

ДАЛЬНЕВОСТОЧНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

На правах рукописи



КОМЛЕВ АНТОН ВЛАДИМИРОВИЧ

**УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ УСТРОЙСТВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ
АКТИВНЫХ НАГРУЗОК СУДОВЫХ СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ**

Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой
степени кандидата технических наук

Научный руководитель –
Кувшинов Г.Е., доктор
технических наук, профессор

Владивосток – 2014

Оглавление

Введение.....	4
1 Устройства распределения активных нагрузок между судовыми синхронными генераторами.....	10
1.1 Способы распределения активных нагрузок.....	10
1.2 Анализ устройств автоматического распределения активных нагрузок судовых синхронных генераторов.....	15
1.2.1 Устройство распределения активной мощности типа УРМ-35.....	17
1.2.2 Блок распределения активных нагрузок генераторов БРНГ.....	20
1.2.3 Регулятор частоты и активной мощности типа РЧМ50.....	23
1.2.4 Микропроцессорные системы управления активной мощностью синхронного генератора.....	27
1.3 Выводы по главе.....	40
2 Измерительные преобразователи переменного тока.....	41
2.1 Особенности работы измерительных преобразователей тока в СЭЭС.....	41
2.2 Анализ разновидностей измерительных преобразователей тока, применяемых для измерения больших токов.....	42
2.2.1 Трансформаторы тока.....	43
2.2.2 Измерительные преобразователи тока на основе эффекта Холла.....	46
2.2.3 Оптические измерительные преобразователи тока.....	50
2.2.4 Дифференцирующие индукционные преобразователи тока.....	53
2.3 Выводы по главе.....	59
3 Разработка и анализ измерительных преобразователей активного тока с ДИПТ для УРАН судовых синхронных генераторов.....	60
3.1 Однофазный измерительный преобразователь активного тока.....	60
3.2 Трехфазный измерительный преобразователь активного тока.....	67
3.3 Работа трехфазного измерительного преобразователя активного тока при несимметричной нагрузке синхронного генератора.....	73
3.4 Выводы по главе.....	79

4	Разработка ДИПТ для электрооборудования с напряжением до 1 кВ и номинальными токами до 1 кА и моделирование измерительных преобразователей активного тока, основанных на применении таких ДИПТ	81
4.1	Разработка конструкции и расчет параметров ДИПТ для релейной защиты и автоматики в сетях с напряжением до 1 кВ	81
4.2	Моделирование однофазного измерительного преобразователя активного тока с ДИПТ.....	90
4.3	Моделирование трехфазного измерительного преобразователя активного тока с ДИПТ.....	97
4.4	Выводы по главе.....	101
5	Экспериментальные исследования УРАН с ДИПТ	103
5.1	Назначение экспериментальных исследований	103
5.2	Описание лаборатории судовых электроэнергетических систем ДВФУ.....	103
5.3	Регулирование тока возбуждения серводвигателя СГ	107
5.4	Конструктивные особенности, параметры и характеристики ИПАТ.....	109
5.5	Экспериментальное исследование однофазного УРАН с ДИПТ при параллельной работе синхронных генераторов	111
5.6	Экспериментальное исследование трехфазного УРАН с ДИПТ при параллельной работе синхронных генераторов	118
5.7	Выводы по главе.....	125
	Заключение	127
	Список условных сокращений.....	129
	Список литературы	130
	Приложение А. Патент «Устройство для измерения активного тока»	141

Введение

Актуальность работы. Для рационального использования синхронных генераторов (СГ) при параллельной работе необходимо, чтобы общая активная нагрузка (мощность) распределялась между ними пропорционально их номинальным мощностям. В судовых электроэнергетических системах (СЭЭС) выполнение этого условия обеспечивают устройства распределения активных нагрузок (УРАН) или мощности.

Точность и быстродействие УРАН во многом зависят от входящих в их состав измерительных преобразователей активной мощности или тока (ИПАТ). Существующие ИПАТ в УРАН имеют ряд значимых недостатков, обусловленных применением в них трансформаторов тока (ТТ). Это большие массогабаритные характеристики ИПАТ, увеличивающиеся с ростом номинального тока и напряжения ТТ, большие погрешности измерения, связанные с влиянием насыщения, остаточной намагниченности, гистерезиса магнитного сердечника ТТ и апериодической составляющей измеряемого тока. Для согласования уровня сигнала 1-5 А, получаемого от ТТ, с параметрами УРАН необходимо применение вторичного измерительного преобразователя тока и других согласующих устройств, что усложняет схему УРАН. Использование ТТ в современных высокоточных микропроцессорных УРАН значительно снижает эффективность таких УРАН. Поэтому задача усовершенствования УРАН, путем замены ТТ другими измерительными преобразователями тока (ИПТ), в настоящее время является весьма актуальной.

Степень разработанности темы исследования. Вопрос усовершенствования УРАН СГ рассматривался в отечественных работах следующих авторов: Н.В. Константинов, Н.И. Овчаренко, В.В. Миронов, Г.И. Китаенко, Л.Н. Дудченко и др. Имеется ряд зарубежных публикаций по этой теме следующих авторов: Г. Олсон, И. Болдея, М.М. Ислам, Хамди Ахмед Ашур и др. В большинстве этих работ рассматриваются способы оптимизации распределения активных нагрузок СГ, усовершенствование блоков обработки электрических сигналов УРАН, но не освещены

щены вопросы, связанные с применением альтернативных первичных преобразователей тока в УРАН и разработкой новых ИПАТ на их основе.

В последнее десятилетие появились публикации авторов, касающиеся применения дифференцирующих индукционных преобразователей тока (ДИПТ) вместо ТТ в устройствах релейной защиты и автоматики: И.А. Богодайко, А.Г. Белов, А.Н. Козлов, Н.Н. Мазалева, Б.А. Морозов, Ю.В. Мясоедов, Л.А. Коджович, М.Т. Бишоп, Д.В. Шепард и др. В этих работах подчеркиваются преимущества ДИПТ: малые размеры и масса, высокая точность измерения и отсутствие насыщения сердечника. Отмечается существенное упрощение многих устройств релейной защиты и автоматики при использовании ДИПТ без интегрирующих фильтров, восстанавливающих форму измеряемого тока.

Публикаций по разработке ИПАТ с ДИПТ и исследованию УРАН СГ с такими ИПАТ не было.

Объектом исследования являются устройства распределения активных нагрузок судовых синхронных генераторов. **Предмет исследования** – технико-экономические характеристики ИПАТ.

Цель и задачи диссертации. Цель диссертационной работы – разработка устройств для распределения активного тока между судовыми синхронными генераторами, которые, путем замены входящих в эти устройства трансформаторов тока на дифференцирующие индукционные преобразователи тока без использования интегрирующих фильтров, обеспечивают повышение точности, упрощение схемы и снижение массогабаритных характеристик этих устройств.

Достижение поставленной цели требует решения *следующих задач*:

- разработка структуры однофазного и трехфазного ИПАТ с ДИПТ;
- анализ работы и определение погрешностей этих ИПАТ;
- обоснование конструкции и создание методики расчета ДИПТ, обладающих высокой чувствительностью к измеряемому току, для работы в УРАН СГ с токами до 1 кА в сетях с напряжением до 1 кВ;

- разработка компьютерных моделей, учитывающих влияние внутренних сопротивлений элементов ИПАТ, и выполнение моделирования предложенных ИПАТ для подтверждения теоретических положений;

- изготовление макета УРАН с указанными ИПАТ и экспериментальная проверка результатов компьютерного моделирования на реальной системе.

Научная новизна диссертационной работы заключается в следующем.

1. Предложена разновидность способа измерения активного тока источника, отличающаяся тем, что результат находится как разность выпрямленных суммы и разности двух напряжений, первое из которых пропорционально напряжению источника, а второе пропорционально производной тока нагрузки, что позволяет использовать ДИПТ вместо ТТ.

2. Разработана новая структура однофазного измерительного преобразователя активного тока, которая отличается от известных тем, что в ней реализуется указанный выше способ измерения активного тока, а в качестве ИПТ используются два ДИПТ, установленных в одной из фаз источника, и обеспечивает значительное уменьшение габаритных размеров и массы УРАН при увеличении его точности.

3. Разработана новая структура трёхфазного измерительного преобразователя активного тока, которая отличается от известных тем, что в ней используются шесть ДИПТ, установленных по два в каждую фазу, и один трехфазный трансформатор напряжения, первичная обмотка которого соединена в «звезду», а вторичная в «треугольник». При этом обеспечивается измерение активной мощности при несимметричной по фазам нагрузке источника, значительное уменьшение массогабаритных характеристик и увеличение точности трехфазного УРАН.

4. Предложена конструкция и методика расчета ДИПТ, основанная на использовании стандартного однофазного ленточного разрезного сердечника, что значительно упрощает изготовление таких ДИПТ и позволяет использовать их в сетях с номинальным током менее 1 кА и напряжением до 1 кВ.

5. Предложены компьютерные модели однофазного и трехфазного ИПАТ с ДИПТ, которые отличаются от известных упрощённых моделей учётом внутрен-

них сопротивлений обмоток ДИПТ и трансформатора, что обеспечивает повышение точности измерения выходного напряжения ИПАТ.

Практическая ценность и реализация результатов работы. Внедрение предлагаемых ИПАТ с ДИПТ в УРАН способствует:

- более рациональному использованию СГ автономных электростанций при параллельной работе ввиду повышения точности УРАН;

- снижению конечной стоимости УРАН и более широкому применению на судах трехфазных УРАН, учитывающих несимметричность нагрузки СГ, ввиду значительного упрощения таких УРАН и уменьшению в несколько раз их массогабаритных характеристик.

Результаты работы, в том числе изготовленный макет УРАН с ДИПТ, используются в учебном процессе ДВФУ по магистерской программе 140400.68 «Автоматизированные электротехнические комплексы и системы в судовой энергетике», а также при подготовке аспирантов по специальности 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы.

Методика расчёта ДИПТ, выполненных на основе стандартных маломощных трансформаторов с ленточным разрезным сердечником, и рекомендации по реализации ИПАТ и УРАН с применением таких ДИПТ переданы в ЗАО «Варяг-Техсервис» для внедрения в изделиях, создаваемых в этой организации.

Личный вклад автора. При непосредственном участии автора разработаны схемы однофазного и трехфазного ИПАТ. Лично автором выполнен анализ современного состояния УРАН СГ и измерительных преобразователей переменного тока; исследована работа ИПАТ с ДИПТ; выполнено компьютерное моделирование предложенных ИПАТ; изготовлены составные части и выполнена сборка макета УРАН с ДИПТ; проведены экспериментальные исследования; обработаны и проанализированы полученные результаты.

Методология и методы научного исследования. Работа выполнена с применением методов анализа и синтеза, математической обработки результатов, математического и компьютерного моделирования и экспериментальных исследований. Теоретической и методологической базой диссертационной работы являются

законы электротехники, электроники, электрических машин, автоматики электроэнергетических систем.

Положения, выносимые на защиту:

- структура и результаты анализа работы однофазного ИПАТ с ДИПТ без использования интегрирующих фильтров;
- структура и результаты анализа работы трехфазного ИПАТ с ДИПТ без использования интегрирующих фильтров;
- конструкция и методика расчета ДИПТ на основе стандартного однофазного ленточного разрезного сердечника;
- компьютерная модель и результаты моделирования работы однофазного и трехфазного ИПАТ с ДИПТ;
- результаты экспериментальных исследований предложенных ИПАТ и автоматического распределения активной нагрузки между СГ с УРАН, снабжёнными этими ИПАТ.

Степень достоверности полученных в работе результатов обеспечивается корректным использованием положений теоретической электротехники, теорий электроники и электрических машин, методов математического анализа; использованием оборудования и измерительных приборов, обеспечивающих достаточную точность измерения; обсуждением на научных конференциях результатов исследования с последующей их публикацией.

Апробация результатов научных исследований. Основные результаты диссертационного исследования были представлены на научно-технических конференциях «Энергетика: управление, качество и эффективность использования энергоресурсов» (Благовещенск, 2013 г.), «Вологдинские чтения» (Владивосток, 2009-2012 гг.), «Молодежь и научно-технический прогресс» (Владивосток, 2010 г.), «Международный научный форум студентов, аспирантов и молодых ученых стран Азиатско-Тихоокеанского региона» (Владивосток, 2010 г., 2012 г.).

Публикации. По теме диссертации опубликовано работ 11, из них две работы опубликованы в журналах, рекомендованных ВАК, получен один патент на изобретение.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, пяти глав, заключения, списка условных сокращений, библиографического списка, включающего 102 наименования, и приложения. Работа изложена на 142 страницах машинописного текста, содержит 75 рисунков, 10 таблиц и 1 приложение.

1 Устройства распределения активных нагрузок между судовыми синхронными генераторами

1.1 Способы распределения активных нагрузок

Автоматическое регулирование частоты и мощности происходит путем воздействия на генераторный агрегат (ГА), состоящий из приводного двигателя (турбины или дизеля) и синхронного генератора. Частота вращения генератора и развиваемая им мощность зависят от количества энергоносителя, вводимого в турбину (дизель), в единицу времени, его потенциальной энергии и КПД приводного двигателя [2, 9].

Воздействие на приводной двигатель осуществляет автоматический регулятор частоты вращения (АРЧВ). В зависимости от закона регулирования АРЧВ может иметь астатическую или статическую характеристики регулирования, показанные на рисунке 1.1 [2].

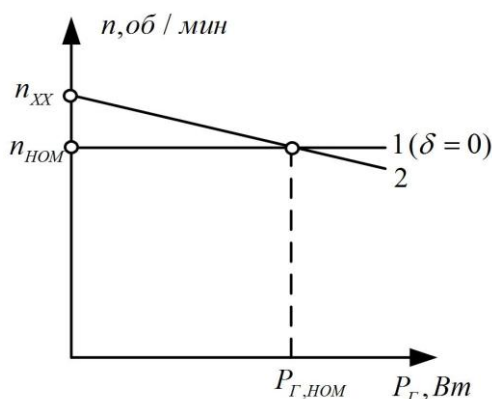


Рисунок 1.1 – Астатическая (1) и статическая (2) характеристики регулирования АРЧВ приводных двигателей ГА

Основным параметром характеристики регулирования АРЧВ является ее наклон (статизм), который определяется по выражению:

$$\delta = \frac{n_{xx} - n_{ном}}{n_{xx}} \cdot 100\% , \quad (1.1)$$

где n_{xx} и $n_{ном}$ – скорости вращения при холостом ходе и номинальной нагрузке генератора соответственно, об/мин.

Выбор закона регулирования определяет режим работы генератора.

Если регулирование происходит по астатической характеристике 1 (рисунок 1.1, $\delta = 0$), то частота в системе остается постоянной и не зависит от нагрузки генератора. Основным режимом работы синхронных генераторов – автоматическое регулирование частоты переменного тока с дополнительным воздействием по мощности. Такой режим работы приводного двигателя применяется при одиночной или групповой работе ГА (с наличием уравнивающих связей между ними) с целью стабилизации их частоты вращения. Автоматическое управление мощностью практически сводится к уравниванию активных мощностей, т.е. равномерному распределению нагрузки электростанции между однотипными генераторами [9].

Если же регулирование происходит по статической характеристике 2, то частота в системе изменяется и зависит от коэффициента статизма δ . При этом создается возможность обеспечения заданного распределения активной нагрузки между агрегатами [2]. Главной задачей при таком способе регулирования является автоматическое регулирование мощности агрегатов на заданном уровне с дополнительным воздействием по частоте.

Для равномерного распределения активных нагрузок при параллельной работе СГ необходимо иметь возможность:

1. изменять статизм регуляторных характеристик;
2. перемещать характеристики параллельно самим себе.

Статизм характеристик устанавливается в процессе настройки АРЧВ и в процессе эксплуатации не изменяется [2].

Параллельное перемещение характеристики может быть осуществлено путем воздействия на уставку АРЧВ с помощью серводвигателя ГА. При этом обеспечивается изменение частоты вращения холостого хода n_{xx} регуляторной характеристики АРЧВ с сохранением ее наклона. Если характеристика перемещается вверх, то происходит увеличение подачи топлива (пара) на приводной двигатель СГ, если вниз – уменьшение подачи топлива (пара) [12, 13, 27].

Таким образом, параллельное перемещение регуляторных характеристик происходит каждый раз после включения генератора на шины с целью последующего перевода или распределения активной нагрузки [2, 12].

Из всех существующих методов распределения активной нагрузки между параллельно работающими агрегатами в судовых установках используются метод смещения статических характеристик и метод ведущего генератора или одновременно оба этих метода [2, 12].

