alpha_{отс2} = \arcsin \frac{U_{отс2}}{Um_I}$ ;

(индексы 2 относятся к элементам токовой цепи компенсирующего счетчика).

Поскольку реальный угол отсечки ( $\alpha_{отс}$ ), достаточно мал ( $\frac{U_{отс}}{Um_I} \approx 10^{-2}$  для диодов Шоттки) то при разложении функции арксинуса в ряд Тейлора  $\arcsin(x) = x + \frac{x^3}{2 \cdot 3} + \dots$  можно пренебречь кубом и высшими степенями  $x$  и считать:

$$\alpha_{отс} = \arcsin \frac{U_{отс}}{Um_I} \cong \frac{U_{отс}}{Um_I} \quad (4.12)$$

Раскладывая в (4.10) и (4.11) синусы и косинусы, содержащие  $\alpha_{отс}$ , в ряд Тейлора, и пренебрегая кубами и высшими степенями  $\alpha_{отс}$ , получим:

$$P_1 = \frac{Um I_{m1}}{2} \left[ 1 - \frac{U_{отс1}}{Um_I} \frac{4}{\pi} \right] = \frac{Um \frac{Um_I}{R_1}}{2} \left[ 1 - \frac{U_{отс1}}{Um_I} \frac{4}{\pi} \right] \quad (4.13)$$

$$P_2 = \frac{Um I_{m2}}{2} \left[ 1 - \frac{U_{отс2}}{Um_I} \frac{4}{\pi} \right] = \frac{Um \frac{Um_I}{R_2}}{2} \left[ 1 - \frac{U_{отс2}}{Um_I} \frac{4}{\pi} \right] \quad (4.14)$$

#### 4.4.2. Определение погрешности счетчика при испытании его с помощью разработанной схемы

Сравнивая (4.13) и (4.14), видно, что  $P_1$  и  $P_2$  отличаются в первую очередь за счет разных углов отсечки диодов, а так же за счет неравенства динамических сопротивлений диодов, т.к. сопротивления  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$  можно взять одинаковыми (или же поставить один общий на обе цепи резистор  $R_B$ ), а входные сопротивления счетчиков одного типа практически одинаковы и существенно меньше  $R_B$ .

Таким образом, еще раз показано, что прямое вычисление погрешности испытуемого счетчика в схеме, приведенной в ГОСТе (рисунок 4.1), невозможно, т.к. может привести к большой добавочной погрешности измерения погрешности счетчика, связанной с неравенством  $P_1$  и  $P_2$ , каждая из которых не равна  $P_0/2$  (где  $P_0$  – мощность, регистрируемая эталонным счетчиком). Для уменьшения добавочных погрешностей измерения погрешности счетчика предлагается ввести

переключатель токов и дополнительное измерение мощности в цепи, то есть использовать альтернативную испытательную схему (рисунок 4.11).

Для положения 1 переключателя П на рисунке 4.9 учтенные активные энергии за одинаковое время пропорциональны

$$N_1 = P_1 + \Delta_1 \quad (4.15)$$

$$N_2 = P_2 + \Delta_2 \quad (4.16)$$

$$N_0 = P_1 + P_2 \quad (4.17)$$

Здесь  $N_0$  – показания эталонного счетчика;

$N_1$  – показания испытуемого счетчика;

$N_2$  – показания компенсирующего счетчика;

$P_1$  и  $P_2$  – активные энергии, подаваемые на счетчики: испытуемый и компенсирующий соответственно, при этом в общем случае  $P_1 \neq P_2$ ;

$\Delta_1$  и  $\Delta_2$  – абсолютные погрешности счетчиков: испытуемого и компенсирующего соответственно (то есть  $\Delta_1 = \gamma_1 P_1$ ,  $\Delta_2 = \gamma_2 P_2$ , где  $\gamma_1, \gamma_2$  – относительные погрешности счетчиков);

Из выражений (4.15–4.17) следует:

$$N_0 - N_1 - N_2 = -\Delta_1 - \Delta_2 \quad (4.18)$$

Выражение (4.18) показывает, что при одном положении переключателя можно получить только алгебраическую сумму абсолютных погрешностей испытуемого и компенсирующего счетчиков, что не достаточно для оценки погрешностей каждого из них отдельно, поскольку значения  $P_1$  и  $P_2$  не известны, а известна только сумма  $P_1 + P_2$  как показания образцового счетчика.

Необходимо провести еще одно измерение, установив переключатель в положение 2. Получим:

$$N'_1 = P_2 + \Delta'_1 \quad (4.19)$$

$$N'_2 = P_1 + \Delta'_2 \quad (4.20)$$

$$N'_0 = P_1 + P_2 \quad (4.21)$$

Здесь  $\Delta_1' = \gamma_1 P_2$ ;  $\Delta_2' = \gamma_2 P_1$ . Мощности  $P_1$  и  $P_2$  отличаются из-за несимметрии токовых цепей на величину  $\Delta P$  (знак отличия не важен). Тогда  $P_1 = P_2 + \Delta P$ ,  $P_2 = P_1 - \Delta P$ . Отсюда:

$$\Delta_1' = \gamma_1 P_2 = \gamma_1 (P_1 - \Delta P) = \gamma_1 P_1 - \gamma_1 \Delta P = \Delta_1 - \gamma_1 \Delta P \quad (4.22)$$

$$\Delta_2' = \gamma_2 P_1 = \gamma_2 (P_2 + \Delta P) = \gamma_2 P_2 + \gamma_2 \Delta P = \Delta_2 + \gamma_2 \Delta P \quad (4.23)$$

Тогда:

$$N_1' = P_2 + \Delta_1 - \gamma_1 \Delta P \quad (4.24)$$

$$N_2' = P_1 + \Delta_2 + \gamma_2 \Delta P \quad (4.25)$$

Здесь принято, что изменение полярности тока в токовых цепях испытуемого и компенсирующего счетчиков не приводит к изменению их абсолютной погрешности. Если это не так, то необходимо изменить подключение токовых цепей счетчиков на инверсное. Показания эталонного счетчика остаются прежними, так как сопротивление всей токовой цепи испытательной схемы не меняется.

Теперь можно оценить разность и сумму погрешностей счетчиков. Из (4.15–4.25) можно составить две системы уравнений:

$$\begin{cases} N_1 - N_2' = \Delta_1 - \Delta_2 - \gamma_2 \Delta P \\ N_2 - N_1' = \Delta_2 - \Delta_1 + \gamma_1 \Delta P \end{cases} \quad (4.26)$$

$$\begin{cases} N_0 - N_1 - N_2 = -\Delta_1 - \Delta_2 \\ N_0' - N_1' - N_2' = -\Delta_1 - \Delta_2 + \gamma_1 \Delta P - \gamma_2 \Delta P \end{cases} \quad (4.27)$$

Вычитая уравнения системы (4.26) и складывая уравнения в системе (4.27), получим новую систему:

$$\begin{cases} N_1 - N_2' - N_2 + N_1' = \Delta_1 - \Delta_2 - \gamma_2 \Delta P - \Delta_2 + \Delta_1 - \gamma_1 \Delta P \\ N_0 - N_1 - N_2 + N_0' - N_1' - N_2' = -\Delta_1 - \Delta_2 - \Delta_1 - \Delta_2 + \gamma_1 \Delta P - \gamma_2 \Delta P \end{cases} \quad (4.28)$$

Поскольку испытуемый и компенсирующий счетчики – одного типа, то их погрешности близки и можно принять, что  $\gamma_1 \approx \gamma_2 = \gamma$ . С учетом этого, систему (4.28) можно переписать:

$$\begin{cases} N_1 + N_1' - N_2 - N_2' = 2(\Delta_1 - \Delta_2) - 2\gamma \Delta P \\ N_0 + N_0' - N_1 - N_2 - N_1' - N_2' = -2(\Delta_1 + \Delta_2) \end{cases} \quad (4.29)$$

Отсюда, складывая и вычитая уравнения системы, можно определить погрешности счетчиков:

$$\begin{cases} N_0 + N_0' - 2(N_2 + N_2') = -4\Delta_2 - 2\gamma\Delta P \\ N_0 + N_0' - 2(N_1 + N_1') = -4\Delta_1 + 2\gamma\Delta P \end{cases} \quad (4.30)$$

Тогда погрешности счетчиков равны:

$$\Delta_1 = \frac{2(N_1 + N_1') - (N_0 + N_0')}{4} - \frac{\gamma\Delta P}{2} = \frac{(N_1 + N_1')}{2} - \frac{(N_0 + N_0')}{4} - \frac{\gamma\Delta P}{2} \quad (4.31)$$

$$\Delta_2 = \frac{2(N_2 + N_2') - (N_0 + N_0')}{4} + \frac{\gamma\Delta P}{2} = \frac{(N_2 + N_2')}{2} - \frac{(N_0 + N_0')}{4} + \frac{\gamma\Delta P}{2} \quad (4.32)$$

Ранее было показано, что относительная разница мощности в цепях испытательной схемы (относительно половины полной мощности), вызванная разницей параметров диодов, может составлять порядка 4 %. Поскольку в формулах присутствует член  $\frac{\gamma\Delta P}{2}$ , то можно считать, что добавочная погрешность, вносимая схемой составляет  $4\%/2\gamma = 2\%$  от собственной погрешности счетчика. В выражениях для погрешности счетчиков (4.31-4.32) эта разница умножается на относительную погрешность счетчика. Если она составляет, к примеру, 3 % (допустимый предел погрешности для счетчиков класса точности 1 в условиях постоянной составляющей в сигнале тока), то относительная прибавка к измеренной погрешности составит  $0,02 \cdot 0,03 \cdot 100\% = 0,06\%$ . с запасом можно принять эту величину равной 0,1 %. Поэтому для вывода дальнейших формул ей можно пренебречь. Тогда относительные погрешности счетчиков равны (показания эталонного счетчика берутся средними за время испытания, с учетом переключений, а также делятся на 2, поскольку на испытываемые счетчики приходится половина мощности, измеряемой эталонным счетчиком):

$$\gamma_1 = \frac{\Delta_1}{\left(\frac{N_0 + N_0'}{2}\right)/2} = \frac{2(N_1 + N_1')}{N_0 + N_0'} - 1 \quad (4.33)$$

$$\gamma_2 = \frac{\Delta_2}{\left(\frac{N_0 + N_0'}{2}\right)/2} = \frac{2(N_2 + N_2')}{N_0 + N_0'} - 1 \quad (4.34)$$

Таким образом, при использовании схемы с переключением токовых цепей и вычислении погрешности счетчиков по формулам 4.33 – 4.34, дополнительные инструментальные погрешности измерения погрешности счетчика, вносимые разницей параметров элементов, практически исключаются. То есть в одном

эксперименте ток через испытуемый счетчик определяется одним диодом, а в другом эксперименте – другим. При объединении результатов измерений разница параметров диодов не влияет на результат определения погрешности счетчика. Увеличение времени, связанное с увеличением количества измерений и расчетов, компенсируется тем, что по этой схеме можно производить испытания сразу двух счетчиков электроэнергии, что указано в [20].