По методу смещения статических характеристик приводных двигателей СГ регулированию подвергаются оба генератора. На рисунке 1.2 изображены статические характеристики двух параллельно работающих однотипных синхронных генераторов Г1 (характеристика 1) и Г2 (характеристика 2) одной электростанции, имеющих статизм регулирования соответственно δ_1 и δ_2 [12].

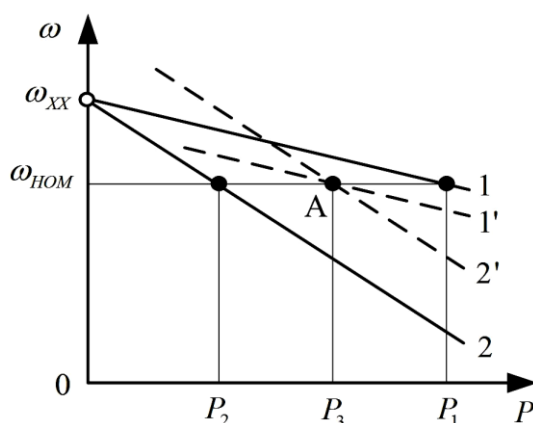


Рисунок 1.2 – Метод смещения статических характеристик ГА

Как следует из рисунка 1.2, одинаковой угловой скорости $\omega_{НОМ}$ соответствуют разные значения активной мощности генераторов, а именно: для генератора Г1 это значение равно P_1 , а для генератора Г2 – P_2 , причем P_1 больше P_2 (меньшему наклону характеристики соответствует большая активная нагрузка генератора).

Для того, чтобы распределить активные нагрузки, и в тоже время оставить частоту генераторов неизменной по методу смещения статических характеристик, необходимо, воздействуя на уставку АРЧВ каждого ГА, сместить характеристику 1 первого ГА параллельно самой себе вверх, а характеристику 2 второго ГА – вниз до пересечения в точке А (рисунок 1.2). При этом произойдет увеличение

подачи топлива на первый ГА и уменьшение подачи топлива на второй ГА. В результате каждый генератор будет нагружен одинаковой мощностью: $P_3 = (P_1 + P_2) / 2$ [12].

При распределении нагрузок между параллельно работающими СГ со статическими и астатическими характеристиками регулирования используют метод ведущего (базового) генератора. В этом методе выделяют базовый генератор, у которого исключают воздействие серводвигателя на уставку АРЧВ. По отношению к базовому остальные генераторы являются подстраиваемыми (ведомыми).

При таком способе распределения нагрузок статическая характеристика регулирования 1 ведущего генератора остается неизменной, а характеристика 2 ведомого (подстраиваемого) генератора смещается параллельно себе до пересечения с характеристикой ведущего генератора в одной точке, обеспечивая при этом заданный режим распределения нагрузок, как показано на рисунке 1.3 [12].

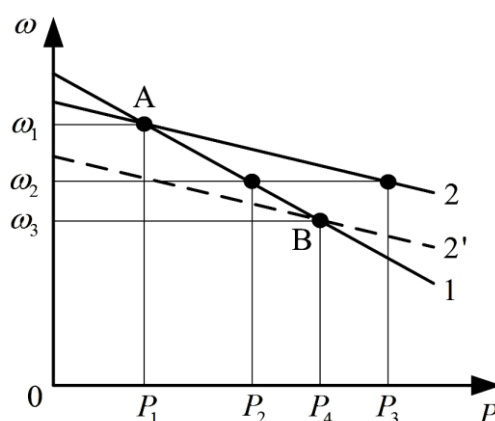


Рисунок 1.3 – Метод ведущего генератора

В исходном состоянии ведущий Г1 и ведомый Г2 генераторы нагружены каждый мощностью P_1 , т. е. общая нагрузка составляет $2P_1$. Этому состоянию соответствует точка А (рисунок 1.3).

При увеличении общей нагрузки до значения $(P_2 + P_3)$ угловая скорость обоих генераторов уменьшится до ω_2 и нагрузка базового генератора составит P_2 , подстраиваемого – P_3 . Регуляторная характеристика 2 подстраиваемого генератора вследствие работы системы автоматического регулирования переместится вниз и займет положение характеристики 2'. Новое состояние равновесия наступит в

точке В пересечения характеристик 1 и 2'. При этом положение регуляторной характеристики базового генератора не изменилось. Каждый генератор нагружен одинаковой мощностью: $P_4 = (P_2 + P_3) / 2$. Угловая скорость обоих генераторов также одинакова и составляет ω_3 [12].

Выделение базового (ведущего) генератора связано с тем, что без него частота системы из нескольких параллельно работающих СГ становится неопределенной и может отклоняться от номинального значения на недопустимо большое значение. Если механические характеристики приводных двигателей не имеют самовыравнивания, то работа системы распределения нагрузок становится неустойчивой.

Недостатком этого метода является изменение частоты СГ при изменении нагрузки.

Если требуется повышенная стабильность частоты, то используют третий способ распределения нагрузок СГ – комбинированный метод, когда характеристики ведомых генераторов перемещаются по характеристике ведущего генератора согласно настройке измерителей активной нагрузки, а характеристика ведущего (частота вращения) корректируется измерительным преобразователем частоты, как изображено на рисунке 1.4 [12].

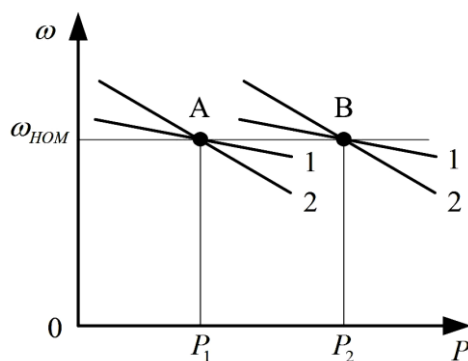


Рисунок 1.4 – Регуляторные характеристики приводных двигателей при распределении активных нагрузок СГ с сохранением частоты

Недостатком данного метода является повышение времени регулирования. Важной особенностью двух последних способов распределения активных нагрузок

зок СГ является возможность автоматизации процесса управления нагрузкой генераторов.

1.2 Анализ устройств автоматического распределения активных нагрузок судовых синхронных генераторов

Устройства распределения активной нагрузки или мощности (УРАМ) СГ служат для управления активной мощностью СГ с целью обеспечения выработки электроэнергии при наименьшем удельном расходе условного топлива. Сигнал по активной нагрузке используется в двухимпульсных (комбинированных) регуляторах частоты вращения первичного двигателя генератора, что повышает статическую и динамическую точность регулирования частоты. Регулирование частоты и распределение активной нагрузки в системе параллельно работающих агрегатов тесно связаны между собой и являются одними из важнейших эксплуатационных функций управления электроэнергетической установкой в нормальных и аварийных режимах работы [2].

На рисунке 1.5 изображена упрощенная структурная схема УРАН, которая, в общем случае, состоит из измерительного преобразователя активной мощности (ИПАМ) и формирователя сигнала управления ФСУ на АРЧВ. ИПАМ состоит из первичного преобразователя ПП, регистрирующего измеряемую величину, и вторичного преобразователя ВП, выделяющего и усиливающего сигнал, пропорциональный активной мощности. Обычно ПП является внешним подключаемым устройством. Это позволяет использовать различные типы ПП с УРАН.

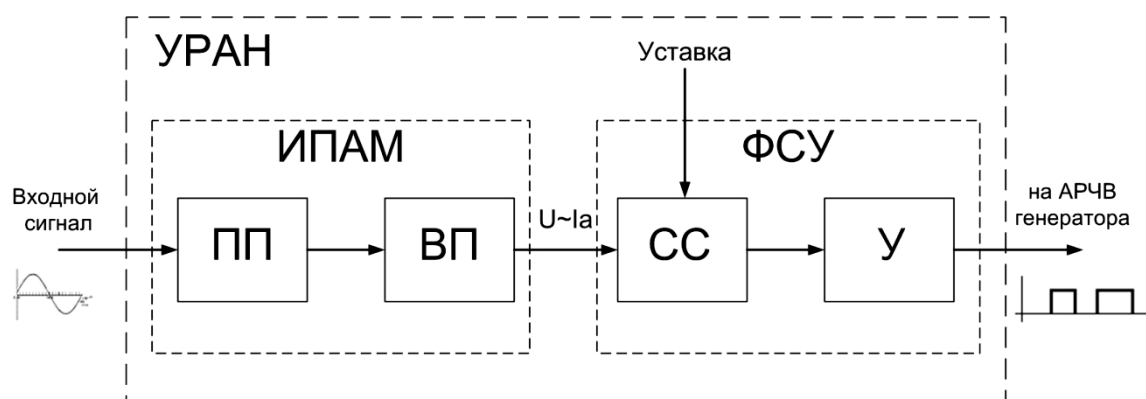


Рисунок 1.5 – Упрощенная структурная схема УРАН

Формирователь сигнала управления представляет собой схему сравнения СС и усилитель U , преобразующий рассогласование между измеренным сигналом и уставкой в последовательность импульсов. Поскольку воздействие на АРЧВ производится с помощью электродвигателя, то УРАН выполняются как импульсные регуляторы. Сигнал уставки вырабатывается устройством, которое определяет сумму активных мощностей всех СГ и подаёт на схему сравнения УРАН каждого СГ сигнал, пропорциональный требуемому долевого значению мощности этого СГ.

Точность и быстродействие УРАН во многом зависит от ИПАМ. Поэтому улучшение качества работы УРАН достигается, в первую очередь, путём совершенствования этих измерительных преобразователей [13, 28].

Чтобы сформировать и выделить сигнал по активной мощности генератора в СЭЭС, достаточно выделить активную составляющую тока $I_a = I \cdot \cos\varphi$, которая пропорциональна активной мощности, ввиду того, что напряжение на шинах генератора поддерживается постоянным с помощью регулятора напряжения. Такие ИПАМ, которые иначе называют измерительным преобразователем активного тока или датчиком активного тока (ДАТ), нашли широкое распространение на судах.

Схемные решения ИПАТ могут быть самыми разнообразными. В реальных судовых системах на частоте 50 Гц применяется схема с трансформаторным фазочувствительным мостом, в системе частотой 400 Гц – схема с транзисторным фазочувствительным выпрямителем [2, 13]. Современные микропроцессорные ИПАТ и ИПАМ могут осуществляться, как на основе определения произведения $I \cdot \cos\varphi$ [29-30], так и на основе аналогового перемножения мгновенных значений напряжения и тока или цифрового перемножения их дискретных мгновенных значений с дальнейшей фильтрацией или компенсацией гармонической составляющей [9-11]. Основные схемные решения ИПАТ и ИПАМ будут рассмотрены ниже.

Особенность работы ИПАТ (ИПАМ) в СЭЭС заключается в необходимости измерения больших токов – от нескольких сотен ампер до нескольких килоампер

и выше. Например, судовой синхронный генератор фирмы Siemens 1FC2 563-6 мощностью 992 кВт при $U_n = 400$ В и $\cos\varphi = 0,8$ имеет номинальный ток $I_n = 1,79$ кА.

В качестве ПП, осуществляющих измерение тока, могут использоваться электромагнитные трансформаторы тока, оптические трансформаторы тока, измерительные преобразователи на основе эффекта Холла, дифференцирующие индукционные преобразователи тока (катушки Роговского) и другие устройства. От их выбора, особенно при измерении больших токов, существенно зависит точность, массогабаритные характеристики, конечная стоимость ИПАМ и УРАН в целом. В ИПАТ СЭЭС наибольшее распространение получили ИПТ на основе трансформатора тока. Анализ целесообразности применения различных ИПТ в УРАН приведен во второй главе диссертации.

1.2.1 Устройство распределения активной мощности типа УРМ-35

Устройство распределения активной мощности типа УРМ-35 входит в состав системы управления СЭЭС типа «Ижора» на судах отечественной постройки начала 70-х гг. Ресурс работы системы составляет 10-12 лет [12].

Устройство УРМ-35, изображенное на рисунке 1.6, содержит следующие блоки (рисунок 1.6, а): измерительный преобразователь активного тока УРМ-35Д, формирователь импульсов УРМ-35Ф, усилитель УРМ-35У. Последние два блока конструктивно объединены в общем корпусе. Блок УРМ-35Д выдает значение активной нагрузки СГ, формирователь импульсов УРМ-35Ф преобразует сигнал измерительного преобразователя в последовательность импульсов напряжения, УРМ-35У усиливает импульсы и подает их на якорь серводвигателя [2].

При разности активных нагрузок генераторов, превышающей 5%, на входы полупроводниковых реле «больше» КБ и «меньше» КМ кроме пилообразного напряжения с генератора ГПН поступит постоянный сигнал из дифференциальной цепи блоков УРМ-35Д, достаточный для срабатывания одного из реле в зависимости от полярности сигнала. Затем этот сигнал усиливается усилителем УМ или

УБ, а потом – выходным усилителем ВУБ и ВУМ. С выходного усилителя импульсное напряжение поступает на серводвигатель генераторного агрегата, воздействуя на первичный двигатель генератора таким образом, чтобы активные нагрузки генераторов выравнивались. При равенстве нагрузок генераторов ток в дифференциальной цепи уменьшится до нуля и формирователь УРМ-35ФУ прекратит выдавать импульсы напряжения [2].

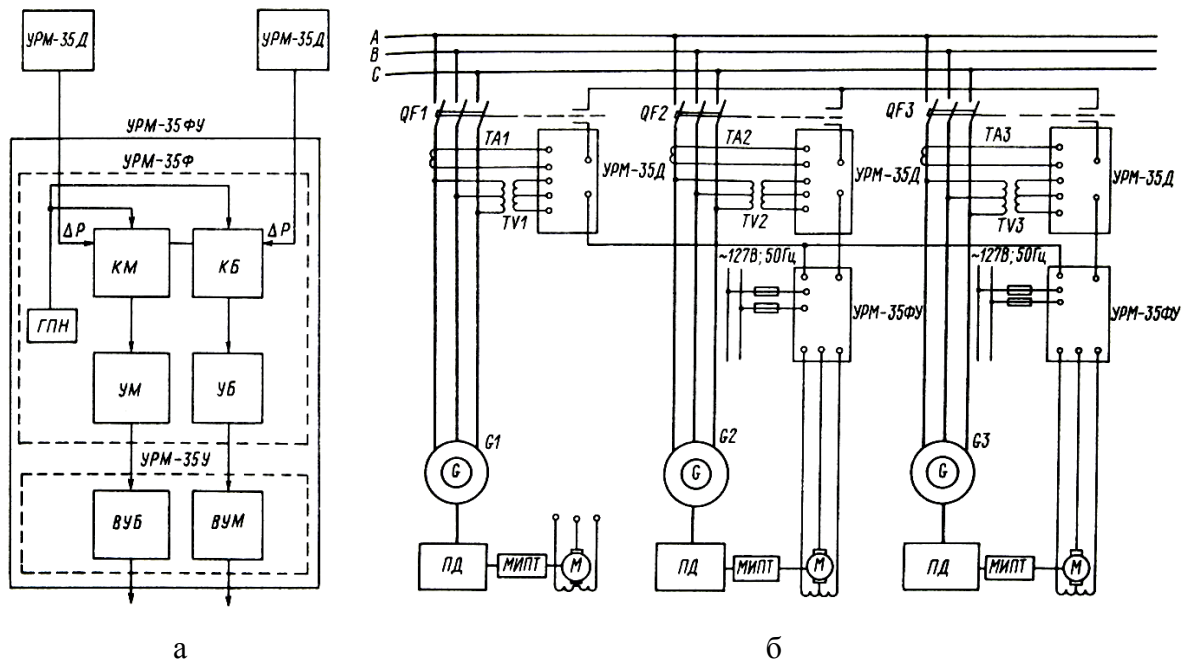


Рисунок 1.6 – Устройство УРМ-35: а – функциональная схема; б – схема включения для трех генераторов

На рисунке 1.6, б приведена схема включения устройства УРМ-35 для электростанции с тремя генераторами. На шины каждого генератора устанавливается измерительный преобразователь активного тока. Выходы измерительных преобразователей соединены по дифференциальной схеме. Коммутация дифференциальной цепи для случая параллельной работы двух или более генераторов производится вспомогательными контактами автоматов QF генераторов [2].

На рисунке 1.7 представлена электрическая схема и векторные диаграммы напряжений УРМ-35Д [12].

ИПАТ УРМ-35Д представляет собой схему с трансформаторным фазочувствительным выпрямителем. Такой ИПАТ подключают к генератору при помощи трансформаторов напряжения TV1, TV2 и тока ТА1. В состав ИПАТ входят то-

роидальные трансформаторы напряжения TV3, TV4, TV5, согласующий трансформатор тока ТА2, выпрямители UZ1, UZ2 и резисторы R1-R4. Подробно о работе УРМ-35Д можно узнать в литературе [2, 12].

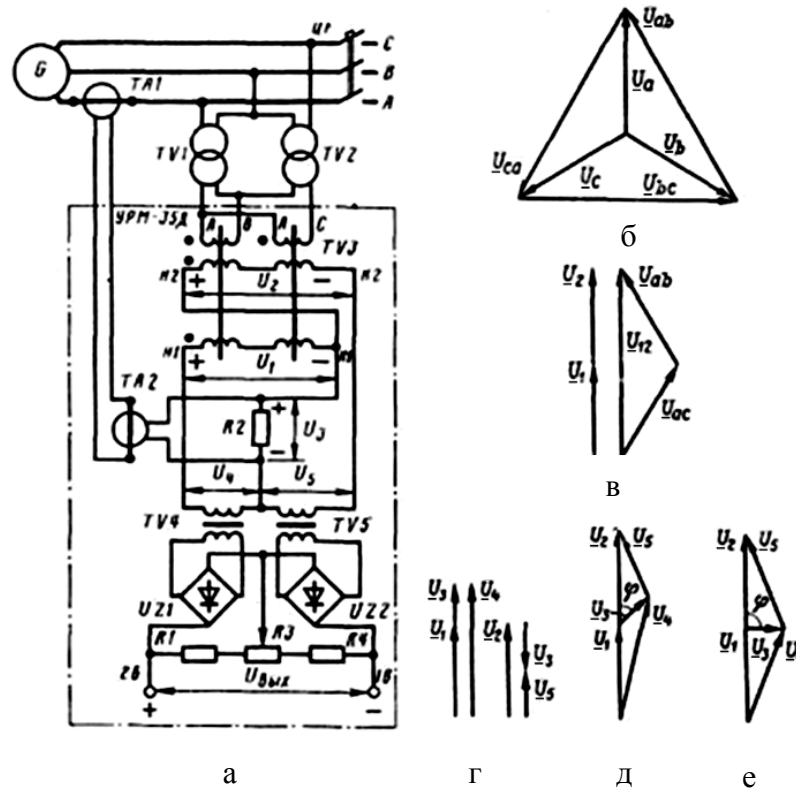


Рисунок 1.7 – Измерительный преобразователь активного тока УРМ-35Д: а – электрическая принципиальная схема датчика; б – векторная диаграмма напряжений СГ; в – векторная диаграмма напряжений на входе трансформатора TV3; г, д, е – векторные диаграммы напряжений на выходе ИПАТ соответственно при активной, активно-индуктивной и индуктивной нагрузках

УРМ-35 имеет следующие недостатки:

- повышенная масса, габариты и стоимость (громоздкий трансформатор тока, наличие согласующих трансформатора тока и резистора, наличие разделительных трансформаторов);

- погрешности измерения, связанные с влиянием насыщения, остаточной намагниченности и гистерезиса сердечника ТТ;

- потребность в установке фильтра нижних частот на выходе устройства ввиду наличия помех (гармонические составляющие тока удвоенной частоты).

Отсюда большое время запаздывания, которое вносится фильтром в работу сис-

тем распределения активных нагрузок и двухимпульсных регуляторов частоты генераторных агрегатов;

– при трехфазном исполнении, т.е. при использовании трех однофазных преобразователей мощности с общим резистором нагрузки R_2 или двух преобразователей, включенных по схеме двух ваттметров, для учета несимметричности нагрузки СГ, первый недостаток данного ИПАМ становится еще более значимым.

Достоинством УРМ-35 является простота исполнения устройства.

УРМ-35 обеспечивает распределение активных нагрузок между параллельно работающими СГ с погрешностью $\pm 0,05 \cdot P_{ном}$ в статических режимах при изменении суммарной нагрузки судовой электростанции от 0,2 до $1,1 \cdot P_{ном}$ и изменении коэффициента мощности в пределах от 1,0 до 0,7. Необходимым условием применения устройства УРМ-35 является возможность параллельного перемещения скоростных характеристик агрегата путем перестройки регуляторов частоты первичного двигателя с помощью серводвигателя в пределах $\pm 10\%$ номинального значения [2].

Данные устройства успешно решают задачу регулирования частоты и активной нагрузки в статических режимах, но не обеспечивают повышение точности в динамических режимах [2].

1.2.2 Блок распределения активных нагрузок генераторов БРНГ

С 1981 года на судах стали внедрять систему управления СЭЭС типа «Ижора-М». Система «Ижора-М» обладает расширенными функциональными возможностями, увеличенным ресурсом (20 лет), построена на более совершенной элементной базе. В состав системы входит блок распределения активных нагрузок генераторов БРНГ. Блок выполнен на элементах микроэлектроники и предназначен для формирования сигналов, управляющих серводвигателем регулятора частоты первичного двигателя генератора в системах автоматического распределения нагрузок параллельно работающих СГ [12].

Работа блока начинается с момента окончания процесса синхронизации генераторов и продолжается в течении 8-38 секунд, после чего блок автоматически отключается. В дальнейшем распределение активных нагрузок выполняют АРЧВ ГА. Чувствительность блока к неравномерности нагрузки генераторов составляет 5%. Блок вырабатывает непрерывный или импульсный сигнал в зависимости от значения степени неравномерности ΔP распределения активных нагрузок [2, 12].

Входы блока подключаются к выходам, соединенных по дифференциальной схеме, измерителей активного тока генераторов БИАТ. Выходами блока являются контакты реле РЭН-33.

На рисунке 1.8 представлена функциональная схема БРНГ [12].

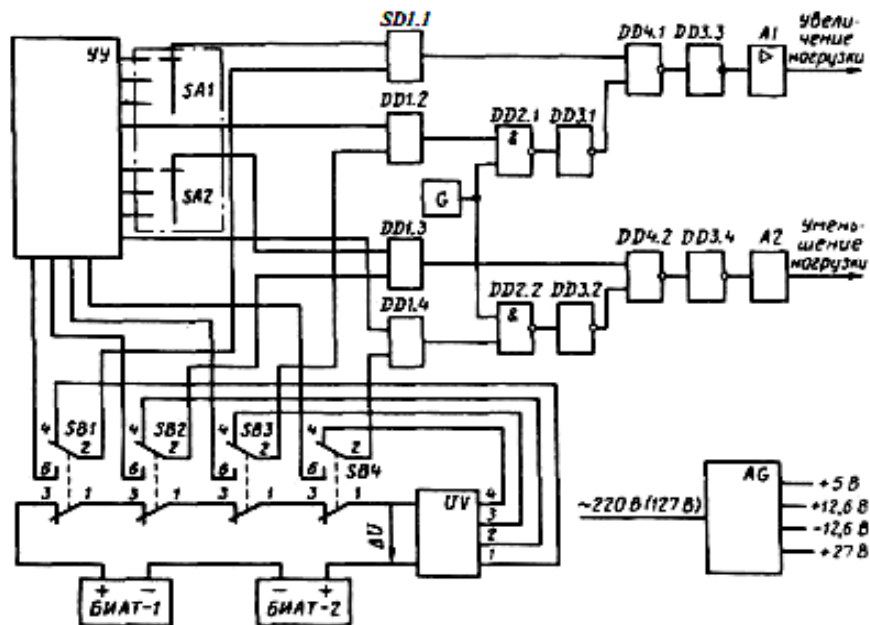


Рисунок 1.8 – Функциональная схема блока распределения активных нагрузок генераторов БРНГ

В состав блока на рисунке 1.8 входят: узел уставки УУ с двухполюсным переключателем уставок SA1, при помощи которого задают граничные значения степени неравномерности нагрузки ΔP_{cp} в пределах $\pm 0,15$; $\pm 0,25$; $\pm 0,35$ номинальной мощности генератора; двухполюсные кнопки SB1-SB4 для контроля исправности блока; формирователь сигналов UV; компараторы DD1.1-DD1.4, представляющие собой сравнивающие устройства с аналоговым входом и дискретным выходом; логические элементы DD2.1, DD2.2 (И-НЕ), DD3.1-DD3.4 (НЕ), DD4.1,

DD4.2 (ИЛИ-НЕ) и выходные усилители А1, А2. На выходах этих усилителей включены реле «увеличение нагрузки» и «уменьшение нагрузки». Питание блока обеспечивает узел питания АГ. Генератор импульсов G служит для импульсного включения выходных реле [12].

В состав блока БИАТ входят кассеты контроля неисправности типа ККН и формирования активного тока типа КФАТ. На рисунке 1.9 изображены электрическая принципиальная схема кассеты КФАТ (рисунок 1.9, а), графики напряжений на выходе измерителя БИАТ (резисторы R2 и R3) при различной нагрузке СГ (рисунок 1.9, б) [2, 12].

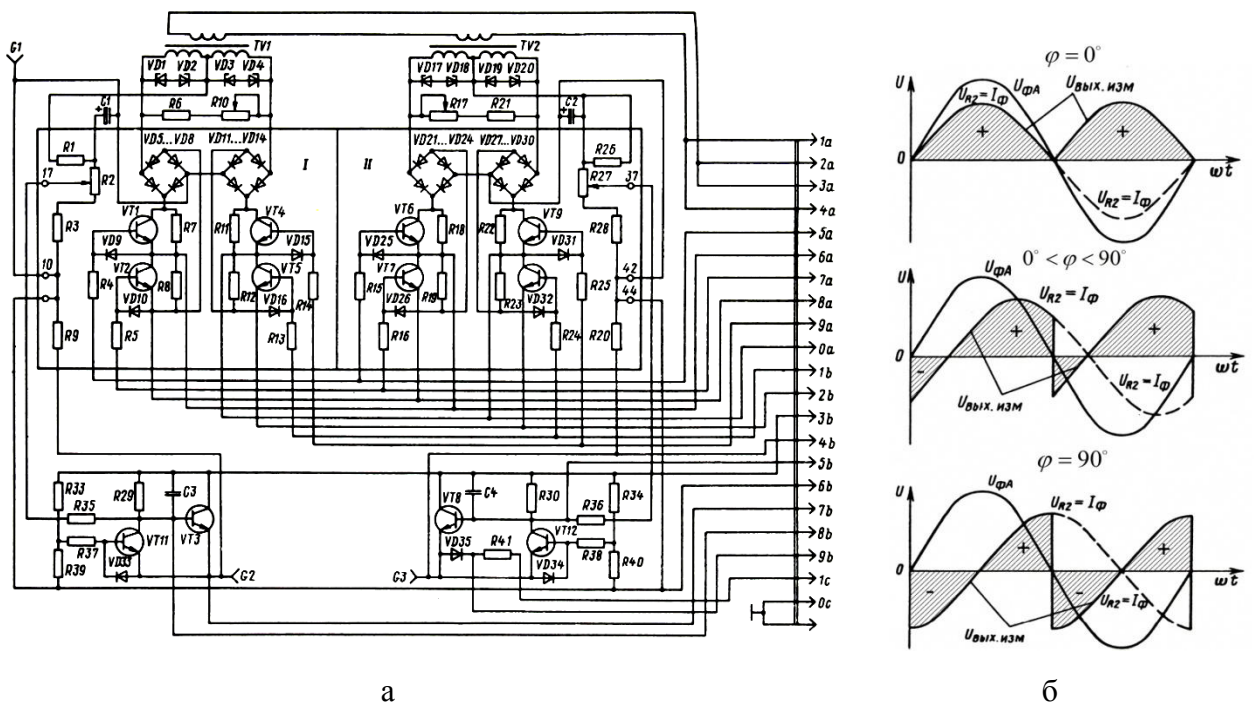


Рисунок 1.9 – Кассета формирования активного тока КФАТ блока БИАТ: а – электрическая принципиальная схема; б – графики напряжений на выходе измерителя БИАТ при активной, активно-индуктивной и индуктивной нагрузках СГ соответственно

Кассета КФАТ представляет собой транзисторный фазочувствительный выпрямитель и включает в себя два одинаковых канала формирования активного тока. Напряжение с выхода одного канала (резистор R9) поступает на вход блок контроля загрузки генератора, а напряжение с выхода второго канала (резистор R20) – на вход блока БРНГ. Кроме того, наличие двух каналов позволяет обеспечивать контроль их исправности. Блок БИАТ подключают к СГ при помощи од-

ного ТТ и двух трансформаторов напряжения. Для согласования уровня сигнала, получаемого от измерительного трансформатора тока, с кассетой КФАТ в устройстве используются согласующие трансформаторы TV1 и TV2 [2, 12].

Как видно из особенностей реализации устройства, блок БРНГ обладает повышенной надежностью по сравнению с УРМ-35, благодаря наличию встроенных средств защиты и контроля неисправностей, а также использованию более совершенной элементной базы. Недостатки, связанные с наличием ТТ, остаются – это повышенная масса и габариты ИПАТ, недостаточная точность ИПАТ при насыщении сердечника ТТ.

1.2.3 Регулятор частоты и активной мощности типа РЧМ50

Электрический блок типа РЧМ50 регулирования частоты и мощности является частью комбинированной системы регулирования генераторных агрегатов.

РЧМ50 совместно с регулятором штатной системы обеспечивает [2]:

- устойчивую автономную и параллельную работу однотипных агрегатов, оснащенных аналогичными регуляторами, в диапазоне нагрузок от 0 до 110%, а также в импульсном режиме, как на статической, так и на динамической характеристиках;

- стабилизацию частоты агрегата в статическом режиме на уровне 50 Гц с точностью $\pm 0,2\% f_n$, в динамическом режиме с точностью не более $2\% f_n$;

- неравномерность распределения активной мощности в диапазоне нагрузок от 20 до 100% суммарной номинальной мощности агрегатов составляет не более 5% номинальной мощности меньшего агрегата;

- автоматический вывод и работу ГА на надсинхронной частоте;

- подгонку частоты агрегата к частоте судовой или береговой сети/

Функциональная схема системы автоматического регулирования приводных двигателей ГА с РЧМ50 представлена на рисунке 1.10 [2, 29].

В состав электрического блока РЧМ на рисунке 1.10 входят: ИПАТ интегрального канала ДАТ-Р; ИПАТ канала регулирования по нагрузке ДАТ-Н; час-

точно-импульсный модулятор ЧИМ; интегратор И; импульсный измерительный преобразователь частоты ИДЧ; блок питания БП1 и БП2; блок управления БУ; усилитель У.

Электрический блок РЧМ50 на рисунке 1.10 имеет три канала регулирования:

- канал регулирования по нагрузке (блоки ДАТ-Н, У);
- канал регулирования частоты (блоки ИПЧ, И, У);
- канал распределения нагрузки (блоки ДАТ-Р, ЧИМ, И, У).

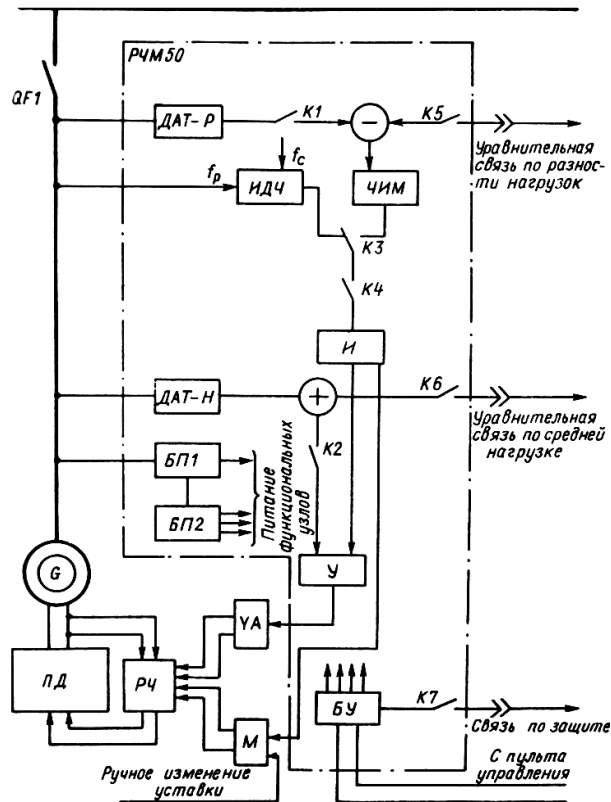


Рисунок 1.10 – Функциональная схема системы автоматического регулирования ГА с РЧМ50

Канал регулирования по нагрузке обеспечивает астатическую характеристику ГА по нагрузке и улучшает динамические характеристики агрегата в переходных режимах, вызванных изменением активной нагрузки (ПД-регулятор). Канал используется как при автономной, так и при параллельной работе ГА.

Канал регулирования частоты предназначен для точной стабилизации частоты агрегата в статических режимах и подгонки частоты агрегата перед синхро-

низацией. Канал работает при автономной работе ГА, а также при параллельной работе, когда регулируемый агрегат является ведущим.