Формулы 4.33 – 4.34 были получены с использованием некоторых упрощений. Во-первых, вместо экспоненциальной ВАХ диода в расчетах использовалась ее кусочно-линейная аппроксимация. Во-вторых, полагалось, что абсолютная погрешность счетчика одинакова при разных положениях переключателя, когда через счетчик протекают несколько отличающиеся по значению токи, но, как было показано выше, добавочная погрешность результатов измерения погрешности счетчика, вызванная данным фактором, незначительна и составляет в худшем случае порядка 0,1 % для счетчика класса точности 1.

#### **4.4.3. Оценка погрешностей вносимых разработанной испытательной схемой в определение погрешности счетчика (моделирование)**

Для проверки корректности формул для вычисления погрешностей счетчиков (4.33-4.34) альтернативная ИС для разработанного метода (рисунок 4.9) была смоделирована в программе Multisim 12. Моделирование в Multisim показало, что если имеет место большой разброс параметров диодов, и даже если сопротивление токоограничивающего резистора сравнительно мало (что имеет место для источника с низким выходным напряжением, например 2 В), то добавочная погрешность измерения погрешности счетчика, вносимая ИС, практически равна нулю. На рисунках 4.10-4.11 показана модель альтернативной испытательной схемы в Multisim при разных положениях переключателя S1 (на него либо подается либо не подается напряжение активации 5 В с источника V3, что определяет его положение). При этом ток в цепи задается источником



переменного напряжения V1 и резистором R1, напряжением – источником V2. Роль испытуемого и компенсирующего счетчиков играют ваттметры XWM1 и XWM2, эталонного – XWM3.

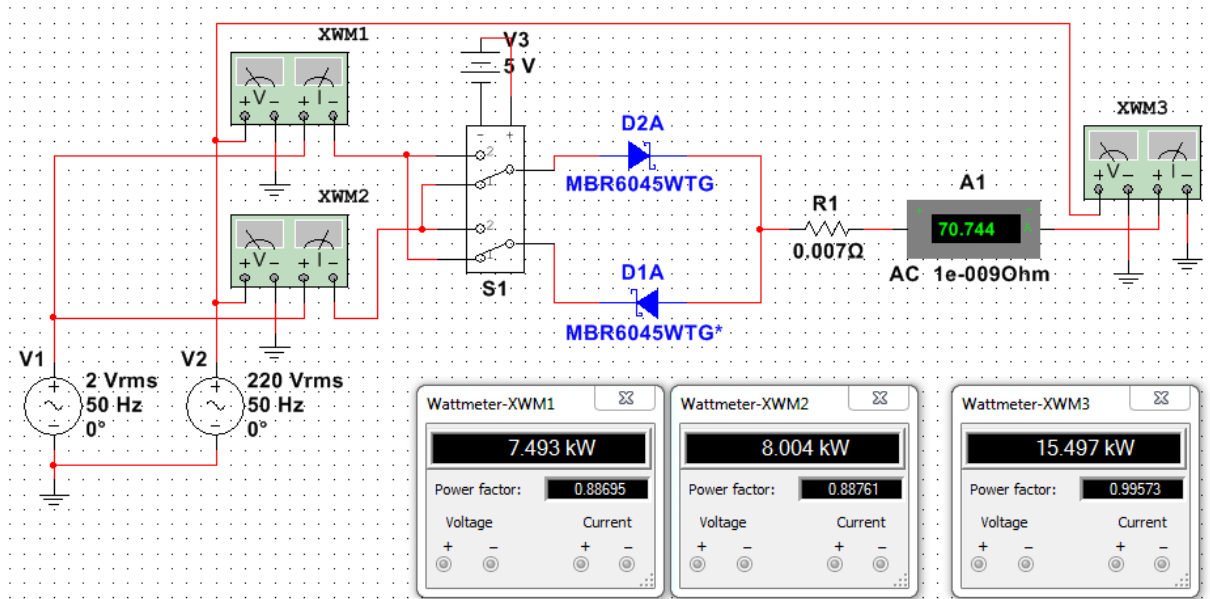


Рисунок 4.10. Модель альтернативной испытательной схемы, мощность в ветвях при первом положении переключателя.

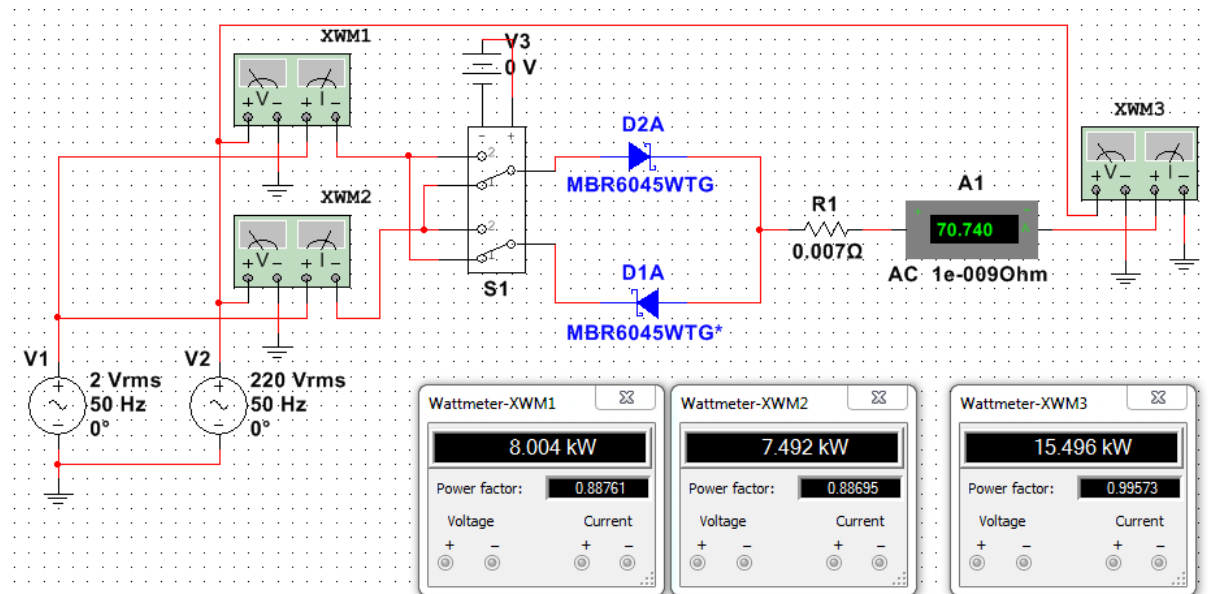


Рисунок 4.11. Модель альтернативной испытательной схемы, мощность в ветвях при втором положении переключателя.

В этой схеме объемное сопротивление базы диодов и токозадающего резистора – одного порядка ( $R_S = 0,0045 \text{ Ом}$ ,  $R1 = 0,007 \text{ Ом}$ ), поэтому изменение сопротивления одного из диодов приводит к значительному изменению тока в

соответствующей ветви и показаний ваттметра. Полный ток в цепи составляет около 70 А. Обратный ток насыщения диодов составляет около 660 мкА. Исследуемые параметры (обратный ток насыщения и сопротивление базы) увеличены для диода  $D_1$  на 30 % по сравнению с диодом  $D_2$ , что вызывает разницу мощностей ваттметров. Поскольку ваттметры в симуляторе идеальные и не имеют собственных погрешностей, то погрешности измерения, вычисленные по формулам 4.34, 4.35 определяются исключительно погрешностью, вносимой испытательной схемой. В эксперименте имеем:

$$N_0 = 15497 \text{ Вт}, N'_0 = 15496 \text{ Вт},$$

$$N_1 = 7493 \text{ Вт}, N'_1 = 8004 \text{ Вт},$$

$$N_2 = 8004 \text{ Вт}, N'_2 = 7492 \text{ Вт},$$

Относительные погрешности, вносимые ИС, соответственно, равны:

$$\gamma_1 = \left(1 - \frac{15497+15496}{2(7493+8004)}\right) 100 \% = 0,003 \%$$

$$\gamma_2 = \left(1 - \frac{15497+15496}{2(8004+7492)}\right) 100 \% = -0,003 \%$$

Таким образом, моделирование разработанной схемы в симуляторе Multisim показало, что даже при значительной разнице параметров диодов (30 % по сопротивлению базы и по обратному току насыщения) погрешность, вносимая альтернативной испытательной схемой оказалась практически равной нулю и составила  $\pm 0,003 \%$  для разных счетчиков (ваттметров). В данной модели собственная погрешность ваттметров была равна нулю. Выше было показано, что в случае, если ваттметр (счетчик) имеет ненулевую собственную погрешность, то погрешность, вносимая испытательной схемой, составляет порядка 2 % от собственной погрешности счетчика, то есть порядка 0,1 % для счетчика класса точности 1. По сравнению с этим значением, погрешностью 0,003 %, полученной в модели, можно пренебречь.