Канал распределения активных нагрузок используется для пропорционального распределения нагрузок только при параллельной работе генераторов и подключается лишь на ведомых агрегатах.

Уравнительные связи, используемые при параллельной работе ГА для каналов регулирования по нагрузке и распределения активных нагрузок, подключаются соответственно через реле К6 и К5.

Измерительный преобразователь активного тока ДАТ-Р выполнен по схеме фазочувствительного выпрямителя напряжения, пропорционального полному току фазы С генератора, с опорным сигналом, пропорциональным напряжению этой же фазы. Электрическая схема ДАТ-Р изображена на рисунке 1.11 [29].

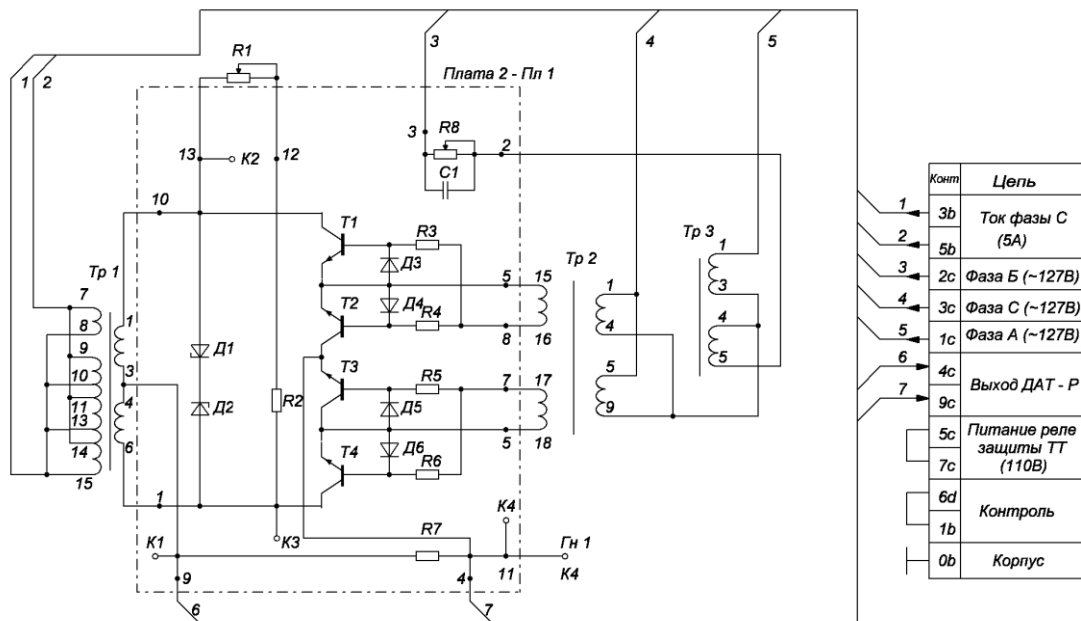


Рисунок 1.11 – Схема электрическая принципиальная блока ДАТ-Р

С целью получения выходного сигнала в виде постоянного напряжения с малым уровнем пульсаций и обеспечения высокого быстродействия ИПАТ ДАТ-Н выполнен по схеме, отличной от ИПАТ ДАТ-Р и изображенной на рисунке 1.12 [29]. Это позволяет подключать ДАТ-Н непосредственно к входу усилителя У [2].

Принцип работы ДАТ-Н основан на фиксировании в каждый полупериод текущего значения тока нагрузки генератора в момент, когда ток численно равен

его активной составляющей. Эти моменты соответствуют 90 электрическим градусам по кривой напряжения той же фазы, что и измеряемый ток [2].

Сигнал по току, который является общим для обоих блоков ДАТ-Р и ДАТ-Н, должен поступать от зажимов трансформатора тока, включенного в одну из фаз генератора (на рисунках 1.11 и 1.12 в фазу С), класса точности не хуже 1 и выходным током 5А [29].

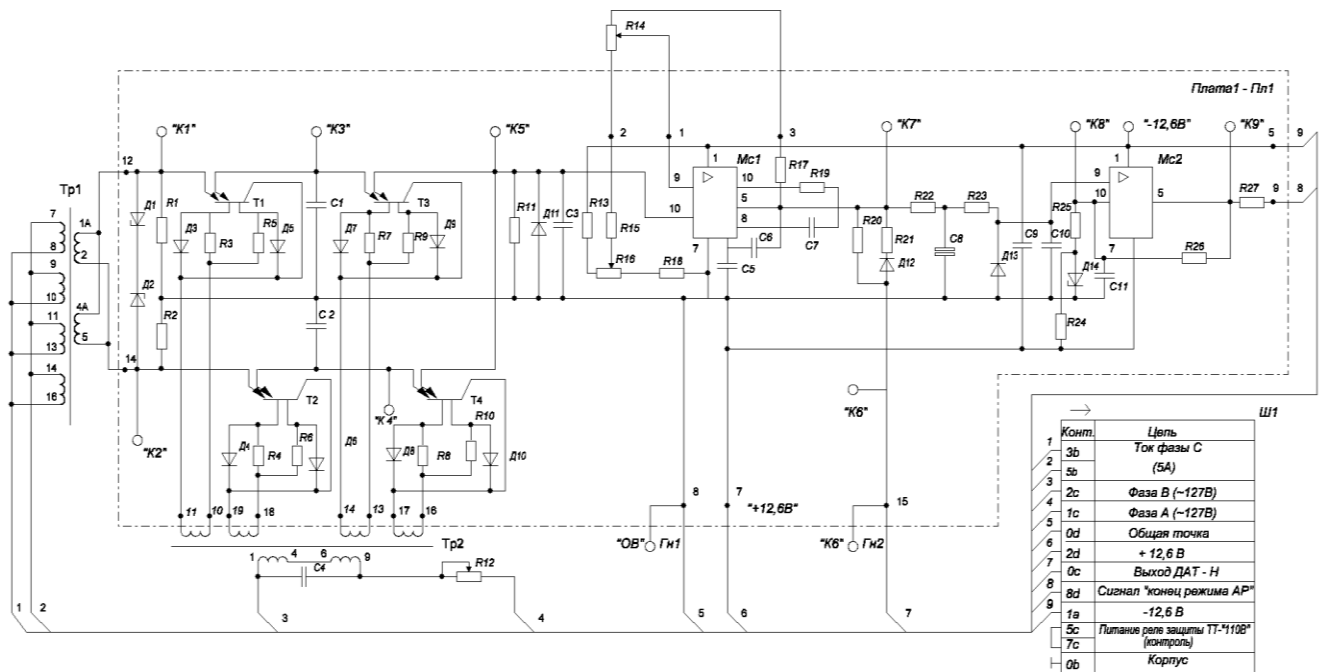


Рисунок 1.12 – Схема электрическая принципиальная блока ДАТ-Н

Основное регулирование на систему топливоподачи осуществляется через электромагнит УА, который входит в состав штатного регулятора частоты РЧ. Когда зона регулирования УА исчерпывается (Δf_n больше $\pm 5\%$), вступает в работу серводвигатель М, изменяя уставку РЧ. Такое техническое решение позволяет повысить надежность системы автоматического регулирования в целом [2].

Электрический блок РЧМ50 обладает высокой точностью и быстродействием стабилизации частоты напряжения и распределения активных нагрузок между параллельно работающими агрегатами, как в статических, так и в динамических режимах работы и превосходит аналогичные показатели в электроэнергетических системах (ЭЭС) с предшествующими версиями устройств для стабилизации частоты и распределения активных нагрузок [2]. Достоинством блока РЧМ50 является

ся также его универсальность: за счет введения масштабируемых элементов в составе ДАТ-Н (резистор R1), ДАТ-Р (резистор R14) и сменного узла – усилителя У блок РЧМ50 способен обеспечить параллельную работу разнотипных генераторных агрегатов [2, 29]. Модульное исполнение РЧМ50 позволяет повысить его эксплуатационные качества.

К недостаткам РЧМ50 относятся достаточно большие массогабаритные характеристики устройства и ухудшение точности работы устройства при насыщении ТТ. Масса блока РЧМ50 составляет около 37 кг, габаритные размеры – 600 мм x 328 мм x 268 мм без учета масс и габаритов подключаемого ТТ и защитного реле от обрыва вторичной обмотки ТТ, а также двух трансформаторов напряжения [29]. При насыщении ТТ его погрешность может в два и более раз превышать погрешность, установленную классом точности ТТ, что значительно снижает точность работы блока РЧМ50 при распределении активных нагрузок между генераторами.

1.2.4 Микропроцессорные системы управления активной мощностью синхронного генератора

Современные электроэнергетические системы имеют устройства управления, построенные на основе микропроцессоров. В таких ЭЭС сигналы измерительных преобразователей поступают в вычислительный блок, который анализирует их и выдает сигналы управления для исполнительных устройств. Эти вычислительные блоки могут выполнять как отдельную функцию управления, например, управление мощностью ГА, так и широкий набор функций, например, управление, контроль и защиту ГА (пуск/остановка ГА, их синхронизация, управление частотой/напряжением генератора, подключение/отключение потребителей, управление секционными выключателями и т.д.).

Применение микропроцессорной техники в ЭЭС обусловлено её следующими существенными преимуществами [30]:

– многофункциональность и малые размеры;

- возможность удаленного изменения настроек и программ функционирования;
- автоматическое тестирование и самодиагностика;
- выдача оператору информации о состоянии управляемых электроэнергетических объектов;
- регистрация и хранение информации о развитии аварийных ситуаций, функционировании и эффективности действия устройств автоматического управления и др.

Из отечественных систем управления частотой и активной мощностью в литературе [9-10, 30] упоминаются микропроцессорный электрогидравлический регулятор ЭГР-МП (ООО «ПромАвтоматика», Санкт-Петербург) для гидрогенераторов и микропроцессорная электрическая часть системы регулирования мощности ЭЧСР-М для турбогенераторов.

Автоматический регулятор ЭГР-МП, внешний вид панели которого показан на рисунке 1.13, представляет собой микропроцессорную электрическую часть электрогидравлической автоматической системы регулирования частоты и активной мощности, воздействующей на электрогидравлический преобразователь [30].



Рисунок 1.13 – Автоматический регулятор ЭГР-МП

Регулятор ЭГР-МП функционирует по пропорционально-интегрально-дифференциальному (ПИД) алгоритму и обеспечивает астатическую характеристику регулирования. Активная нагрузка гидроэлектростанции распределяется

между параллельно работающими гидрогенераторами отдельной программой [30].

Электронная часть регулятора выполнена на РС-совместимых контроллерах, предназначенных для использования в тяжелых промышленных условиях и обладающих высокими показателями надежности.

Аппаратная часть регулятора содержит измерительные преобразователи частоты и активной мощности. Измерительное преобразование активной мощности СГ производится серийным аналоговым измерительным преобразователем. Его непрерывный сигнал в виде изменяющегося по абсолютному значению и знаку постоянного тока аналого-цифровым преобразователем превращается в двоичный цифровой код, поступающий в микропроцессор. Значения сигнала программно сравниваются с заданной мощностью СГ, и формируется сигнал отклонения мощности ΔP , потом он интегрируется, преобразуется в аналоговый через цифро-аналоговый преобразователь, усиливается и воздействует на электрогидравлический преобразователь. Регулирование активной мощности производится по ПИ-алгоритму [30].

На рисунке 1.14 изображена функциональная схема другого микропроцессорного устройства, предназначенного для регулирования мощности турбогенераторов – ЭЧСР-М [9].

ЭЧСР-М формирует управляющие воздействия на турбину по медленному (через механизм управления турбиной – МУТ) и быстродействующему (через электрогидравлический преобразователь – ЭГП) контурам регулирования при ее пуске, нагружении и остановке, синхронизации генератора, оптимизации нормальных режимов работы и при аварийных ситуациях в ЭЭС и выполняют функции защиты и диагностики состояния энергоблока и самого устройства управления.

В нормальных режимах работы турбогенератора ЭЧСР-М воздействует на турбину по медленно действующему контуру управления МКУ, в аварийных режимах используется быстродействующий контур БКУ (рисунок 1.14).

На рисунке 1.15 изображена структурная схема ЭЧСР-М [9].

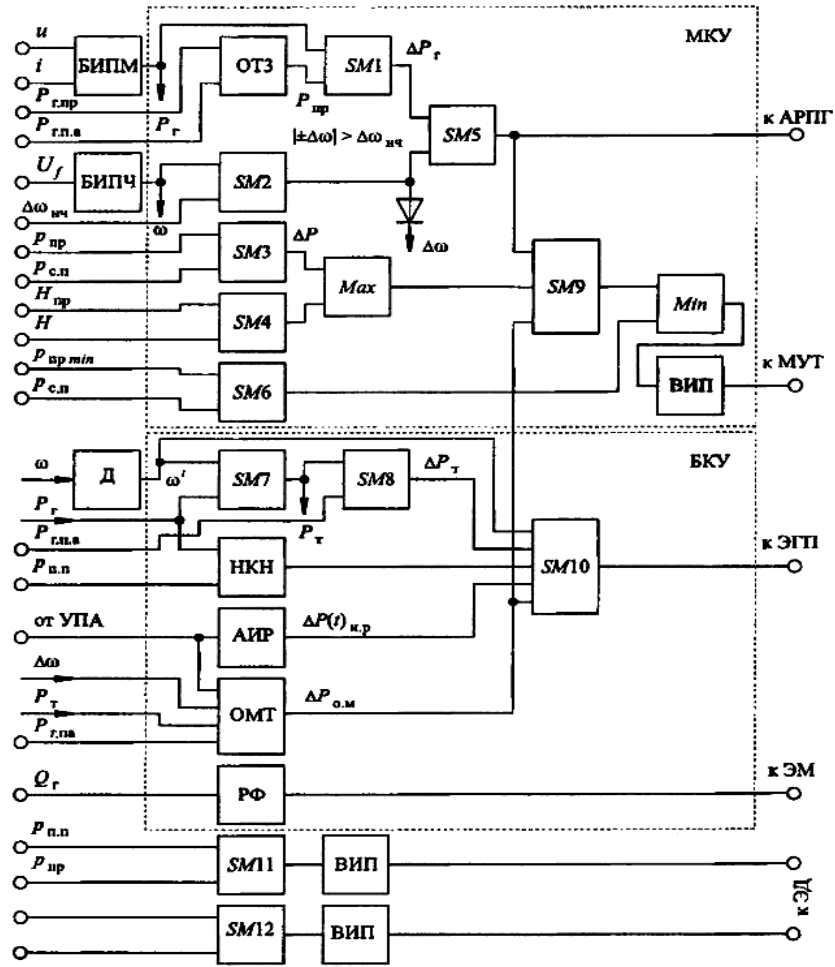


Рисунок 1.14 – Функциональная схема микропроцессорной электрической части автоматической системы регулирования мощности турбогенераторов (ЭЧСР-М)

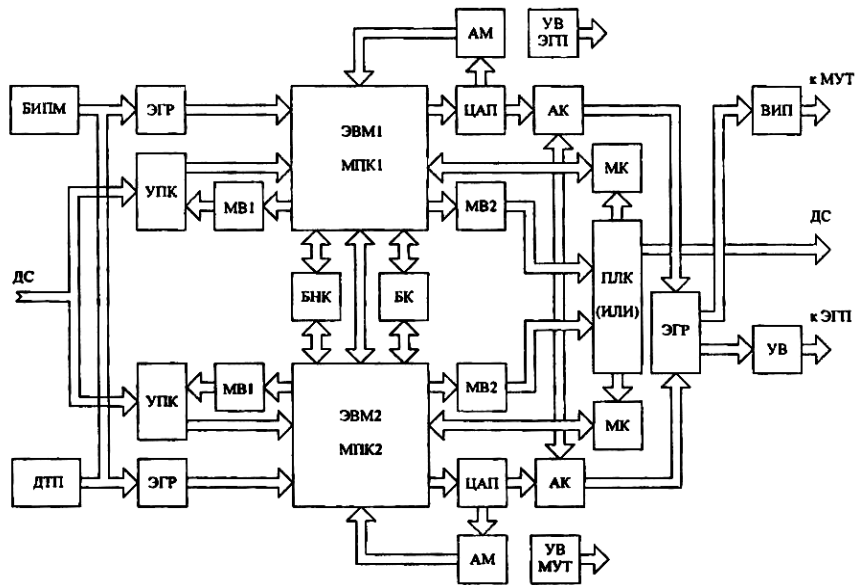


Рисунок 1.15 – Структурная схема ЭЧСР-М

В ЭЧРС-М предусмотрены по два взаимно резервируемых микропроцессорных комплекта МПК: один рабочий (ведущий), а второй резервный (ведомый). Они связаны между собой блоком контроля БК, обрабатывающим сигналы информации об исправности вычислительных средств (рисунок 1.15).