При тех же условиях испытательная схема, описанная в [13] внесла бы дополнительную инструментальную погрешность определения погрешности

$$\text{счетчика, равную (по формуле 1.2)} \quad \gamma_1 = \frac{N_0/2 - N_1}{N_0/2} 100\% = \frac{15497/2 - 7493}{15497/2} 100\% \approx$$

3,3 %,  $\gamma_2 = \frac{N_0/2 - N_2}{N_2/2} 100 \% = \frac{15497/2 - 8004}{15497/2} 100 \% \approx -3,3 \%$ . Таким образом, это значение прибавляется к собственной погрешности счетчика, делая результаты эксперимента не корректными, поскольку эта добавочная погрешность может превышать собственную погрешность счетчика. Такие результаты испытания нельзя считать корректными, так как погрешность, вносимая ИС больше собственной погрешности счетчика класса точности 1.

#### 4.5. Выводы по четвертому разделу

В данной части диссертационной работы исследовалась схема испытания счетчиков электроэнергии на влияние постоянной составляющей и четных гармоник, рекомендованная в ГОСТ [13]. В этой схеме используется однополупериодный выпрямитель с двумя диодами в разных ветвях схемы.

Был определен возможный разброс параметров однотипных диодов, взятых из одной партии: объемного сопротивления базы и обратного тока насыщения. Он может составлять до 30-40 % для двух случайно выбранных диодов относительно среднего значения параметра. В симуляторе Multisim 12 определено влияние такого разброса параметров диодов и уровня напряжения источника напряжения на добавочную погрешность измерения погрешности счетчика, которую вносит схема, рекомендуемая в [13] для испытания счетчиков электроэнергии на влияние постоянной составляющей и четных гармоник. Добавочная погрешность измерения погрешности счетчика, вносимая испытательной схемой, прибавляется к собственной погрешности счетчика, что искажает результаты вычисления погрешности счетчика. Это влияние зависит от напряжения источника в цепи тока, поскольку при этом разным оказывается сопротивление токозадающего резистора. Чем меньше напряжение, тем меньше сопротивление токозадающего резистора для получения требуемого тока, и тем больше сказывается разница параметров диодов на токи в ветвях схемы. Показано, что этот уровень напряжения должен составлять 10-12 В для уменьшения этой погрешности до 0,5-0,6 %, что не существенно для счетчика класса точности 1 (допустимая погрешность 3 % при воздействии постоянной составляющей и четных гармоник).

Однако при этом мощность, потребляемая токовой цепью ИС, может достигать 700-800 Вт. При напряжении 2 В мощность в цепи становится мене 200 Вт, но и погрешность, вносимая испытательной схемой, может достигать 4 % и более, что больше собственной погрешности счетчика.

Разработана схема испытания с переключением токовых цепей (рисунок 4.9), которая позволяет практически полностью исключить влияние разброса параметров диодов на определение погрешности счетчика: моделирование в Multisim 12 дало добавочную погрешность измерения погрешности счетчика, вносимую испытательной схемой, равную  $\pm 0,003$  % при напряжении источника 2 В и разнице параметров токозадающих диодов 30 %. Если испытуемый счетчик, в отличие от модели, имеет некоторую собственную ненулевую погрешность, то погрешность, вносимая испытательной схемой, составляет порядка 0,1 % для счетчика класса точности 1. В то же время стандартная испытательная схема, описанная в [13], вносит добавочную погрешность измерения погрешности счетчика до  $\pm 3,3$  % в результаты испытания при такой же разнице параметров диодов. Также можно снизить уровень напряжения источника в цепи тока, благодаря чему уменьшить мощность, выделяемую в схеме [20]. Кроме этого, при использовании одного токоограничивающего резистора вместо двух, как описано в [13] исключается влияние разницы сопротивлений резисторов на токи в ветвях схемы.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разработана схема активного трансформатора тока, представляющего собой стандартный двухобмоточный трансформатор, дополненный индикаторной обмоткой и усилителем, которые формируют обратную связь и поддерживают вторичный ток близким к первичному, деленному на коэффициент трансформации.
2. Разработана математическая модель активного трансформатора тока, позволяющая определить его токовую и угловую погрешности, в зависимости от параметров самого трансформатора и усилителя.
3. Спроектирован, изготовлен и экспериментально апробирован активный трансформатор тока, оценены его погрешности, исследована работа при воздействии постоянного магнитного поля; показано, что погрешности и в условиях воздействия магнитного поля и в номинальных условиях существенно меньше, чем для стандартного пассивного трансформатора тока (на 1-2 порядка).
4. Разработаны методы косвенного оценивания максимальных погрешностей стандартных трансформаторов тока, основанные на измерении тока намагничивания; методы позволяют производить оценивание максимальных токовой и угловой погрешностей трансформаторов тока различного класса точности без использования эталонного трансформатора тока и прибора сравнения.
5. Разработаны технологические модули, необходимые для автоматизации и повышения производительности технологического процесса серийного производства счетчиков электроэнергии: модуль дискретного ввода-вывода, управляемый программно с компьютера, USB-концентратор с защитой от импульсных помех.
6. Разработаны и внедрены в процесс серийного производства счетчиков электроэнергии на предприятии АО «Радио и Микроэлектроника» технологические стенды и программное обеспечение для контроля функционирования и метрологических характеристик счетчиков

электроэнергии, повышающие производительность выполнения данных операций на 50 % и 80 %, соответственно, по сравнению с имеющимися неавтоматизированными стендами.

7. Показано, что для аналогичных полупроводниковых диодов, взятых из одной партии, разброс таких параметров как объемное сопротивление базы и обратный ток насыщения может достигать 30-35 %, что может негативно сказаться на работе схем, где важна симметрия электрических цепей, содержащих диоды.
8. Разработан метод проведения испытаний счетчиков электроэнергии на влияние постоянной составляющей и четных гармоник, при использовании которого дополнительная инструментальная погрешность, добавляемая к результату определения дополнительной погрешности счетчика и вызванная разбросом параметров установленных в разных ее ветвях токозадающих диодов, составляет менее 0,1 % для счетчиков класса точности 1.

**СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ**

- АТТ – активный трансформатор тока
- АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
- БД – база данных
- БУ – блок управления
- В – включение
- ВАХ – вольт-амперная характеристика
- ВВ – вакуумный выключатель
- ВО – включение-отключение (последовательно без паузы)
- ИС – испытательная схема
- ИСК – интерфейс связи с коммутатором
- КУ – контактирующее устройство
- КФМ – калибратор фиктивной мощности
- О – отключение
- ОВ – отключение-включение (последовательно без паузы)
- ОУ – операционный усилитель
- ПК – персональный компьютер
- СКВ – сухой контакт включения
- СКЗ – среднеквадратическое значение
- СКО – сухой контакт отключения
- ТТ – трансформатор тока
- ФЧХ – фазо-частотная характеристика
- ЦСМ – центр стандартизации и метрологии
- ЧРВ – часы реального времени
- ЧХ – частотная характеристика
- АС – alternate current (переменный ток)
- DC – direct current (постоянный ток)
- DIO board – digital input-output board (плата дискретного ввода-вывода)
- ESD – electrostatic discharge (электростатический разряд)

NIST – National Institute of Standards and Technology (институт стандартов и технологий)

PLC – power line communication (коммуникация, построенная на линиях электропередачи)

RF – radio frequency (радиочастота, интерфейс передачи данных по радио)

UART – universal asynchronous receiver-transmitter (универсальный асинхронный приемо-передатчик – интерфейс передачи данных)



## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Афанасьев В.В., Адоньев Н.М., Кибель В.М. и др. Трансформаторы тока (2-е издание); Л.: Энергоатомиздат. Ленинградское отделение, 1989.
2. Байда Л.И., Добротворский Н.С., Душин Е.М.; под редакцией А.В. Фремке и Е. М. Душина, Электрические измерения: учебник для вузов; Л.: Энергия. Ленинградское отделение, 1980.
3. Белозеров В., Стародубцев Ю. Аморфные металлические материалы. Силовая электроника, №2, 2009. [Электронный ресурс]. URL: [http://www.power-e.ru/2009\\_2\\_86.php](http://www.power-e.ru/2009_2_86.php) (дата обращения 15.04.2017г.)
4. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. Издание девятое переработанное и дополненное. Москва, «Высшая школа», 1996.
5. Вавин В.Н. Трансформаторы тока. М.–Л.: Энергия, 1966.
6. Вольтметр MP730 USB-самописец. [Электронный ресурс]. URL: <http://www.sinava.ru/MP730.php> (дата обращения 01.10.2017г.)
7. Выключатели вакуумные Рим ВВ-10. Руководство по эксплуатации ВНКЛ.674152.001 РЭ, 2015.
8. ГОСТ 13607-68. Приборы и преобразователи электроизмерительные цифровые. Основные термины и определения
9. ГОСТ 7746-2001. Трансформаторы тока. Общие технические условия
10. ГОСТ 8.217-2003. Трансформаторы тока. Методика поверки
11. ГОСТ 8.401-80. Классы точности средств измерений. Общие требования
12. ГОСТ 8.584-2004. Счетчики статические активной электрической энергии переменного тока. Методика поверки
13. ГОСТ Р 52322–2005. Аппаратура для измерения электрической энергии переменного тока. Частные требования. Часть 21, статические счетчики активной энергии классов точности 1 и 2.
14. ГОСТ Р 52565-2006. Выключатели переменного тока на напряжение от 3 до 750 кВ. Общие технические условия.

15. Заявка на полезную модель № 2017143476/28(074861). Токовая цепь счетчика электрической энергии / Ю.А. Пасынков, М.А. Савиных; патентообладатель АО «Радио и микроэлектроника». – №2017143476/28(074861); заявл. 08.12.17. – [Решение выдачи патента от 24.04.18].
16. Исследование ESD на уровне системы: пример MSP430™. Texas Instruments. Новости электроники. №11 (145), 2015 г.
17. Калибраторы мощности КФМ-06. Интегрированные тестовые системы. [Электронный ресурс]. URL: [www.enica.net.ru/products/doc/kfm-060.pdf](http://www.enica.net.ru/products/doc/kfm-060.pdf) (дата обращения 08.05.2017г.)
18. Мамаев А. DLMS/COSEM – открытый протокол для обмена данными с приборами учета. Часть 1: краткий обзор [Электронный ресурс]. URL: <https://habrahabr.ru/post/302246/> (дата обращения 01.10.2017г.), 2016.
19. Пасынков Ю.А., Савиных М.А.. Технологический контроль метрологических характеристик счетчиков электроэнергии на производстве. Научный вестник НГТУ. – 2018. - №1(70). – С. 22-27.
20. Пасынков Ю.А., Савиных М.А. Исследование схемы испытания счетчиков электроэнергии на влияние постоянной составляющей и четных гармоник. Метрология №2 – 2015.
21. Пасынков Ю.А., Савиных М.А. Трансформатор тока в магнитном поле. Молодой ученый, №24 (158), 2017. С. 188-192.
22. Поплавный С. Устройства гальванической развязки// Современная электроника. - 2014 - №4.
23. Постановление Правительства РФ от 4 мая 2012 г. № 442 «О функционировании розничных рынков электрической энергии, полном и (или) частичном ограничении режима потребления электрической энергии».
24. Ровдо А.А. Полупроводниковые диоды и схемы с диодами. М.: ЛАЙТ ЛТД, 2000.
25. Савиных М.А. Автоматизированный контроль платы преобразователя вакуумного выключателя. Приборы, №6 (204), 2017. –С 40-44.

26. Савиных М.А. Модуль дискретного ввода-вывода // Сборник материалов конференции ИКИ-2015. Раздел 5. Элементы, устройства и программные средства для измерения, контроля и информатизации. – Барнаул: изд-во АлтГТУ, 2015г. – С. 119-123.
27. Савиных М.А. Технологический USB-концентратор // Приборы. – 2016г. – №8 (194). – С. 39-42.
28. Семенов. А. История трансформатора: [Электронный ресурс]. URL: <http://www.likeproject.ru/article.php?cont=long&id=395> (дата обращения: 12.04.2015)
29. Сердечники из аморфных и нанокристаллических сплавов: [Электронный ресурс]. URL: [http://ferrite.ru/products/ferrite\\_nano\\_amorphous/](http://ferrite.ru/products/ferrite_nano_amorphous/) (дата обращения: 12.04.2015)
30. Счетчики электрической энергии однофазные, многотарифные 189.2X, производства АО РиМ. [Электронный ресурс]. URL: [http://www.zao-rim.ru/rim\\_189\\_2x](http://www.zao-rim.ru/rim_189_2x) (дата обращения 30.01.2018г.).
31. Счетчики электрической энергии производства АО «РиМ». [Электронный ресурс]. URL: [www.zao-rim.ru/cat\\_cntrs](http://www.zao-rim.ru/cat_cntrs) (дата обращения 20.05.2017г.).
32. Счетчики электрической энергии производства АО «Электротехнические заводы «Энергомера». [Электронный ресурс]. URL: [www.energomera.ru/ru/products/meters](http://www.energomera.ru/ru/products/meters) (дата обращения 20.05.2017г.).
33. Счетчики электрической энергии производства ООО «НПК «Инкотекс». [Электронный ресурс]. URL: [www.incotexcom.ru/counters.htm](http://www.incotexcom.ru/counters.htm) (дата обращения 20.05.2017г.).
34. Счетчики электрической энергии трехфазные статические РиМ 489.26, РиМ 489.27, РиМ 489.28, РиМ 489.29. Паспорт ВНКЛ.411152.078 ПС.
35. Трансформаторы тока измерительные лабораторные ТТИ-100. Описание типа средства измерений, 2005.
36. Трансформаторы тока измерительные переносные «ТТИП». Описание типа средства измерения. Приложение к свидетельству № 34389 об утверждении типа средств измерений, 2013.

37. Трансформаторы тока эталонные. Руководство по эксплуатации. Часть 1. Техническая эксплуатация. АМАК.671220.001 РЭ, 2013.
38. Трансформаторы тока эталонные двухступенчатые «ИТТ-3000.5». Руководство по эксплуатации. ТМЕ 002.4.728.000 РЭ, 2001.
39. Трансформаторы тока измерительные эталонные NCD, NCO. Описание типа средства измерения, 2006.
40. Установка поверочная универсальная «УППУ-МЭ 3.1КМ-С». Руководство по эксплуатации. МС2.702.500 РЭ, 2016.
41. Установки для регулировки и поверки счетчиков электрической энергии ЦУ6800. Описание типа СИ. Приложение к свидетельству №51424 об утверждении типа средства измерений, 2013.
42. Федеральный закон от 26.06.2008 N 102-ФЗ (ред. от 13.07.2015) «Об обеспечении единства измерений»
43. Хернитер М. Е. Multisim 7. Современная система компьютерного моделирования и анализа схем электронных устройств. М.: ДМК Пресс, 2006.
44. Цапенко М. П., Мошкин Ю.П., Пасынков Ю.А., Соболева И.А. Создание комплекса измерительных преобразователей электрических величин для ИИС энергетических объектов различных отраслей народного хозяйства. Входные цепи измерительных преобразователей электрических величин [Текст]: науч.-тех. отчет (промежуточ.): 42-44 / НГТУ; рук. Цапенко М. П. – Новосибирск., 1981. – 74 с. – Исполн.: Мошкин Ю.П., Пасынков Ю.А., Соболева И.А.
45. Что такое LabVIEW? National Instruments. [Электронный ресурс]. URL: [www.ni.com/en-us/shop/labview.html](http://www.ni.com/en-us/shop/labview.html) (дата обращения 23.11.2017).
46. Электростатическая защита USB устройств. Мир периферийных устройств ПК. Технический журнал для специалистов сервисных служб. [Электронный ресурс]. <http://www.mirpu.ru/interface/86-usb/179-xaschita-usb.html> (дата обращения 29.05.2016г.)

47. 3-phase transformer magnetization current test, Warsaw university of technology, institute of electrical machines, electrical machines in the power engineering and automatic, 2008.
48. Bachinger B., Hackl A., Leikermoser A. Direct current in transformers: effects and compensation. CIGRE, 2012.
49. Brown D. The application of current comparators in instrumentation for loss measurements. Technical paper. SYMETRO, 1996.
50. Calmet. Power calibrators and power quality calibrators [Digital source]. URL: [www.calmet.com.pl/eng/pages/detail.php?product=pwr](http://www.calmet.com.pl/eng/pages/detail.php?product=pwr) (date 23.11.2017).
51. CEPIȘCĂ C., GRIGORESCU S.D., GANATSIOS S., BARDIS N.G.. Passive and active compensations for current transformers. METROLOGIE 4/2008.
52. Current ratio device for use in forming a current transformer. US patent 5896027 A, Apr. 20, 1999.
53. Daut I., Hasan S., Taib S. Magnetizing Current, Harmonic Content and Power Factor as the Indicators of Transformer Core Saturation. Journal of Clean Energy Technologies, Vol. 1, No. 4, October 2013.
54. Drafts B., methods of current measurements. Pacific Sceintific-OECO, apr. 2004.
55. Dusza D., Rzepecki. B. Magnetizing current effect minimization in current transformers. Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, N. 69, 2013.
56. Fluke. Calibration. 6105A, 6100B Electrical Power Quality Calibrator [Digital source]. URL: [us.flukecal.com/products/electrical-calibration/electrical-calibrators/6105a-6100b-electrical-power-quality-calibrat](http://us.flukecal.com/products/electrical-calibration/electrical-calibrators/6105a-6100b-electrical-power-quality-calibrat) (date 23.11.2017).
57. Hartmann M., Biela J., Ertl H., Kolar J.W. Wideband Current Transducer for Measuring AC Signals With Limited DC Offset. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 24, NO. 7, JULY 2009.
58. Kasztenny B., Mazereeuw J., Jones K. CT Saturation in Industrial Applications – Analysis and Application Guidelines. Developments in Power System Protection, 2008. DPSP 2008. IET 9th International Conference on. March, 2008.

59. Khan T.H., Kabir S.M.L., Hussain S., Wahid K. Design and implementation of a low cost electricity meter testing bench. IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA 2010), Penang, Malaysia, October 3-5, 2010.
60. Li Y., Gao Y., Li. L. Effects of DC Magnetic Bias on the Magnetic and Sound Fields of Transformer. Energy and power engineering, 5, 2013.
61. Marketos P., Moses A. J., Hall J. P. Effect of DC voltage on AC magnetization of transformer core steel. Journal of electrical engineering, vol. 61. no 7/s, 2010.
62. Meantest. Equipment for accurate measurements and calibrations. Calibrators of power/energy Calibro 133C/133Ci [Digital source]. URL: [www.meatest.ru/kalibratory-moshchnosti-energii/calibro-133c-133ci](http://www.meatest.ru/kalibratory-moshchnosti-energii/calibro-133c-133ci) (date 23.11.2017)
63. MOC306X-M and MOC316X-M, 6-pin DIP zero-cross phototriac driver optocoupler (600V peak), datasheet. [Digital source] URL: [http://mkpochtoi.narod.ru/MOC3061\\_MOC3062\\_MOC3063\\_zerocross\\_ds.pdf](http://mkpochtoi.narod.ru/MOC3061_MOC3062_MOC3063_zerocross_ds.pdf) (date 01.10.2017г.), 2005.
64. Model 936A Reference Current Transformer, 2010: [Digital source]. URL: <http://www.arbiter.com/catalog/product/model-936a-reference-current-transformer.php> (date 10.06.2016).
65. Naumovic-Vukovic D., Skundric S., Kovacevic D. Calibration of high accuracy class standard current transformers. XIX IMECO World Congress. Fundamental and applied Metrology. Lisbon, Portugal, September 6-11, 2009 –P. 621-625.
66. Nogueira Antônio Flavio Licarião, Facchinello Gabriel Grunitzki, Ramos Leonardo Adriano. Prediction of magnetizing current in power transformers using numerically simulated open-circuit tests. IJRRAS 17 (2), November 2013.
67. Orhac M. Current transformers for High-voltage protection. Cahier Technique Merlin Gerin n°164. March, 1995.
68. Ramboz J.D., Petersons. O. A calibration service for current transformers. NIST special publication 250-36. 1991.
69. Ramboz. J.D. A highly accurate, hand-held clamp-on current transformer. IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 45, no.2, April 1996.