Непрерывные аналоговые сигналы, в частности от быстродействующих измерительных преобразователей активной мощности БИПМ и датчиков тепловых параметров ДТП, передаются через изолирующие оптронные интегральные усилители, входящие в элементы гальванической развязки ЭГР. Они преобразуют унифицированные токовые сигналы (± 5 мА) БИПМ и сигналы индукционных датчиков давлений во входные электрические сигналы напряжения (± 5 мВ) АЦП. Программное обеспечение обеспечивает циклическое функционирование ЭЧРС-М с обновлением управляющего воздействия на выходе БКУ через каждые 10 мс, а на выходе МКУ – через 100 мс. Более подробно о работе устройства ЭЧРС-М описано в литературе [9].

В качестве быстродействующих ИПАМ в литературе [11, 31] предлагается ряд схемных решений, в которых исключаются частотные фильтры на выходе преобразователя благодаря возможности взаимной компенсации гармонических составляющих удвоенной промышленной частоты напряжений (токов).

На рисунке 1.16 изображен такой быстродействующий ИПАМ на двух ИП Холла X_U и X_I [11].

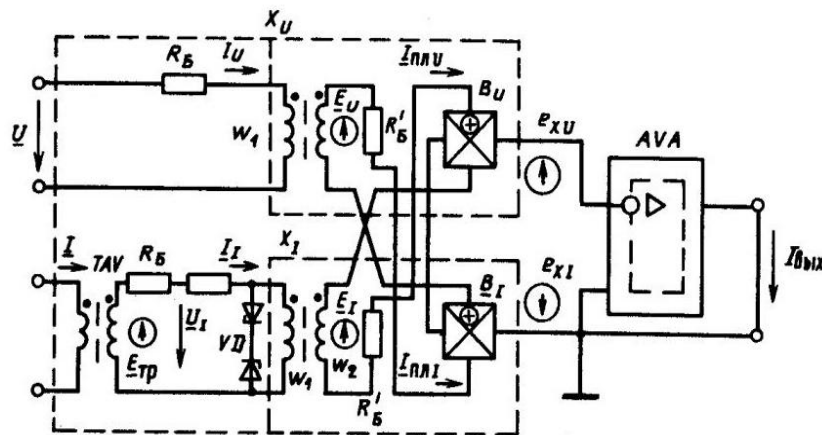


Рисунок 1.16 – Электрическая схема быстродействующего гальваномагнитного измерительного преобразователя активной мощности.

Для ИП Холла X_U , полупроводниковая пластина которого расположена в магнитном поле B_U , создаваемом напряжением \underline{U} , и через которую протекает ток I_{nlU} , пропорциональный входному току I , ЭДС Холла e_{xU} находится как [31]:

$$\begin{aligned} e_{xU} &= k_{xU} B_U i_{nl} = k_{xU} k_U k_I \cdot U_m \sin \omega t \cdot I_m \sin(\omega t - \varphi) = \\ &= k_m UI \cos \varphi - k_m UI \cos 2(\omega t - \varphi) = E_{0xU} - E_{m2} \cos 2(\omega t - \varphi), \end{aligned} \quad (1.2)$$

где k_{xU} , k_U , k_I , k_m – коэффициенты, определяемые характеристиками ИП Холла.

Аналогично находится ЭДС e_{xI} ИП Холла X_I . При идентичных ИП Холла X_U и X_I гармонические составляющие их ЭДС e_{xU} и e_{xI} взаимно компенсируются, а постоянная составляющая $E_{0x} = E_{0xU} + E_{0xI}$, пропорциональная активной мощности, преобразуется в выходной постоянный ток $I_{вых}$ активным преобразователем АВА на интегральном операционном усилителе.

В ИПАМ на рисунке 1.16 используется вторичный ИП переменного тока на основе трансреактора ТАВ, который преобразует входной ток в ЭДС, пропорциональную производной этого тока, и согласует уровни сигналов между первичным преобразователем тока на основе трансформатора тока и ИП Холла.

Основными особенностями гальваноманитного ИПАМ являются малая инерционность и высокий относительный уровень выходного сигнала. При трехфазном исполнении измерительного преобразователя указанный уровень сигнала сохраняется при любой несимметрии напряжений и токов. Длительность переходного процесса не превышает длительности половины периода промышленной [11].

Недостатками гальваноманитных ИПАМ являются низкая технологичность изготовления и зависимость ЭДС Холла от температуры окружающей среды. Помимо этого, ИПАМ такого типа требует наличия стабильного источника постоянного тока для питания чувствительных элементов ИП Холла и усилителя АВА.

Высокое быстродействие и приемлемую помехозащищенность от гармонических составляющих входных тока и напряжения обеспечивают цифровые ИПАМ. Перемножение, задержка и суммирование при численном интегрировании – типовые операции процессоров цифровых ЭВМ и при промышленной час-

тоте могут выполняться современными микропроцессорами в реальном времени [33].

Непосредственное прямое численное перемножение дискретных мгновенных значений напряжения $u(nT)$ и тока $i(nT)$, формирующие последовательность чисел, отображающих дискретные значения $p(nT)$ мгновенной мощности, являются естественным способом реализации цифровых измерительных преобразователей мощности.

На рисунке 1.17 приведена структурная схема цифрового быстродействующего ИПАМ [11], функционирующего по алгоритму, описываемому выражением:

$$P(nT) \sim \{u_{\text{ex}}(nT) \cdot i_{\text{ex}}(nT) + u_{\text{ex}}[(n-l)T] \cdot i_{\text{ex}}[(n-l)T] - \cos \omega_{\Pi} T_C \{u_{\text{ex}}(nT) \cdot i_{\text{ex}}[(n-l)T] + u_{\text{ex}}[(n-l)T] \cdot i_{\text{ex}}(nT)\}, \quad (1.3)$$

где $u_{\text{ex}}(nT), i_{\text{ex}}(nT)$ – дискретные мгновенные значения напряжения и тока; $T_C = l \cdot T$ – время сдвига; l – число интервалов дискретизации T .

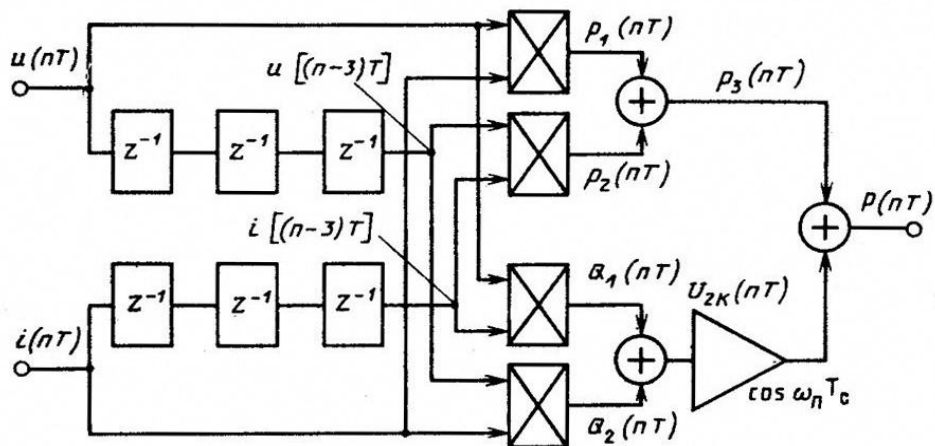


Рисунок 1.17 – Структурная схема цифрового быстродействующего ИПАМ

Среди зарубежных УРАН СГ известны устройства компаний Woodward (США) [32-33], Deif (Дания) [34-35], Huegli tech (Швейцария) [36-38] и др.

Компания Woodward выпускает специализированное устройство Load Sharing Module (LSM) для распределения активных нагрузок между синхронными генераторами, изображенное на рисунке 1.18 [32]. Модуль LSM обеспечивает возможность астатического и статического регулирования нагрузки СГ. Дополнительное оборудование в системе управления может включать синхронизатор

Woodward SPM-A, контроллер экспорта/импорта, автоматический регулятор нагрузки генератора AGLC и автоматической регулятор передачи мощности и нагрузки APLC.



Рисунок 1.18 – Устройство распределения нагрузки LSM компании Woodward

Модуль LSM в зависимости от исполнения может иметь на выходе сигнал, пропорциональный активной нагрузке, в диапазоне от минус 3 до плюс 3 В, от 0,5 до 4,5 В постоянного тока, а также сигнал с широтно-импульсной модуляцией. Устройство имеет размеры: 214 мм – ширина, 275 мм – высота, 59 мм – глубина; масса – 1,5 кг. Погрешность при измерении мощности составляет 2,0% [32].

На рисунках 1.19 и 1.20 изображены схема подключения и блок-схема модуля LSM [32].

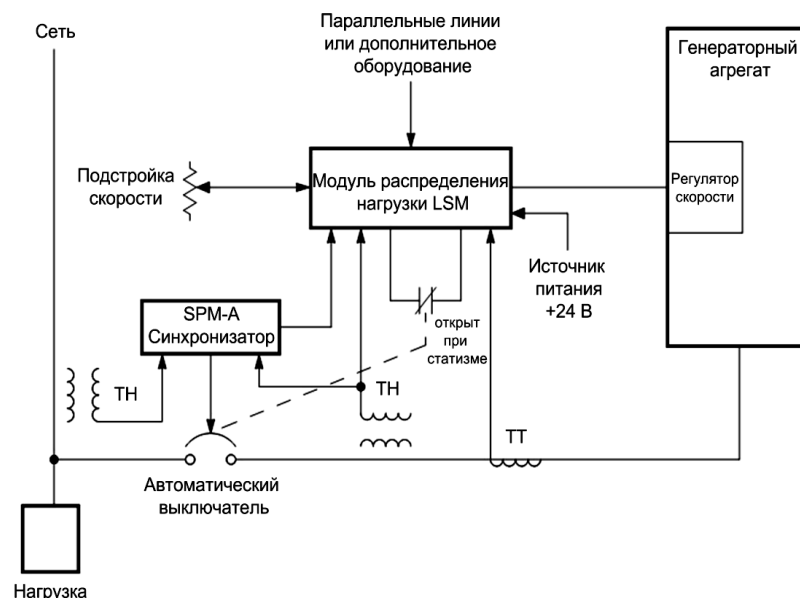


Рисунок 1.19 – Схема подключения модуля распределения нагрузки LSM

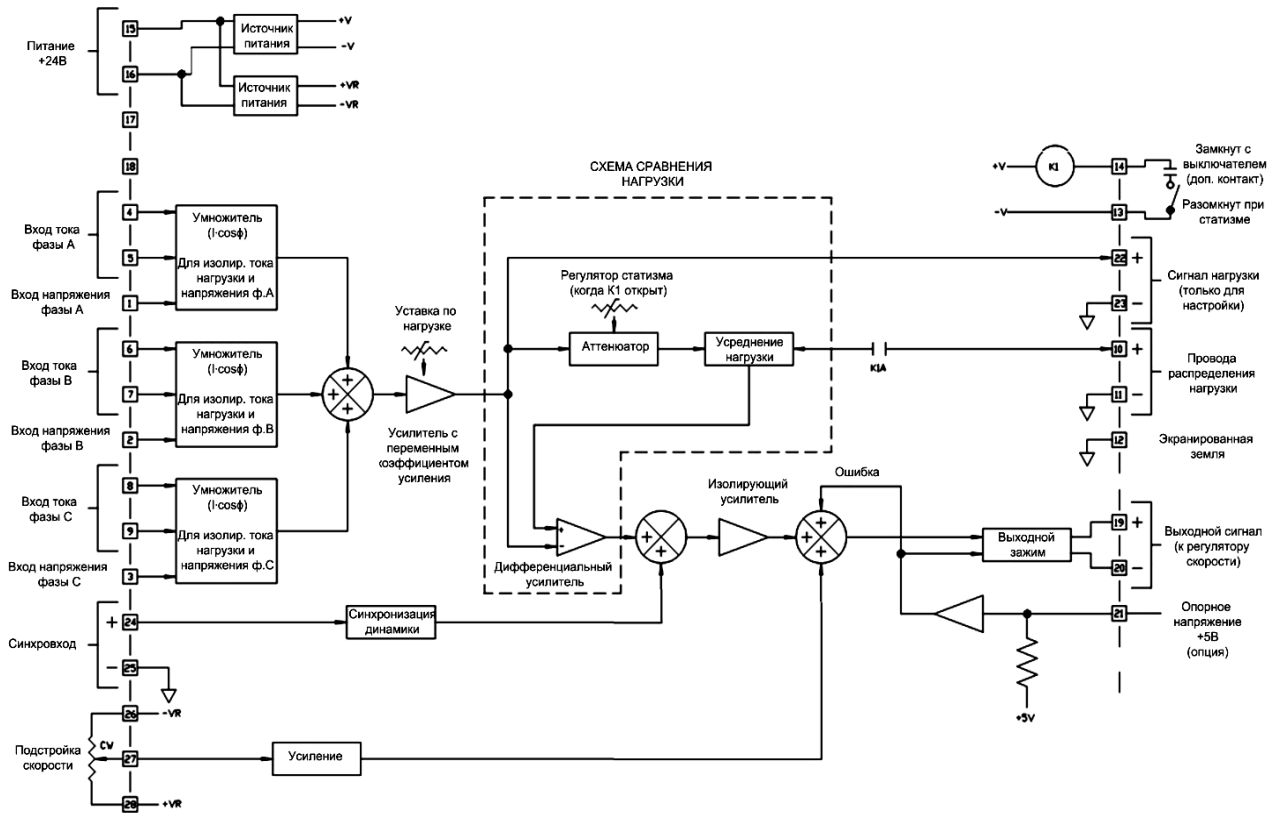
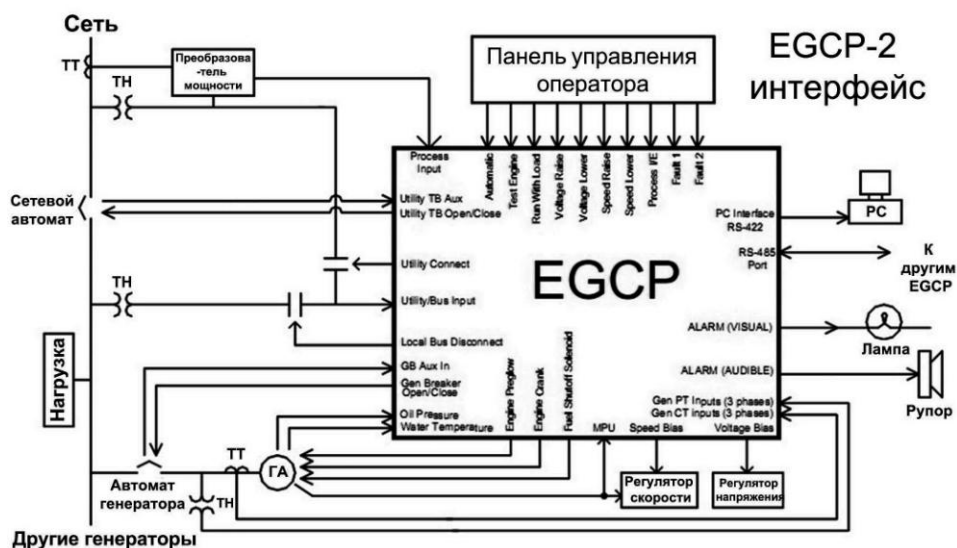


Рисунок 1.20 – Блок-схема модуля LSM

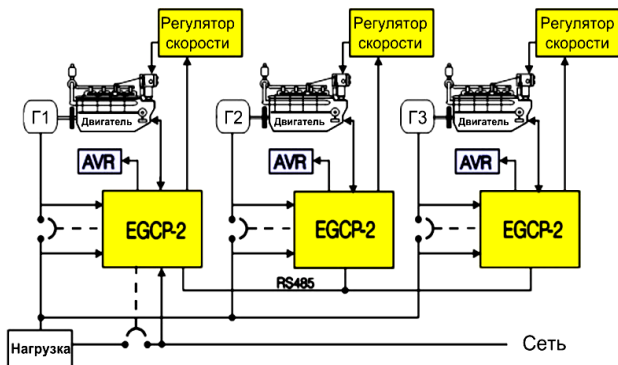
В качестве измерительных преобразователей используются трансформаторы тока с током вторичной обмотки 3-7 А, сигналы с которых заводятся на зажимы 4-5, 6-7, 8-9 устройства (рисунок 1.20). Далее напряжение, пропорциональное току каждой фазы, поступает в умножители, где получают сигнал, пропорциональный активной мощности, умножением тока каждой фазы на $\cos\phi$ и суммированием. После усиления, сигнал, пропорциональный активной мощности генератора, поступает в схему сравнения, где он сравнивается с уставкой или с сигналами от других генераторов (в зависимости от режима работы – статический или астатический). Рассогласование этих сигналов поступает на выход к регулятору скорости. Выходное смещение действует до тех пор, пока значения нагрузок не уравниваются [32].