70. Suoders T.M. Wide-band two-stage current transformers of high accuracy. IEEE Trans. Instrum. Meas. IM-21. No. 4. Nov. 1972.
71. Tettex 4761 standard current transformer 1000A, 2012: [Digital source]. URL: <http://www.haefely-hipotronics.com/document/4761-standard-current-transformer-1000a/> (date 15.05.2016).
72. Tong G., Xu X. A wide-band active current transformer and shunt. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on (Volume:40 , Issue: 6). Dec. 1991.
73. USBLC6-4: Very low capacitance ESD protection, datasheet (Rev 7), 2015. [Digital source]. <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/9a/e6/1c/4f/b6/9a/44/e6/CD00047494.pdf/files/CD00047494.pdf/jcr:content/translations/en.CD00047494.pdf> (date 29.05.2016).
74. Yarborough B., Components and methods for current measurements. Power electronics technology, 2012.

**ПРИЛОЖЕНИЕ А. Таблицы погрешностей активного трансформатора  
тока при моделировании в Multisim**

Таблица А.1

Зависимость токовой и угловой погрешностей АТТ от емкости  $C_2$

$C_2$ , пФ	$ K_{yc} $	$\text{angle}(K_{yc}), ^\circ$	Токовая погрешность, %	Угловая погрешность, ‘
10	199,9	-0,18	2,17	108
100	199,6	-3,36	2,00	105
500	191,0	-17,04	1,28	105
1000	170,0	-31,86	0,38	108
2000	125,6	-51,20	-1,35	111
5000	61,4	-72,90	-6,06	151
10000	31,9	-80,74	-12,25	279

Таблица А.2

Зависимость токовой и угловой погрешностей АТТ от фазового сдвига при фиксированном коэффициенте усиления, равном 100

$C_2$ , пФ	$R_2$ , кОм	$\text{angle}(K_{yc}), ^\circ$	Токовая погрешность, %	Угловая погрешность, ‘
1	1000	0,16	3,0	200
100	1000,5	-1,59	2,8	203
500	1013	-8,74	2,1	200
1000	1052	-17,88	1,3	192
2000	1285	-38,72	-0,6	162
2500	1615	-51,55	-1,8	138
2800	2100	-61,38	-2,8	117
3000	2980	-70,21	-3,7	92
3100	4370	-76,59	-4,3	70



3150	6800	-81,36	-4,9	54
------	------	--------	------	----

Таблица А.3

Зависимость токовой и угловой погрешностей АТТ от коэффициента усиления при фиксированном фазовом сдвиге, равном  $-60^\circ$

$C_2$ , пФ	$R_2$ , кОм	$ K_{ус} $	Токовая погрешность, %	Угловая погрешность, ‘
55600	100	4,96	-15,6	1197
11150	500	24,7	-9,3	468
5560	1000	49,7	-5,3	241
2780	2000	99,4	-2,6	119
1850	3000	149,3	-1,7	79
1390	4000	198,8	-1,3	59
1110	5000	248,9	-1,0	46

**ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Сравнение ЭДС трансформатора тока в режиме  
холостого хода и под нагрузкой**

Измерение и определение формы ЭДС на дополнительной обмотке ТТ ( $E_{\text{доп.}}$ ) в режиме холостого хода (вторичная нагрузка разомкнута). В первичную обмотку задается ток  $I_1$ .

Таблица Б.1

ЭДС дополнительной обмотки ТТ в режиме холостого хода

$I_1$ , мА	$E_{\text{доп.}}$ , мВ	Комментарий
0	3,6	<i>шум</i>
1	4,7	
2	5,4	
4	8,3	
6	11,6	
8	15,2	
10	18,8	
20	37,8	
30	58,3	
40	79,8	
50	104	рисунок Б.1
60	132	<i>начинаются искажения</i>
70	164	
80	201	
90	244	
100	294	рисунок Б.2
150	745	рисунок Б.3
200	1700	рисунок Б.4

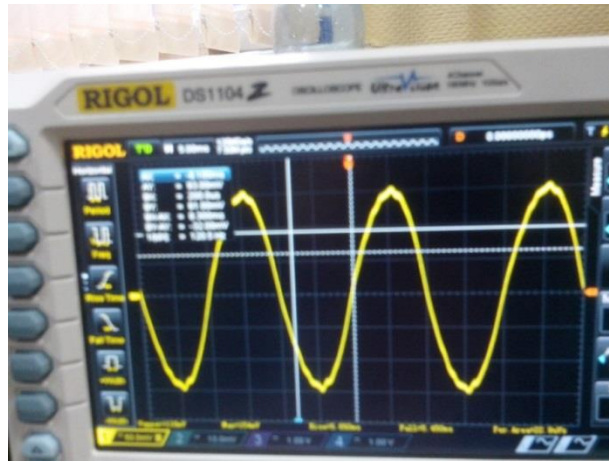


Рисунок Б.1. ЭДС дополнительной обмотки в режиме холостого хода при  $I_1=50$  мА.

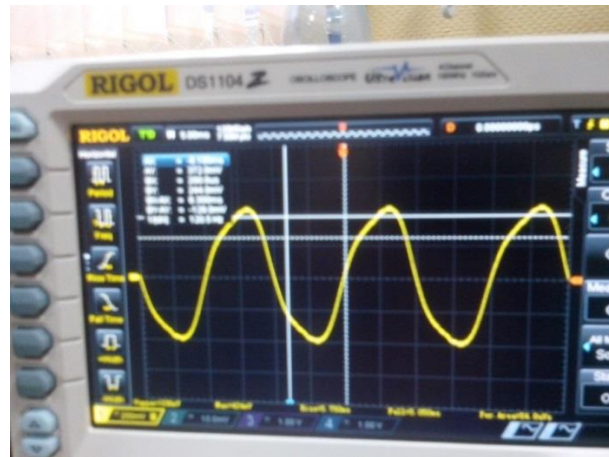


Рисунок Б.2. ЭДС дополнительной обмотки в режиме холостого хода при  $I_1=100$  мА.



Рисунок Б.3. ЭДС дополнительной обмотки в режиме холостого хода при  $I_1=150$  мА.



Рисунок Б.4. ЭДС дополнительной обмотки в режиме холостого хода при  $I_1=200$  мА.

Далее приведены измерения и определение формы ЭДС на дополнительной обмотке ТТ в нагруженном режиме.

Таблица Б.2

ЭДС дополнительной обмотки ТТ в нагруженном режиме (нагрузка на вторичную обмотку 150 Ом)

$I_1$ , мА	$E_{\text{доп.}}$ , мВ	Комментарий
4	99,6	рисунок Б.5
12	281	рисунок Б.6
15	325	
20	469	

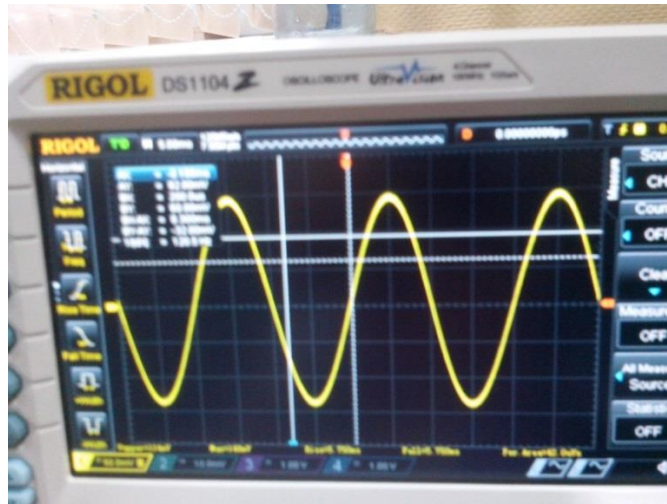


Рисунок Б.5. ЭДС дополнительной обмотки в нагруженном режиме (150 Ом)  
при  $I_1=4A$ .

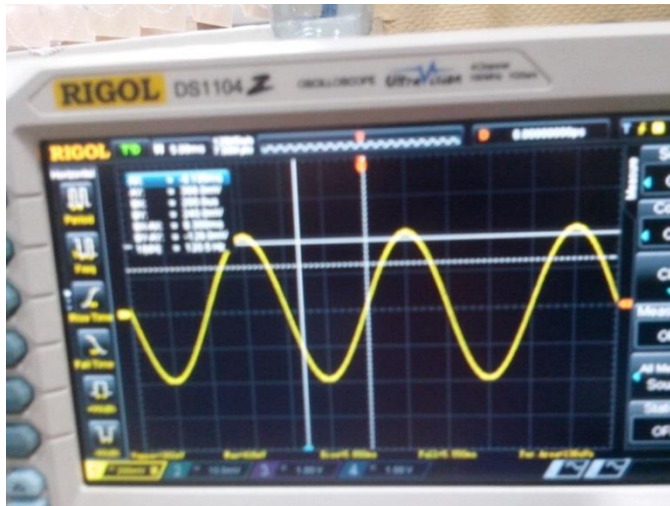


Рисунок Б.6. ЭДС дополнительной обмотки в нагруженном режиме (150 Ом)  
при  $I_1=12A$ .

Далее приведены измерения и определение формы ЭДС на дополнительной обмотке ТТ в нагруженном режиме при меньших нагрузках.

Таблица Б.3

ЭДС дополнительной обмотки ТТ в нагруженном режиме (нагрузка на вторичную обмотку 56 Ом)

$I_1, A$	$E_{\text{доп.}}, мВ$
4	35,5

12	101
15	126

Таблица Б.4

ЭДС дополнительной обмотки ТТ в нагруженном режиме (нагрузка на вторичную обмотку 18 Ом)

$I_1, \text{A}$	$E_{\text{доп.}}, \text{мВ}$
4	13,3
12	36,7
15	45,7
20	60,8

## ПРИЛОЖЕНИЕ В. Ток трансформатора тока при подаче напряжения во вторичную обмотку

Измерение тока  $I_2$  во вторичной обмотке при подаче в нее напряжения  $U_2$  от внешнего источника. Измеряется напряжение на  $U_{ш}$  шунте с номинальным сопротивлением 3 кОм. Ток вторичной обмотки определяется как  $I_2 = \frac{U_{ш}}{R_{ш}}$ .