Помимо специализированного устройства распределения нагрузки LSM, компания Woodward производит многофункциональный микропроцессорный блок управления генератором EGCP-2, схемы подключения и внешняя панель которого изображены на рисунке 1.21 [33]. Устройство EGCP-2 предназначено для

использования с автоматическим регулятором напряжения и регулятором скорости для автоматизации и защиты генераторных установок с дизельным или газовым двигателем. Микропроцессорный блок устанавливается на электростанции до 30 000 кВт, EGCP-2 может быть настроен для работы резервных генераторных установок в одиночку или параллельно. Сеть контроллеров EGCP-2 способна контролировать до восьми генераторных установок в режиме базовой нагрузки, снятия пиков мощности или резервных применений.



а



б



в

Рисунок 1.21 – Микропроцессорный блок управления генератором EGCP-2: а – схема подключения блока; б – схема подключения нескольких генераторов параллельно; в – внешняя панель EGCP-2

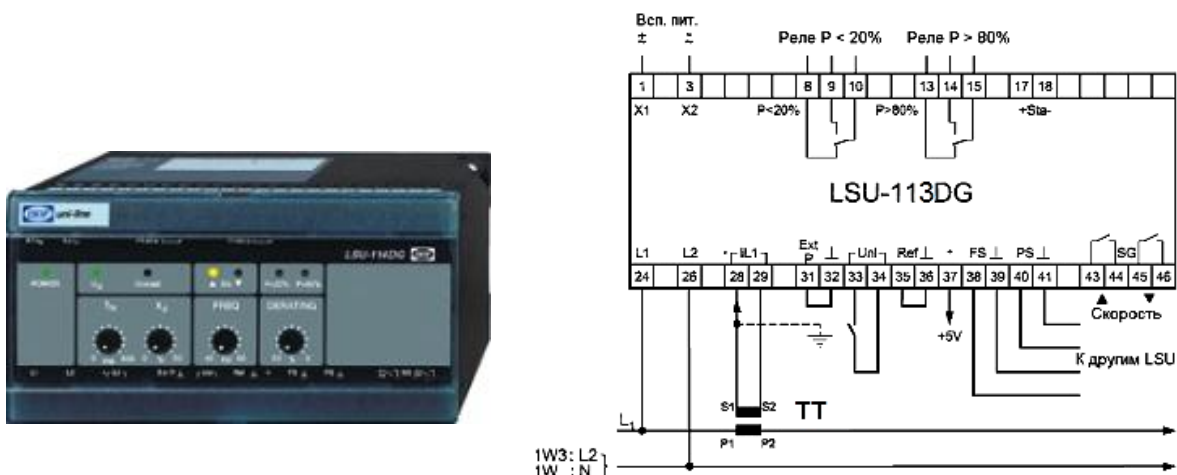
Микропроцессорный блок EGCP-2 осуществляет следующие функции [33]:
- управление и защита приводного двигателя СГ;

- синхронизация, защита, управление активной и реактивной мощностью СГ;

- функции коммуникации.

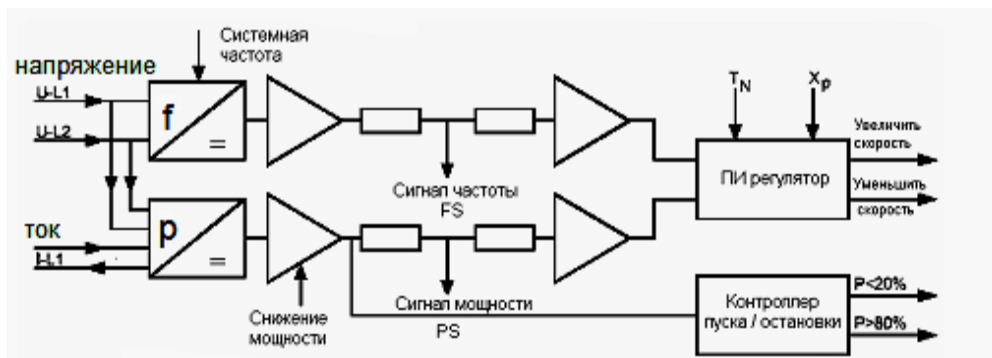
Габаритные размеры устройства составляют: 282 мм – высота, 358 – мм ширина, 69 мм – глубина. Питание блока EGCP-2 осуществляется от 12 или 24 В постоянного тока. Для измерения тока генератора, используются трансформаторы тока с током вторичной обмотки до 6 А. Устройство EGCP-2 может подключаться и настраиваться через компьютер. Класс точности устройства составляет 1,0 при измерении напряжения и тока; 2,0 – при измерении мощности [33].

Другое устройство распределения нагрузки – блок LSU-113DG, изображенный на рисунке 1.22, является частью комплекта реле датской фирмы DEIF, которые применяются для комплексной автоматизации управления и защиты генераторов, как на судах, так и на береговых установках [34].



а

б



в

Рисунок 1.22 – Блок LSU-113DG: а – внешний вид; б – схема соединений; в – структурная схема

Блок LSU-113DG выполняет следующие функции [34]:

- управление дизель- и турбогенераторными агрегатами;
- встроенные преобразователи мощности и частоты;
- режимы постоянной мощности и астатического регулирования;
- защита от обратной мощности.

Существуют модификации этого устройства без защиты от обратной мощности (LSU-112DG) и с автоматическими выходами пуска/остановки (LSU-114DG). Габаритные размеры устройства составляют: 134 мм – ширина, 75 мм – высота, 110 мм – глубина; масса – 0,75 кг [34].

Нагрузка между генераторами распределяется равномерно, в процентных долях от полной активной нагрузки. Если имеет место ухудшение характеристик одного и более генераторов или их отключение от системы, система добивается равномерного распределения нагрузки между остальными работающими генераторами.

Принцип измерения активной мощности прибора основан на определении произведения $I \cdot \cos\varphi$. Блок LSU-113DG измеряет мощность одной фазы или трех фаз при симметричной нагрузке с током от 0,3 до 5 А. При несимметричной нагрузке генератора используется внешний измерительный преобразователь мощности с выходом от 4 до 20 мА. Сигналы, соответствующие мощности и частоте, передаются по двум линиям параллельного включения для сравнения с сигналами мощности и частоты, поступающими от других включенных блоков LSU (рисунок 1.22, в). В случае перегрузки или недостаточной нагрузки каждый из блоков LSU передает в систему соответствующие сигналы пуска/остановки.

Контроль мощности и частоты вращения генераторов осуществляется ПИ-регулятором, имеющим зону нечувствительности по мощности $\pm 0,5\% P_n$ и для частоты $\pm 0,1$ Гц [34].

В качестве внешнего измерительного преобразователя мощности фирма DEIF выпускает TAS-331DG [39]. В блоке полностью отсутствуют подвижные механические части, например, потенциометры, что обеспечивает высокую стабильность калибровочных параметров. При подключении преобразователя про-

грамма выполняет автоматическую проверку правильности соединений и, при обнаружении ошибки, включает сигнальный светодиод.

Преобразователь TAS-331DG может быть сконфигурирован как нормальный линейный преобразователь, так и как преобразователь с кусочно-линейной характеристикой, состоящей из двух или трех отрезков с разным наклоном, что позволяет увеличить разрешение в одном или в двух участках полного диапазона измерений. На рисунке 1.23 показан пример характеристики с тремя наклонами кривой [39]. Предусмотрена также возможность изменения верхнего и нижнего предельных значений выходного сигнала.

Преобразователь TAS-331DG предполагает использование вместе с трансформаторами тока с токами вторичной обмотки 0,75;1,5;3,0;6,0 А. Класс точности устройства TAS-331DG составляет 0,5 [39].

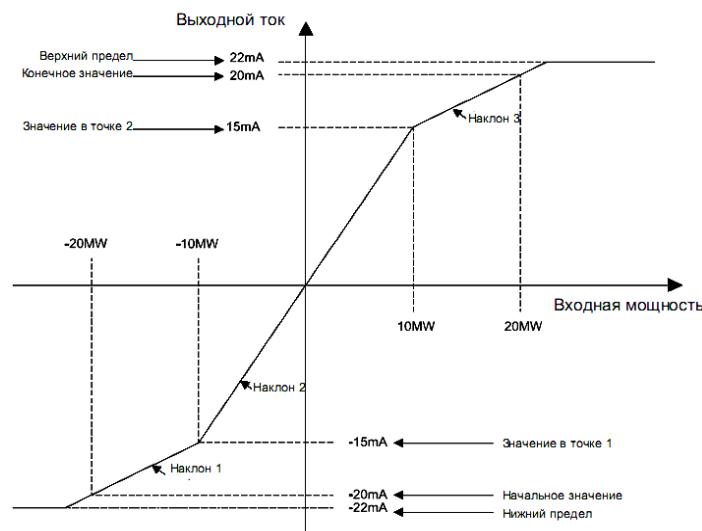


Рисунок 1.23 – Характеристика измерительного преобразователя TAS-331DG с тремя наклонами кривой

Таким образом, большинство рассмотренных выше современных микропроцессорных УРАН обладают небольшими габаритами, массой и достаточно высоким классом точности. Тем не менее, недостатки, обусловленные использованием ТТ в составе таких УРАН, значительно снижают их эффективность. Массогабаритные характеристики ТТ соизмеримы и могут значительно превышать массу и габариты современных УРАН. Высокая точность микропроцессорных УРАН значительно снижается при насыщении ТТ. Также необходимость использования

в ИПАТ УРАН вторичного ИП тока/напряжения для согласования уровня сигнала 1-5 ампер, получаемого от вторичной обмотки первичного ИП на основе ТТ, в несколько миллиампер, поступающих на вход микроэлектронного устройства, приводит к появлению дополнительных погрешностей измерения, обусловленных вторичным ИПТ, к усложнению и снижению общей надежности УРАН.

1.3 Выводы по главе

1. Большинство современных устройств распределения активных нагрузок синхронных генераторов построено на элементах электроники и микропроцессорной техники. Высокая точность и быстродействие таких УРАН накладывают более жесткие требования к дополнительному оборудованию, подключаемому к УРАН.

2. В качестве измерительных преобразователей тока в УРАН до сих пор используются трансформаторы тока. ТТ обладают рядом существенных недостатков: большие массогабаритные характеристики, увеличивающимися с ростом номинального тока и напряжения ТТ; недостаточная точность, связанная с влиянием насыщения, остаточной намагниченности и гистерезиса магнитного сердечника ТТ, а также апериодической составляющей измеряемого тока; необходимость применения дополнительного оборудования (нагрузочного резистора, согласующего ИП тока/напряжения и др.), увеличивающего массу и сложность измерительного преобразователя активного тока в УРАН. Это приводит к тому, что использование ТТ в современных высокоточных микропроцессорных УРАН значительно снижает эффективность работы таких УРАН.

3. Целесообразно изучить возможность замены ТТ в составе УРАН другими измерительными преобразователями переменного тока, которая обеспечивала бы более качественную работу и лучшие технико-экономические характеристики УРАН, чем при использовании ТТ.

2 Измерительные преобразователи переменного тока

2.1 Особенности работы измерительных преобразователей тока в СЭЭС

Под измерительными преобразователями переменного тока судовых электроэнергетических систем будем понимать измерительные преобразователи, конструктивно оформленные как единое целое, имеющие самостоятельные нормированные метрологические характеристики и присоединенные своим входом непосредственно к установкам СЭЭС. Основным назначением ИПТ СЭЭС является преобразование тока в такой выходной сигнал, информативные параметры которого функционально связаны с информативными параметрами входного сигнала и могут быть измерены с заданной точностью [40].

Особенность работы ИПТ в СЭЭС заключается в измерении преимущественно переменных токов частотой 50 Гц, а также токов повышенной частоты (до 1000 Гц), значение которых могут достигать нескольких тысяч ампер. В настоящее время, с повышением скорости движения судов и мощности судовых силовых установок, с ростом автоматизации судовых энергетических установок, улучшением условий труда и быта экипажей, увеличением количества и номенклатуры электроприводов и других потребителей, увеличивается мощность генераторов СЭЭС и, как следствие, токов СГ.

Постоянный рост уровня электрификации судов, помимо роста мощности СЭЭС, усложняет вопрос размещения электрооборудования на судне, что вводит ограничения на массогабаритные характеристики размещаемого оборудования. С целью снижения массы и габаритов электрооборудования на судах с большими электрическими нагрузками (пассажирские лайнеры, танкеры, ледоколы, военные корабли и др.) используют повышенную частоту (до 1000 Гц) или напряжение (свыше 1000 В) в СЭЭС, или то и другое вместе [41-42].

В составе электрооборудования СЭЭС растет количество различной электронной преобразовательной техники. Работа таких устройств сопровождается искажением формы кривой напряжения и тока в СЭЭС. Ухудшение гармониче-

ского состава кривой тока не должно оказывать существенного влияния на работу ИПТ.

Одними из важных показателей электрооборудования на судне, особенно в условиях автономного плавания в различных климатических условиях, являются надежность, живучесть, ремонтпригодность. ИПТ должны обладать высокими эксплуатационными характеристиками и надежно работать при температурах от 0 до 55 градусов Цельсия [1].

Таким образом, основными требованиями, предъявляемыми к ИПТ в СЭЭС, являются [41-42]:

- 1) высокая надежность работы в условиях различных температур и вибрации;
- 2) малая масса и габариты;
- 3) измерение больших токов (от 100 А до нескольких кА);
- 4) повышенная точность измерения;
- 5) способность работать в условиях высокого напряжения и/или высокой частоты СЭЭС;
- 6) высокая помехоустойчивость и устойчивость к искажениям формы тока;
- 7) гальваническое разделение входных и выходных цепей ИПТ (безопасность обслуживания).

Требования к точности измерения ИПТ зависят от конкретного устройства, в котором используется этот ИПТ. Обычно класс точности ИПТ должен быть выше класса точности устройства. Современные УРАН имеют класс точности от 2 и выше.

2.2 Анализ разновидностей измерительных преобразователей тока, применяемых для измерения больших токов

Традиционно для измерения тока в разнообразных устройствах защиты и автоматики, в том числе в ЭЭС судна, используются трансформаторы тока. Как показывают исследования [4, 5, 7, 24], ТТ имеют ряд существенных недостатков,

которые вносят большие погрешности измерений и ограничивают эффективность современных микропроцессорных устройств автоматики, в составе которых используются эти ИПТ.

В последние годы в электротехнике происходит развивающийся процесс замены ТТ другими ИПТ [5]. Среди них выделяются следующие ИПТ, которые могут быть использованы в СЭЭС:

- 1) ИПТ на основе эффекта Холла;
- 2) оптические измерительные преобразователи тока (ОИПТ), основанные на эффекте Фарадея;
- 3) дифференцирующие индукционные преобразователи тока (ДИПТ), основанные на эффекте электромагнитной индукции.

Проанализируем достоинства и недостатки традиционных ТТ и представленных ИПТ, а также возможность замены ТТ этими ИПТ в УРАН судовых синхронных генераторов.

2.2.1 Трансформаторы тока

Традиционные трансформаторы тока получили широкое распространение в СЭЭС благодаря следующим характеристикам [3, 28, 40]:

- высокие эксплуатационные характеристики (простая конструкция, высокая надёжность и др.);
- высокие метрологические характеристики при нормальных условиях эксплуатации (при номинальном токе и напряжении ТТ);
- возможность измерять ток в широких пределах.

В тоже время ИПТ на основе ТТ обладают следующими недостатками, подробно описанные в работах [3-5, 7, 24,43]:

- большие размеры и масса, увеличивающиеся с ростом номинального тока и напряжения ТТ;

– большие погрешности измерения, связанные с намагничиванием сердечника ТТ, влиянием остаточной намагниченности и апериодической составляющей измеряемого тока;

– при размыкании вторичных цепей ТТ возникает опасное перенапряжение на зажимах вторичных обмоток, что может вызвать пробой изоляции и опасность поражения током для обслуживающего персонала.

Метрологические свойства ТТ в большой степени зависят от конструкции и материала магнитопровода [3]. С появлением новых материалов и технологий их производства стало возможным изготовление сердечников для ТТ из аморфного железа или нанокристаллических сплавов с высокой индукцией насыщения [44, 45]. Такие сердечники более устойчивы к намагничиванию постоянным током, позволяют достичь высокой линейности кривой намагниченности в диапазоне от 1 до 120% первичного номинального тока ТТ и от 0 до 100% номинальной вторичной нагрузки. За счет этого удается повысить точность и срок службы ТТ, снизить их габариты и соответственно затраты провода на вторичную обмотку, что дополнительно уменьшает электрические потери в меди.