Таблица В.1

Ток вторичной обмотки при подаче в нее напряжения

$U_2$ , В	$U_{ш}$ , мВ	$I_2$ , мкА
0	0	
0.5	119	39,7
1	208	69,3
2	334	111,3
3	417	139,0
4	478	159,3
5	530	176,7

Далее приведены осциллограммы сигнала с шунта (пропорциональные току вторичной обмотки) для всех точек из таблицы В.1.

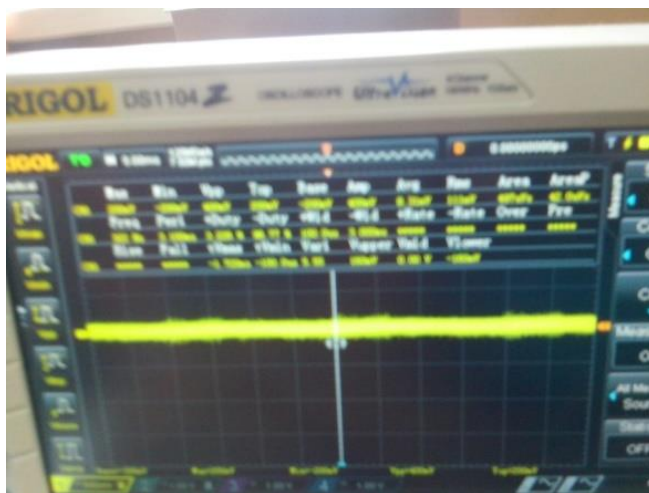


Рисунок В.1. Напряжение на токоизмерительном шунте при  $U_2=0$  В.





Рисунок В.2. Напряжение на токоизмерительном шунте при  $U_2=0,5$  В.



Рисунок В.3. Напряжение на токоизмерительном шунте при  $U_2=1$  В.



Рисунок В.4. Напряжение на токоизмерительном шунте при  $U_2=2$  В.





Рисунок В.5. Напряжение на токоизмерительном шунте при  $U_2=3$  В.

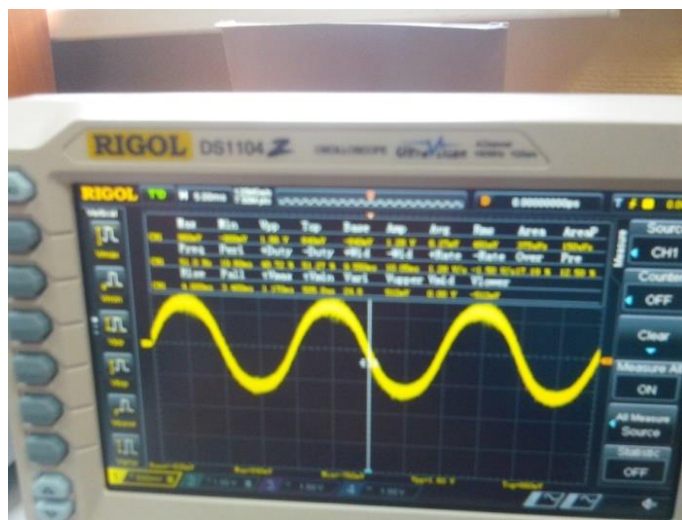


Рисунок В.6. Напряжение на токоизмерительном шунте при  $U_2=4$  В.

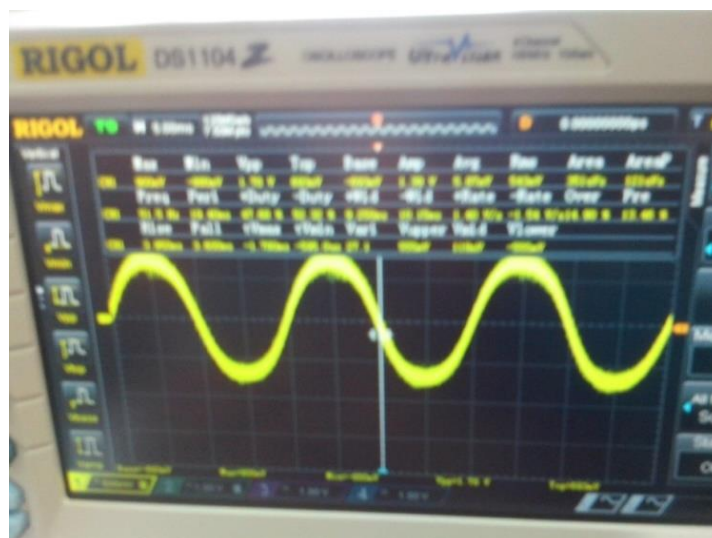


Рисунок В.7. Напряжение на токоизмерительном шунте при  $U_2=5$  В.





**ПРИЛОЖЕНИЕ Г. Документы о прохождении трансформатором тока  
ТШП 0,66 У3 поверки в Новосибирском ЦСМ**

	Федеральное бюджетное учреждение «Государственный региональный центр стандартизации, метрологии и испытаний в Новосибирской области» (ФБУ «Новосибирский ЦСМ») аккредитовано в установленном порядке на проведение поверки средств измерений, регистрационный номер аттестата аккредитации RA.RU.311258
	<b>СВИДЕТЕЛЬСТВО О ПОВЕРКЕ № 372285</b>
	Действительно до <u>27 февраля 2026г</u>
<b>Средство измерений:</b> Трансформатор тока, ТШП 0,66 У3 (регистрационный № 15173-06 в Федеральном информационном фонде по обеспечению единства измерений)	
<small>наименование, тип, регистрационный номер в Федеральном информационном фонде по обеспечению единства измерений</small>	
<small>(если в составе средства измерений входят несколько автономных измерительных блоков, то приводится их перечень и заводские номера)</small>	
отсутствует	
<small>серия и номер клейма предыдущей поверки (если такая серия и номер имеются)</small>	
<b>заводской номер</b>	<u>94969</u>
<b>поверено</b>	<b>в соответствии с описанием типа</b>
<small>наименование величин, диапазонов, на которых поверено средство измерений (если предусмотрено методикой поверки)</small>	
<b>поверено в соответствии с</b>	<u>ГОСТ 8.217-2003 «ГСИ. Трансформаторы тока. Методика поверки». ГОСТ 7746-2001 «Трансформаторы тока. Общие технические условия»</u>
<small>наименование документа, на основании которого выполнена поверка</small>	
<b>с применением эталонов</b>	<u>См. на обороте</u>
<small>наименование, тип, заводской номер регистрационный номер (при наличии), разряд</small>	
<b>при следующих значениях влияющих факторов:</b>	<u>атмосферное давление 99,8 кПа;</u>
<small>перечень влияющих факторов</small>	
<b>температура окружающего воздуха 22,1 °С; относительная влажность воздуха 45 %</b>	
<small>нормированных в документе на методику поверки с указанием их значений</small>	
<b>и на основании результатов первичной (периодической) поверки признано соответствующим установленным в описании типа метрологическим требованиям и пригодным к применению в сфере государственного регулирования обеспечения единства измерений.</b>	
<b>Знак поверки</b>	
<b>Начальник отдела 51</b>	 <small>(подпись)</small>
	<b>Ижболдин В.А.</b>
<b>Поверитель</b>	 <small>(подпись)</small>
	<b>Коркин Е.В.</b>
<b>Дата поверки</b>	<u>28 февраля 2018г</u>

*Рисунок Г.1. Сканированное свидетельство о поверке трансформатора тока ТШП 0,66 У3 в Новосибирском ЦСМ, сторона 1.*



<b>Поверено с применением эталонов (средств измерений):</b>	
1. Прибор сравнения КНТ-03 №167-07 ПГ $\pm 0,01$ ;	
2. Государственный эталон 1 разряда, коэффициента и угла масштабного преобразования синусоидального тока. Трансформатор тока эталонный двухступенчатый ИТТ-3000.5, зав. №227-07. Регистрационный №3.1.ZHH.0363.2013. Приказ №1607 от 31.12.2013г..	
<b>Заказчик</b>	<u>Савиных Максим Александрович</u>
<b>Место проведения поверки</b>	<u>ФБУ «Новосибирский ЦСМ»</u>
<b>Поверитель</b>	 (подпись) <b>Коркин Е.В.</b>
	
630112, г. Новосибирск, пр. Дзержинского, 2/1 Тел.: (383) 278-20-00, факс 278-20-10, 278-20-32, e-mail: csminfo@ncsm.ru, <a href="http://www.ncsm.ru">http://www.ncsm.ru</a> Система менеджмента качества соответствует ГОСТ ISO 9001-2011, ГОСТ ИСО/МЭК 17025	

*Рисунок Г.2. Сканированное свидетельство о поверке трансформатора тока ТШП 0,66 УЗ в Новосибирском ЦСМ, сторона 2.*



**ФБУ «Новосибирский ЦСМ»**  
**630112, г. Новосибирск, пр. Дзержинского 2/1**  
**Протокол поверки №3026**  
**Наименование (тип) СИ: Трансформаторы тока, ТШП 0,66 УЗ**

Зав.№ 94969

Принадлежит: Савиных Максим Александрович

**Технические характеристики трансформатора:**

Класс точности	0,2S;
Номинальные значения первичных токов:	500 А;
Номинальные значения вторичных токов:	5 А;
Номинальная вторичная нагрузка:	5 ВА;
Номинальная частота переменного тока:	50 Гц;
Предприятие изготовитель:	ОАО «Свердловский завод трансформаторов тока»;
Год выпуска:	2007г..

**Условия проведения поверки:**

температура окружающего воздуха:	22,1 °С;
атмосферное давление:	99,8 кПа;
относительная влажность воздуха:	45 %;
частота питающей сети:	50,02 Гц;
напряжение питающей сети:	220,1 В.

**Средства поверки:**

1. Прибор сравнения КНТ-03 №167-07 ПГ ±0,001 %, 0,1 мин;
2. Государственный эталон 1 разряда, коэффициента и угла масштабного преобразования синусоидального тока. Трансформатор тока эталонный двухступенчатый ИТТ-3000.5, зав. №227-07. Регистрационный №3.1.ЗНН.0363.2013. Приказ №1607 от 31.12.2013г..

**Проведение поверки:**

- |  |  |
|--|--|
| 1. Внешний осмотр:                           | <u>соответствует требованиям ГОСТ 8.217-2003</u> |
| 2. Проверка сопротивления изоляции:          | <u>соответствует требованиям ГОСТ 7746-2001</u>  |
| 3. Проверка правильности маркировки выводов: | <u>соответствует требованиям ГОСТ 8.217-2003</u> |

Страница 1 из 2



*Рисунок Г.3. Сканированный протокол поверки трансформатора тока ТШП 0,66 УЗ в Новосибирском ЦСМ, сторона 1.*

## 4. Определение метрологических характеристик:

## 4.1 Результат определения метрологических характеристик при номинальной нагрузке:

Зав. №	I/I <sub>н</sub> = 1% S=5BA cosφ=1,0		I/I <sub>н</sub> = 5% S=5BA cosφ=1,0		I/I <sub>н</sub> = 20% S=5BA cosφ=1,0		I/I <sub>н</sub> = 100% S=5BA cosφ=1,0		I/I <sub>н</sub> = 120% S=5BA cosφ=1,0	
	Δf, %	Δδ, ′	Δf, %	Δδ, ′	Δf, %	Δδ, ′	Δf, %	Δδ, ′	Δf, %	Δδ, ′
94969	-0,124	6,7	-0,123	4,2	-0,075	1,0	-0,032	1,0	-0,031	1,3

## 4.2 Результат определения метрологических характеристик при нагрузке, равной нижнему пределу диапазона нагрузок:

Зав. №	I/I <sub>н</sub> = 100% S=1,25BA cosφ=1,0		I/I <sub>н</sub> = 120% S=1,25BA cosφ=1,0	
	Δf, %	Δδ, ′	Δf, %	Δδ, ′
94969	-0,018	1,0	-0,018	1,2

**Заключение:** Удовлетворяют требованиям ГОСТ 8.217-2003 и ГОСТ 7746-2001.  
Трансформатор пригоден для дальнейшей эксплуатации.

Оформлено Свидетельство №

372285

Дата проведения поверки:

28 февраля 2018г

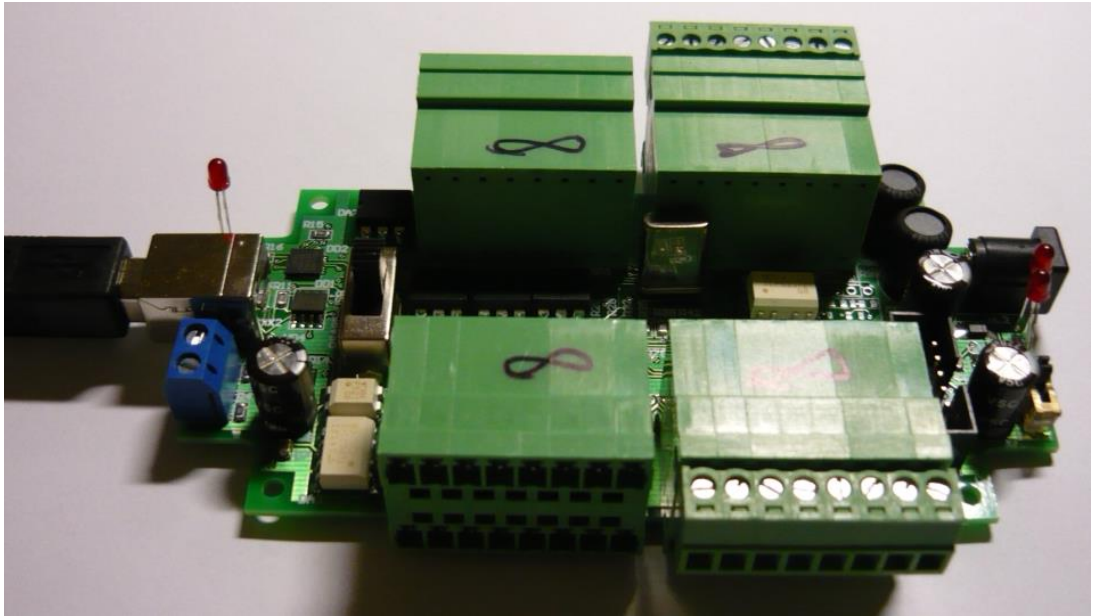
Поверку выполнил инженер по метрологии

Коркин Е.В.



*Рисунок Г.4. Сканированный протокол поверки трансформатора тока ТШП  
0,66 УЗ в Новосибирском ЦСМ, сторона 2.*

**ПРИЛОЖЕНИЕ Д. Фотографии разработанных технологических модулей**



*Рисунок Д.1. Модуль дискретного ввода-вывода.*



*Рисунок Д.2. Технологический USB-концентратор с защитой от импульсных помех.*

## ПРИЛОЖЕНИЕ Е. Главные окна программ (пользовательский интерфейс) для автоматизированных стендов

Строка состояния		Время
<input type="button" value="Запустить проверку (Enter)"/> <input type="button" value="Прервать проверку (End)"/> <input type="button" value="Отметить все"/> <input type="button" value="Снять все отметки"/> <input type="button" value="Очистить результаты"/>		
		Позиция 1
Заводской номер:	◆	
Тип счетчика:	◆	
Версия ПО:	◆	
Проверка ИП	<input checked="" type="checkbox"/>	
Проверка питания контактной платы	<input checked="" type="checkbox"/>	
Проверка тока потребления	<input checked="" type="checkbox"/>	
Запись номера и настройка	<input checked="" type="checkbox"/>	
Калибровка датчика температуры	<input checked="" type="checkbox"/>	
Калибровка ЧРВ	<input checked="" type="checkbox"/>	
Контроль ЭПл	<input checked="" type="checkbox"/>	
Контроль ЭПлК	<input checked="" type="checkbox"/>	
Проверка измерительного блока	<input checked="" type="checkbox"/>	
Проверка радиоканала	<input checked="" type="checkbox"/>	
Проверка цепи оптопорта	<input checked="" type="checkbox"/>	
Проверка ИСК и статуса самодиагностики	<input checked="" type="checkbox"/>	
Проверка УКН	<input checked="" type="checkbox"/>	
Проверка датчика магнитного поля	<input checked="" type="checkbox"/>	
Проверка ГНСС	<input checked="" type="checkbox"/>	
Проверка ионистра и повыш. преобр.	<input checked="" type="checkbox"/>	
Разряд ионистра	<input checked="" type="checkbox"/>	
Проверка тока потребления от батареи	<input checked="" type="checkbox"/>	

*Рисунок Е.1. Вид главного окна программы проверки функционирования трехфазных счетчиков электроэнергии РИМ489.2х.*

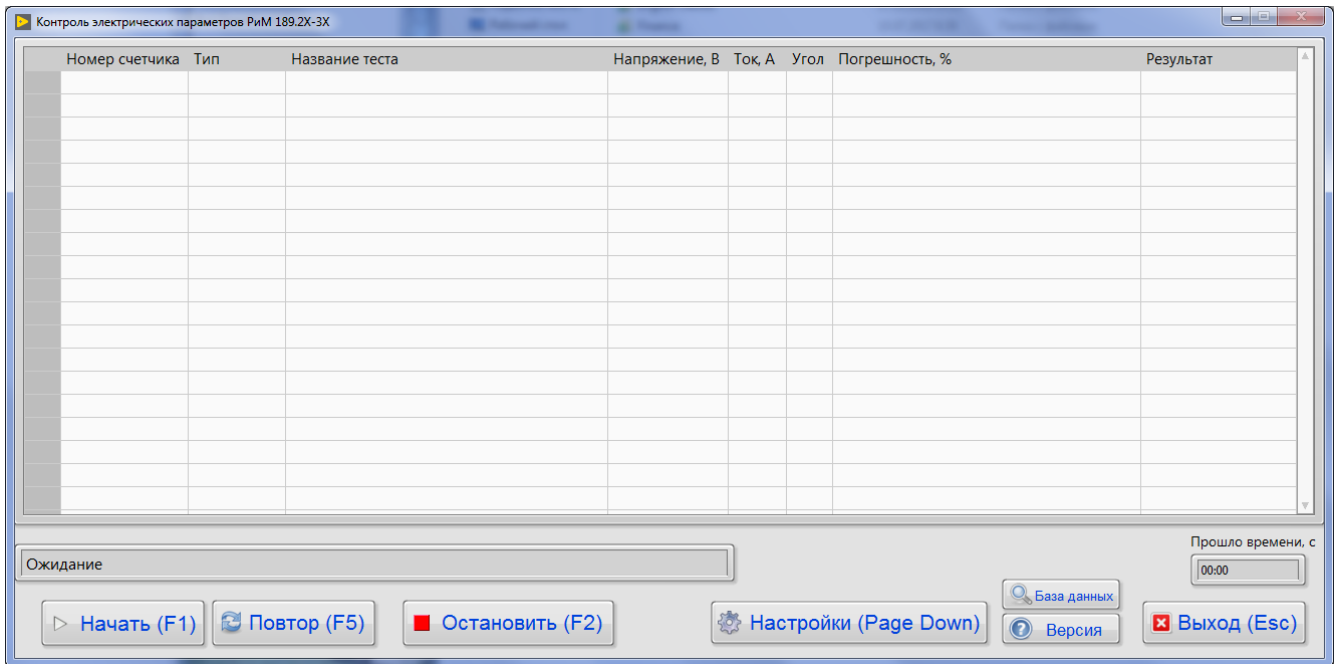


Рисунок Е.2. Вид главного окна программы контроля метрологических характеристик однофазных счетчиков электроэнергии РиМ 189.2х.