В то же время высокие магнитные качества сердечников из нанокристаллических сплавов делают ТТ чувствительными по метрологическим характеристикам к повышению нагрузки (увеличению сопротивления нагрузки) во вторичной цепи ТТ сверх номинальной при максимальном первичном токе, что требует на практике жесткого выполнения всех противоперегрузочных требований. Перегрузочные способности таких ТТ можно повысить за счет изготовления более мощных сердечников, что не всегда оправдано, поскольку сердечники из нанокристаллических сплавов в 1,5-2 раза дороже, чем из электротехнической стали [45].

В таблице 2.1 приведены характеристики современных ТТ различных конструкций для сетей с напряжением до 720 В, выпускаемой датской компанией DEIF [46-48].

Масса современных ТТ, представленных в таблице 2.1, является приемлемой, но при увеличении номинального первичного напряжения ТТ массогабарит-

ные характеристики и стоимость ТТ за счет роста габаритов изоляции увеличиваются непропорционально быстро [28].

Таблица 2.1 – Характеристики современных ТТ компании DEIF для низковольтных сетей

Конструкция ТТ	Первичный ток	Первичное напряжение	Мощность нагрузки ТТ	Класс точности	Масса
Неразборный сердечник для измерений (ASR/ASK/EASR/EASK)	50-7500 А	до 720 В	1-100 ВА	0,2S-1	0,18-5 кг
Разборный сердечник для измерений (KBU)	250-5000 А	до 720 В	1-30 ВА	0,5-1	0,55-4 кг
Неразборный сердечник для защиты (SASR/SASK)	50 - 1600 А	до 720 В	1-15 ВА	5P4-10P10	0,24-3,4 кг

На судах могут использоваться высоковольтные СЭЭС с напряжением до 11 кВ. В таблице 2.2 представлены технические характеристики современных высоковольтных ТТ, предназначенных для установки в таких ЭЭС [49]

Таблица 2.2 – Характеристики современных измерительных высоковольтных ТТ

Тип трансформатора	Первичный ток	Первичное напряжение	Мощность нагрузки ТТ	Класс точности	Масса
ТЛП-10-1 (Россия)	1-5 кА	11 кВ	1-50 ВА	0,2-0,5	28-40 кг
ТОЛ-СВЕЛ-10-11 (Россия)	5-3000 А	11 кВ	1-50 ВА	0,2s-1	19-25 кг
СТS7.2M11 (фирма MBS-AG, Германия)	25-2500 А	7,2 кВ	30 ВА	0,2s-1	22 кг

Как видно из таблицы 2.2, масса ТТ для сетей с номинальным напряжением до 11 кВ в несколько раз, а иногда и на порядок, превышает массу ТТ, предназначенных для работы в низковольтных сетях.

Также, одним из существенных недостатков трансформатора тока остается насыщение магнитопровода во время коротких замыканий, сопровождающихся апериодической составляющей тока. При этом искажается форма тока вторичной обмотки ТТ и резко падает его точность измерения. В переходном режиме максимальное значение полной погрешности измерения тока короткого замыка-

ния может превышать в 10 раз регламентируемое значение погрешности ТТ. Значение полной погрешности устанавливается только после 0,3-0,5 секунд с момента возникновения короткого замыкания, а для некоторых ТТ может быть за пределами нормы и в установившемся режиме короткого замыкания [5, 25].

В результате сильного насыщения сердечника возникает эффект его остаточного намагничивания. Последствие этого эффекта – возрастание в 2 и более раз погрешностей измерения ТТ. При последующих токах, составляющих (5-20)% номинального первичного тока, размагничивание практически не происходит, и погрешности не восстанавливаются за время более 8 часов [50]. Использование разомкнутых магнитопроводов снижает насыщение, но и, при прочих равных условиях, снижает точность, как по току, так и по углу [5, 45].

В итоге, теперь, когда происходит переход устройств судовой автоматики от электромеханических к миниатюрным микропроцессорным, входная мощность которых значительно меньше указанного значения выходной мощности ТТ, и которые могут потреблять входной ток меньше одного миллиампера, применение ТТ становится всё более нежелательным. Сфера применения ТТ будет неуклонно сокращаться за счёт вытеснения их другими ИПТ [5].

2.2.2 Измерительные преобразователи тока на основе эффекта Холла

Для измерения токов на основе гальваномагнитных эффектов в настоящее время широкое распространение получили ИПТ на основе эффекта Холла (ИП Холла).

Эффект, открытый Э. Г. Холлом в 1879 году, заключается в явлении возникновения поперечной разности потенциалов в проводнике или полупроводнике, по которому протекает электрический ток, если существует магнитное поле, перпендикулярное направлению тока. В металлах поперечная разность потенциалов очень мала, и в современных ИП Холла в качестве чувствительных элементов (ЧЭ) используют полупроводники, обладающие высокой чувствительностью к магнитному полю [51].

На основе эффекта Холла существуют две основные разновидности ИПТ – прямого усиления и компенсационного типа [52-55]. Может также использоваться и их комбинация. На рисунке 2.1 изображены структурные схемы этих двух разновидностей [55].

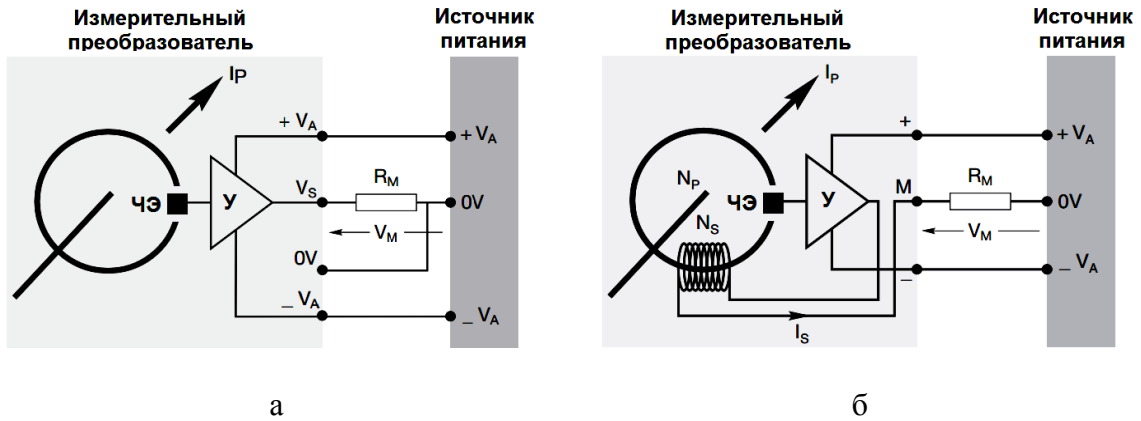


Рисунок 2.1 – Структурные схемы измерительных преобразователей на основе эффекта Холла:
а – прямого усиления; б – компенсационного типа

В ИП Холла прямого усиления (рисунок 2.1, а) магнитный поток от проводника с измеряемым током пронизывает магнитопровод ИП и на ЧЭ, расположенном в магнитопроводе перпендикулярно магнитному потоку и подключенном к источнику постоянного тока, появляется поперечная разность потенциалов, пропорциональная измеряемому току. Далее этот сигнал поступает на вход схемы усилителя и температурной компенсации.

В отличие от ИП прямого усиления, в ИП Холла компенсационного типа (рисунок 2.1, б) магнитопровод имеет компенсационную обмотку (отрицательной обратной связи) с числом витков N_s . Ток I_s от усилителя поступает в эту обмотку, где создает магнитное поле, компенсирующее поле от проводника с измеряемым током. Измеряемый ток I_p в проводнике определяется из выражения [55]:

$$N_p I_p = N_s I_s, \quad (2.1)$$

где N_p – число витков проводника с измеряемым током.

Фирма АВВ выпускает также и третью разновидность ИП Холла типа NCS, структурная схема которого изображена на рисунке 2.2 [55]. В отличие от остальных, тип NCS не использует магнитопровод. Несколько ЧЭ располагаются вокруг

проводника с измеряемым током. При этом ток должен быть достаточно большим (от 4 кА). Сигналы, поступающие от ЧЭ, суммируются, усиливаются и передаются в виде мгновенного тока и напряжения.

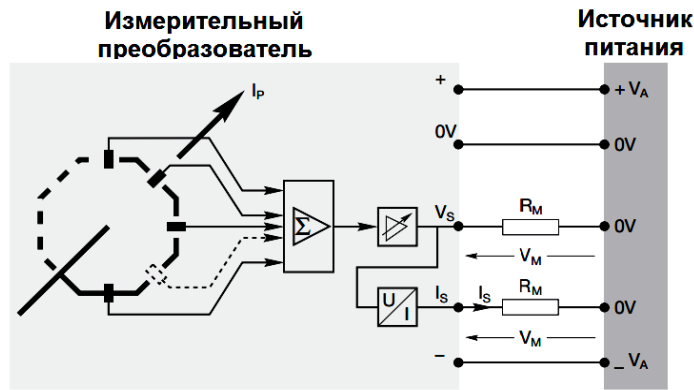


Рисунок 2.2 – Структурная схема ИП Холла типа NCS фирмы АВВ

В таблице 2.3 представлены основные характеристики ИП Холла, выпускаемые известными фирмами в этой области – АВВ и LEM, для сетей низкого напряжения (до 1000 В) [54-55].

Таблица 2.3 – Основные характеристики ИП Холла

Тип ИП Холла	Производитель	Диапазон измеряемого тока	Частота измеряемого тока	Погрешность измерения (при 25°C)	Масса ИП
Прямого усиления	АВВ	100-600 А	до 50 кГц	не более 1,5%	0,2 кг
Компенсационного типа	АВВ	5-2000 А	до 100 кГц	не более 0,5%	0,027-1,7 кг
Тип NCS	АВВ	4-40 кА	до 10 кГц	не более 1%	1;1,2;5,5 кг
Прямого усиления	LEM	3 А - 20 кА	до 50 кГц	не более 1,5%	0,008-6 кг
Компенсационного типа	LEM	0,25 А - 10 кА	до 100 кГц	не более 0,5%	0,022-17 кг

К достоинствам ИПТ на основе эффекта Холла относятся высокая точность измерения, возможность измерять в широких пределах различные виды тока (постоянный, переменный ток, импульсный и т.д.), миниатюрность. Такие ИПТ находят широкое применение в силовой электронике и в системах управления электроприводами. Но применительно к высоковольтным цепям их основное достоин-

ство – миниатюрность – исчезает: магнитный концентратор, в воздушный зазор которого помещается измерительный преобразователь напряжённости магнитного поля, созданного измеряемым током, должен иметь большой диаметр, чтобы обеспечивать необходимое расстояние концентратора от высоковольтного проводника с измеряемым током [5]. Вторым недостатком ИПТ на основе эффекта Холла – это необходимость подключения указанного измерительного преобразователя к стабильному источнику постоянного тока.

К другому недостатку ИП Холла относится влияние внешних магнитных полей и температуры на точность измерения. Для измерения токов в десятки и сотни кА при установке ИП Холла необходимы сложные процедуры настройки для исключения влияния асимметричного поля и перекрестных наводок от расположенных рядом шин [56]. Для устройств, работающих в широком температурном диапазоне окружающей среды (от -20 до $+70^{\circ}\text{C}$), к значению погрешности, указанному в таблице 2.3, добавляется еще от 0,5 до 1% [54-55].

Среди представленных ИП Холла (таблица 2.3) в УРАН СГ могли бы найти применение ИП компенсационного типа, обладающие наилучшей точностью измерения и подходящим диапазоном измеряемого тока. При этом с ростом измеряемого тока число витков и/или ток компенсирующей обмотки ИП возрастают, согласно (2.1). Это приводит к росту массогабаритных характеристик и потерь мощности в ИП на нагрев обмотки. Для СЭЭС высокого напряжения ИП Холла не выпускают.

ИПТ, основанные на других гальваномагнитных эффектах (магниторезистивный эффект, магнитодиод, магнитотранзистор), широкого распространения не получили ввиду нелинейности характеристик, высокого уровня шумов, большой температурной зависимости и большого процента брака [51,57].

Сейчас наблюдается развитие двух перспективных ИПТ: оптических ИПТ и катушек Роговского.

2.2.3 Оптические измерительные преобразователи тока

Принцип работы ОИПТ основан на эффекте М. Фарадея, открытом в 1845 году, который заключается в изменении угла поворота плоскости поляризации света, проходящего через магнитное поле. Угол поворота определяется уравнением [51]:

$$\theta = V \oint H dl = N \cdot V \cdot I, \quad (2.2)$$

где dl – отрезок замкнутого кольцевого пути вдоль силовых линий магнитного поля напряженностью H ; V – постоянная Верде, характеризующая магнитное вращение плоскости поляризации в данном веществе; I – измеряемый ток; N – число витков оптоволоконна.

Конкретная реализация ОИПТ, использующий этот эффект, может отличаться и патентуется фирмами-производителями. На рисунке 2.3 представлена упрощенная структурная схема одной из реализаций ОИПТ [58].

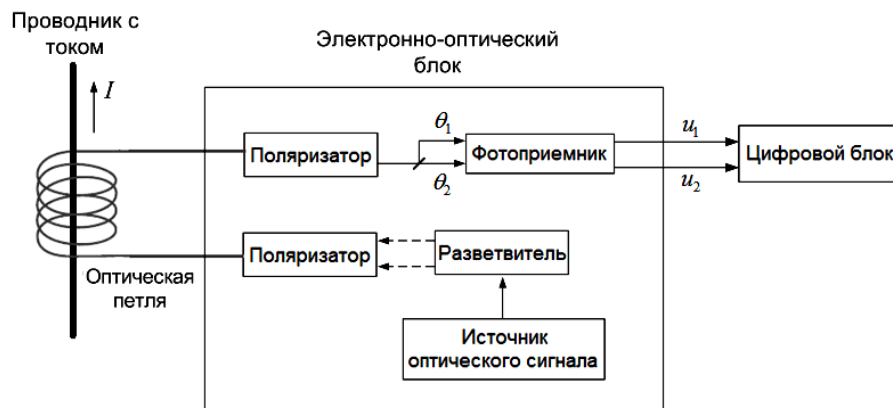


Рисунок 2.3 – Упрощенная структурная схема ОИПТ

Свет от источника оптического сигнала с помощью разветвителя преобразуется в два световых потока, которые поступают в поляризатор, где преобразуются в два поляризованных сигнала (левополяризованный и правополяризованный) с противоположным направлением вращения. Далее, эти сигналы поступают в оптическую петлю с числом витков N оптоволоконна. Магнитное поле, создаваемое током I , протекающим по проводу, замедляет один сигнал и ускоряет дру-

гой. Оба сигнала доходят до следующего кругового поляризатора, который преобразует их в линейно поляризованные световые потоки с плоскостями поляризации, сдвинутыми на углы θ_1 и θ_2 . Далее, световые потоки преобразуются фотоприемником в электрические сигналы и обрабатываются цифровым блоком.

По сравнению с традиционными ТТ оптические ИПТ имеют ряд преимуществ, представленных в публикациях [56-59]:

- небольшие масса и габариты;
- высокая точность измерения;
- отсутствие явления гистерезиса, магнитного насыщения и остаточного намагничивания;
- возможность измерения постоянного и переменного тока;
- широкая полоса пропускаемых частот;
- высокое сопротивление изоляции.

Эти преимущества способствовали применению таких ИПТ там, где традиционные ТТ оказываются неоправданно громоздкими и дорогими. В настоящее время ОИПТ используются для измерения больших переменных или постоянных токов в электрометаллургической или электрохимической промышленности, в электроэнергетике на высоковольтных подстанциях [56, 58-59]. Разработкой этих преобразователей тока занимается целый ряд компаний (NxtPhase T&D, АВВ, Optisense, FieldMetrics, PowerSense, Airak, ООО «Уникальные волоконные приборы» и др.).

В таблице 2.4 представлены обобщенные характеристики оптических ИПТ, выпускаемые некоторыми фирмами [58, 60-65]. Значение массы в таблице указано с учетом масс ЧЭ и электронного блока.

Как показывают исследования [5, 7, 57], оптические трансформаторы тока не лишены недостатков. Принцип измерения, основанный на эффекте Фарадея, является косвенным, так как не проявляется в вакууме и зависит от свойств среды, что приводит к погрешности, обусловленной изменением температуры, механических напряжений и вибрации оптического волокна.