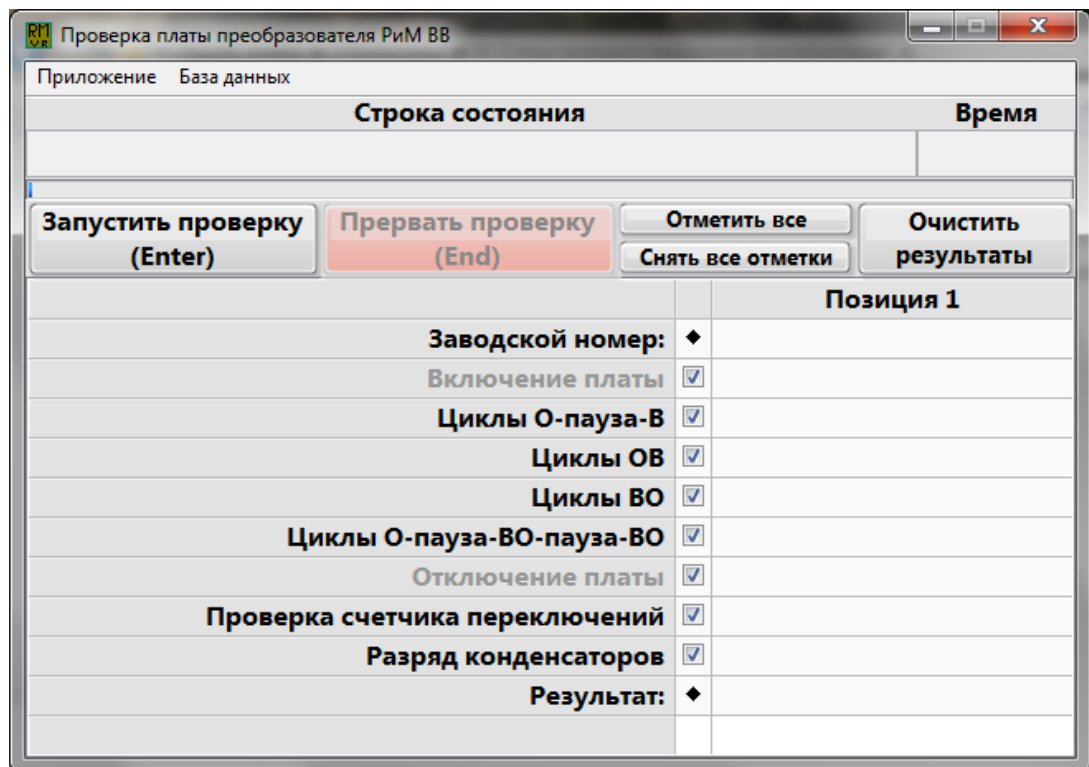


Рисунок Е.3. Вид главного окна программы проверки плат преобразователя вакуумных выключателей РиМ ВВ-10.



**ПРИЛОЖЕНИЕ Ж. Акт о внедрении технологических стендов в  
процесс производства счетчиков электроэнергии**



УТВЕРЖДАЮ



Генеральный директор  
АО «Радио и микроэлектроника»  
\_\_\_\_\_ Е.В. Букреев

« 10 » \_\_\_\_\_ мая 2018г.

**АКТ**

о внедрении результатов диссертационной работы в производственный процесс

Настоящим актом удостоверяется, что результаты диссертационной работы Савиных Максима Александровича «Разработка методов и средств повышения точности счетчиков электроэнергии и производительности технологического контроля при их производстве», внедрены в производственный процесс, в виде программно-аппаратных комплексов (автоматизированных технологических стендов и программного обеспечения), которые применяются при производстве однофазных и трехфазных счетчиков электрической энергии для:

1. контроля функционирования
2. контроля метрологических характеристик.

Работа стендов контроля функционирования счетчиков основана на использовании модулей дискретного и аналогового ввода-вывода, управляемых программно и позволяющих автоматически задавать режимы контроля и производить измерения. Работа стендов контроля метрологических характеристик счетчиков основана на использовании прецизионного генератора фиктивной мощности КФМ-06, управляемого программно и позволяющего автоматически задавать режим контроля (ток, напряжение и фазу). Разработанное в среде LabVIEW программное обеспечение для компьютера позволяет управлять стендами и производить автоматизированный контроль функционирования и метрологических характеристик счетчиков, определять соответствие их работы установленным нормам, а также сохранять все результаты контроля в базе данных. Это позволяет сократить время проверки функционирования счетчиков до 50%, время проверки метрологических характеристик – до 80%.

Технический директор

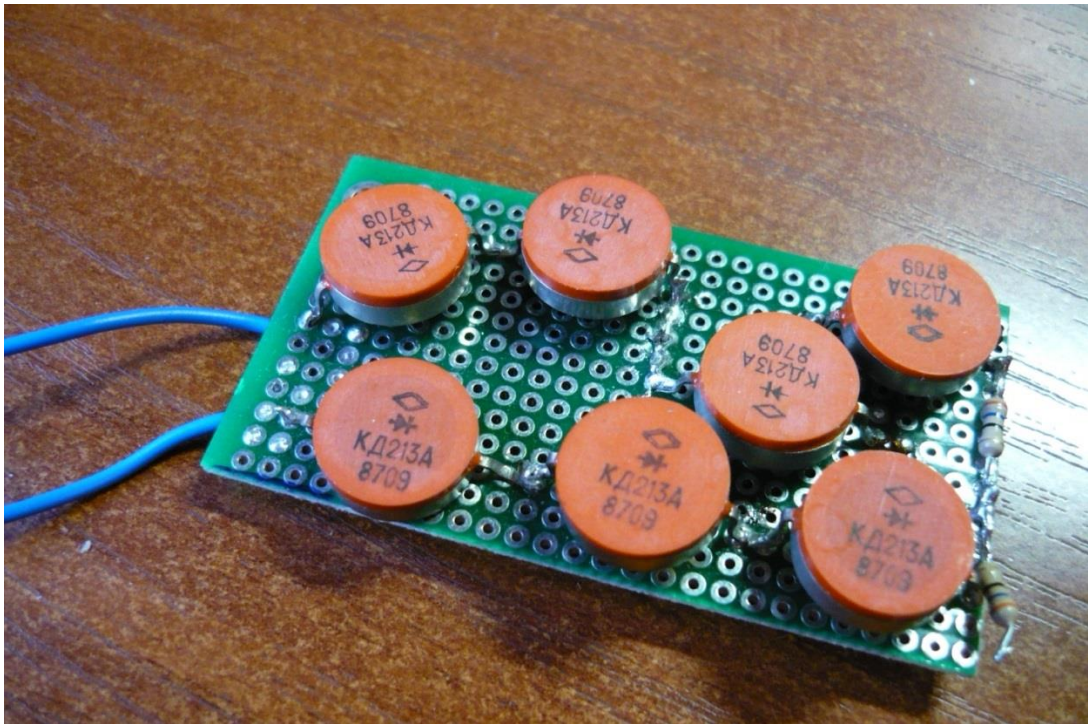
С.П. Порватов

Директор по развитию

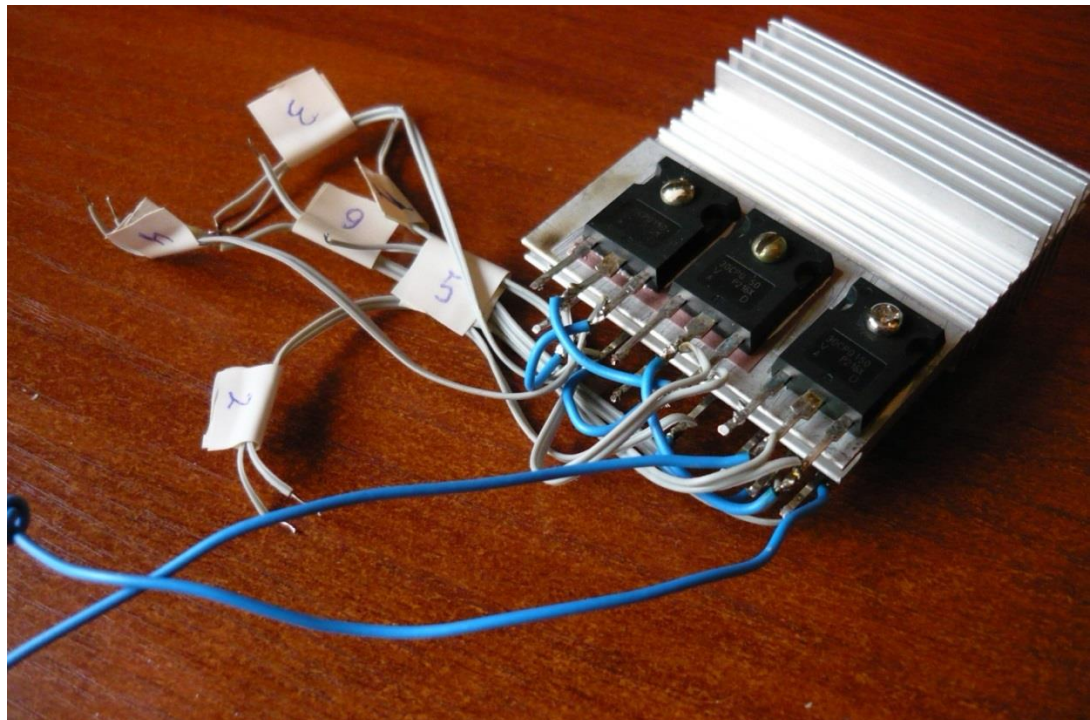
В.В. Горбунов

*Рисунок Ж.1. Сканированный акт о внедрении технологических стендов в  
процесс производства счетчиков электроэнергии в АО «Радио и  
Микроэлектроника»*

**ПРИЛОЖЕНИЕ II. Фотографии схем для исследования параметров  
ДИОДОВ**



*Рисунок И.1. Макетная плата для исследования параметров диодов КД213А.*



*Рисунок И.2. Макет для исследования параметров диодов Шоттки  
30CPQ150.*