Таблица 2.4 – Характеристики оптических измерительных преобразователей тока

Компания-производитель	Номинальный ток	Номинальное напряжение	Погрешность	Частота измеряемого тока	Масса ИП
NxtPhase T&D (ALSTOM)	Тип 1: 1-4800 А Тип 2: 1 А-500 кА	до 800 кВ	0,1-1%	Тип 1: до 6 кГц Тип 2: до 20 кГц	Тип 1: 34-80 кг Тип 2: 9-20 кг
ABB	1 А-500 кА (пост. ток)	-	0,1%	0 Гц	20 кг
Airak	1 А-15 кА	до 36 кВ	1%	5 Гц-5 кГц	до 0,6 кг
PowerSense	5 А-20 кА	до 36 кВ	2%	-	до 3 кг
ООО «УВП»	100 А-450 кА	110-750 кВ	0,25%	0-6 кГц	от 40 кг

К недостаткам ОИПТ относится повышенная сложность по сравнению с ТТ. Затраты на установку оптических ИПТ меньше затрат на установку ТТ только при напряжениях свыше 110 кВ [5]. Также увеличиваются затраты на обслуживание таких ИПТ. Другой недостаток ОИПТ – это, в большинстве случаев, большие значения размеров, массы и потребляемой мощности у электронно-оптического блока: масса может достигать более 40 кг, а мощность более 100 Вт (таблица 2.4). Сам ИПТ не сможет функционировать без электронного блока и требует стабильного источника питания. Это снижает надежность таких ИПТ.

В настоящий момент измерение тока ОИПТ является еще не отработанной технологией, и ведутся поиски оптимальной конструкции измерительных преобразователей [66].

Из представленных разработок [58, 66] наиболее перспективным является ОИПТ компании Airak (таблица 2.4), изображенный на рисунке 2.4 [61, 67]. Этот ИПТ способен измерять ток в широких пределах с хорошей точностью, при этом обладает низкой стоимостью и массой, как ЧЭ, так и электронного блока. Такой ИПТ может быть использован для систем распределения электроэнергии, воздушных, наземных и морских судов.

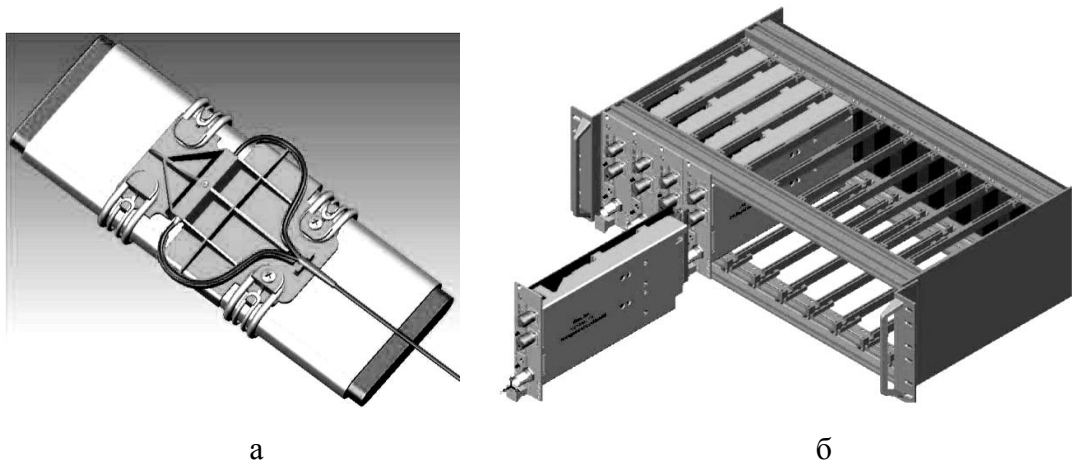


Рисунок 2.4 – ОИПТ компании Airak: а – чувствительный элемент; б – электронный блок в стойке

ЧЭ ИПТ на рисунке 2.4, а крепится к шине с измеряемым током. Авторами статьи [67] проводилось испытание этого ИПТ при измерении переменного тока 3,45 кА частотой 60 Гц. Интересно, что в качестве эталона взяты показания измерительного преобразователя тока, выполненного в виде катушки Роговского (ДИПТ). Точность ОИПТ по отношению к ДИПТ составила 99,8% в случае отсутствия соседних проводников с током и 97,1% в случае наличия двух- и трехфазных проводников на расстоянии 27 см.

Последние данные о разработках компании Airak датируются 2006 годом, дальнейшие результаты исследований не известны.

Таким образом, учитывая указанные недостатки ОИПТ, можно утверждать, что в настоящее время использование таких ИПТ в СЭЭС нецелесообразно.

2.2.4 Дифференцирующие индукционные преобразователи тока

Конструктивно ДИПТ представляет собой катушку из проводящего материала, намотанную на немагнитный сердечник (катушка Роговского) или магнитный сердечник с воздушным зазором (трансреактор) [5, 25, 33]. Если такую катушку поместить вокруг проводника с переменным током i , то изменяющееся во времени t магнитное поле Φ , создаваемое проводником с током, пронизывая вит-

ки катушки W , наводит в ней ЭДС e в соответствии с законом электромагнитной индукции, сформулированным М. Фарадеем:

$$e = -W \cdot \frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d\Psi}{dt}, \quad (2.3)$$

где Ψ - потокосцепление катушки.

Потокосцепление Ψ также определяется как произведение тока в проводнике i на взаимную индуктивность M этой катушки и проводника с током. Тогда ЭДС такой катушки определяется выражением:

$$e = M \cdot di/dt. \quad (2.4)$$

Таким образом, представленная катушка является дифференцирующим индукционным преобразователем тока в проводнике, расположенном возле катушки. Для получения сигнала, пропорционального измеряемому току, обычно выход ДИПТ подключают к интегратору, или напрямую к микропроцессорным многофункциональным реле, выполняющим интегрирование [4, 6]. Такие измерительные преобразователи, под названием катушки Роговского, выпускают фирмы: LEM (Швейцария), PEM (Великобритания), Siemens (Германия), ABB и др. [26, 68-73].

Как ТТ, так и ДИПТ относятся к классу индукционных измерительных преобразователей трансформаторного типа. Но по режиму работы и по конструкции эти ИПТ существенно отличаются друг от друга. ДИПТ, в отличие от ТТ, работает в режиме, близком к идеальному холостому ходу, так как его катушка подключается к имеющему высокое сопротивление входу операционного усилителя или аналого-цифрового преобразователя. Поэтому действующее значение выходного напряжения ДИПТ практически равно действующему значению его ЭДС. По конструкции ДИПТ или имеет немагнитный сердечник, или магнитный сердечник с зазорами. Поэтому у таких преобразователей практически отсутствуют насыщение, нелинейность характеристик и потери на гистерезис. Благодаря этим отличиям ДИПТ лишён всех перечисленных выше недостатков ТТ [3-5].

Ток катушки ДИПТ обычно не превышает несколько десятков миллиампер, что во много раз меньше тока вторичной обмотки ТТ (1А, 5А). Поэтому масса

ДИПТ, которая определяется произведением расчётной ЭДС на расчётный ток катушки, в сравнении с массой вторичной обмотки ТТ, является ничтожной [5].

На рисунке 2.5 изображены различные конструкции ДИПТ.

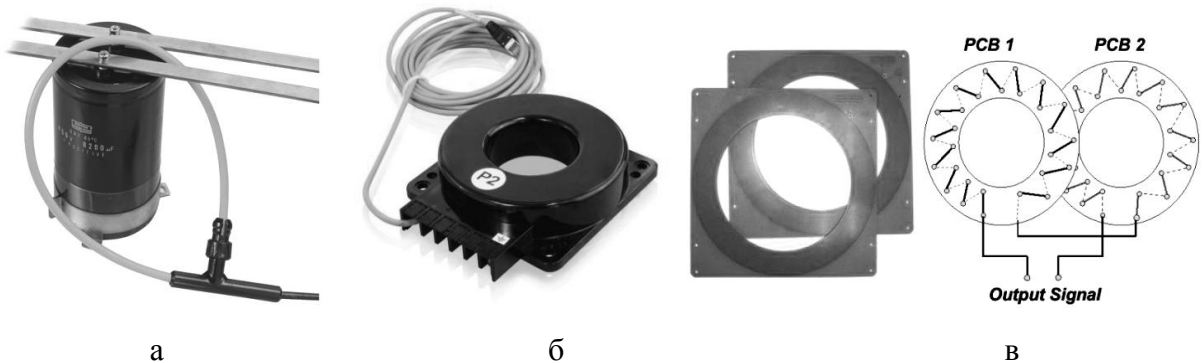


Рисунок 2.5 – Различные конструкции ДИПТ: а – ДИПТ фирмы РЕМ с гибким разборным сердечником; б – ДИПТ фирмы АВВ с жестким неразборным сердечником; в – ДИПТ в виде печатной платы

У ДИПТ в виде гибкой катушки с разборным сердечником [26, 69-71], изображенной на рисунке 2.5, а, точность измерения во многом зависит от расположения проводника с током по отношению к центру окна замкнутой катушки и может меняться от 0,5 до 2% [71]. Для исключения погрешностей измерения от соседних проводников с токами, необходимо соблюдать условие намотки катушки со строго постоянными параметрами обмотки: сечением витка и шагом винтовой линии. Обратный провод катушки проходит внутри неё, образуя второй контур, сцепленный с магнитными полями от проводников с мешающими токами. При этом ЭДС, индуцированные мешающими токами в этих двух контурах, практически полностью компенсируют одна другую [5].

В современных ДИПТ в виде жесткой разборной или неразборной катушки, витки которой наносятся на печатную плату (рисунок 2.5, б и в), проще соблюсти условие регулярной намотки катушки [74-75]. Эти ДИПТ практически лишены погрешностей, зависящих от положения проводника с током, и обладают более высокой точностью (0,2-0,5%). Для устранения влияния близлежащих проводников обмотки таких ДИПТ также выполняют с двумя электрическими контурами, включенными встречно [4, 25].

В настоящее время разработаны различные конструкции ДИПТ для использования в целях измерений, защиты и управления в сетях низкого, среднего и высокого напряжений с токами от нескольких ампер до нескольких сотен кА и выше [25]. Известны применения ДИПТ для оперативного измерения токов в проводниках [69-71], в коммутационной аппаратуре (автоматических выключателях, в автоматах повторного включения и т.п.), для контроля энергопотребления, в дифференциальной защите, в защите двигателей от перегрузки по току, ДИПТ встраивают в проходные изоляторы, и сфера их применения постоянно расширяется [22, 25, 76-83].

В таблице 2.5 представлены сравнительные характеристики некоторых выпускаемых ДИПТ. Применение таких ДИПТ предполагает их использование вместе с интегрирующим фильтром, выполняющим также роль усилителя [68-73].

Таблица 2.5 – Характеристики выпускаемых ДИПТ

Компания-производитель	Номинальный ток	Максимальное напряжение	Погрешность	Частота измеряемого тока	Масса ДИПТ
LEM	2000 А	300 В	0,65 %	1 Гц-500 кГц	0,09 кг
РЕМ	250 А-50 кА	2 кВ	0,2 - 1 %	0,6 Гц-1 МГц	-
ABB	250-2000 А	0,72 кВ	0,5 %	1 Гц-1 МГц	1 кг
Pulse Electronics	0,1-1000 А	6 кВ	0,2 %	1 Гц-500 КГц	1 кг

Таким образом, к достоинствам ДИПТ относят [4-5, 25, 57]:

- 1) небольшую массу и габариты;
- 2) высокая точность (современные ДИПТ имеют класс точности 0,5 и 0,2s);
- 3) отсутствие погрешностей измерения, связанных с насыщением, влиянием остаточной намагниченности и апериодической составляющей измеряемого тока;
- 4) измерение токов в широком диапазоне, при этом при увеличении параметров токов не требуют изменения своих массогабаритных размеров, в отличие от ТТ;
- 5) высокую надежность благодаря простоте конструкции;

6) могут проводить измерения в широком температурном диапазоне без ухудшения своих метрологических характеристик;

7) имеют большую ширину пропускания частот от 0,1 нГц до 17 мГц, что дает возможность ДИПТ измерять или воспроизводить форму очень быстро изменяющегося сигнала;

8) безопасны в использовании, т.к. обеспечивают гальваническую развязку и при размыкании цепи нагрузки ДИПТ его выходное напряжение почти не изменяется;

9) имеют низкое потребление мощности и стоимость.

К недостаткам ДИПТ относится следующее [5, 24, 57]:

1) для получения сигнала, пропорционального току, необходимо восстановление формы тока, т.к. ДИПТ измеряют не сам ток, а его производную;

2) высокая чувствительность к искажениям формы измеряемого тока;

3) низкая чувствительность к измеряемому току и, как следствие, малое значение выходного сигнала. Для ДИПТ, представленных в таблице 2.5, максимальную чувствительность к измеряемому току имеет измерительный преобразователь фирмы АВВ – 0,6 мВ/А.

Первый и третий недостаток частично устраняется тем, что в современной автоматике, в том числе и в УРАМ судовых СГ, используют микропроцессорные многофункциональные реле, которые могут выполнять для ДИПТ роль цифровых интегрирующих фильтров, восстанавливающих форму токов по измеренным ДИПТ производным этих токов. Второй недостаток может быть устранен использованием фильтров, сглаживающих форму выходного напряжения ДИПТ.

Во многих устройствах релейной защиты и автоматики, где для получения нужной информации складывают (или вычитают) напряжения источника синусоидального тока и падения напряжения, пропорциональные токам этого источника, целесообразно использовать ДИПТ без восстановления формы измеряемого тока. Отказ от применения интегрирующих фильтров, то есть использование сигналов, пропорциональных не измеряемому току, а производным этих токов, по-

зволяет обойтись без источников питания для интегрирующих фильтров, упростить устройство измерительных преобразователей и снизить их массу.

Использование интегрирующих фильтров также вносит дополнительные погрешности измерения, связанные с неточностями в восстановлении формы тока и генерированием апериодических составляющих самим фильтром в выходном напряжении во время переходных процессов [5, 7, 8, 76]. Интегрирование не является в полном смысле обратной дифференцированию операцией. Так, для тока $i(t) = \sin(\omega t + \alpha)$ интегрирование его производной в промежутке времени от 0 до t приводит к появлению постоянной составляющей $\sin \alpha$:

$$\int_0^t \omega \cdot \cos(\omega t + \alpha) dt = \sin(\omega t + \alpha) + \sin \alpha \quad (2.5)$$

Ошибка интегратора здесь определяется этой постоянной составляющей интегрирования и зависит от момента его включения (начальной фазы тока).

Погрешности восстановления формы тока зависят от порядка интегрирующего фильтра. В работе [5] доказывается, что для минимизации этих погрешностей (полной, токовой и угловой) оптимальный порядок фильтра является второй, хотя большинство производителей ДИПТ используют первый. Недостатком повышения порядка фильтра является усложнение его схемы.

Поэтому для СЭЭС целесообразна разработка УРАН СГ с ДИПТ без использования интегрирующих фильтров, достигая при этом улучшения показателей таких устройств: упрощение схемы, повышения точности, снижения массы и стоимости. Получение приемлемого значения выходного сигнала с ДИПТ без интегрирующего фильтра возможно в СЭЭС с токами более 1000 А. Для УРАН СГ с номинальными токами до нескольких сотен ампер необходимо применение других конструкций ДИПТ, обладающих повышенной чувствительностью к измеряемому току.

На основании анализа ДИПТ и других ИПТ можно сделать вывод о том, что ДИПТ являются наиболее выгодной заменой ТТ, используемых для измерения тока в СЭЭС, по сравнению с другими ИПТ.

2.3 Выводы по главе

1. Среди существующих ИПТ наиболее выгодной заменой ТТ в УРАН СЭЭС являются ДИПТ, т.к. в ДИПТ для измерения тока используется трансформаторный принцип, который значительно проще и надежнее других эффектов (гальваномагнитного, оптического и др.) для измерения больших токов, и, благодаря своей конструкции, режиму работы и другим параметрам, ДИПТ лишен наиболее существенных недостатков ТТ: повышенные массогабаритные характеристики и низкая точность при насыщении сердечника ТТ.

2. В УРАН СЭЭС целесообразно применение ДИПТ без интегрирующих фильтров, т.к. использование последних вносит дополнительные погрешности, возникающие при восстановлении формы измеряемого тока и в переходных режимах работы; снижает быстродействие, надежность и усложняет УРАН.

3. Необходима разработка новых измерительных преобразователей активного тока, которые обеспечивают устройству распределения активной нагрузки измерение активной составляющей тока нагрузки СГ с помощью ДИПТ без интегрирующих фильтров.

3 Разработка и анализ измерительных преобразователей активного тока с ДИПТ для УРАН судовых синхронных генераторов

3.1 Однофазный измерительный преобразователь активного тока

Для устранения недостатков УРАН, описанных в главе 1, был разработан однофазный ИПАТ, представленный на рисунке 3.1 [83]. Предлагаемый ИПАТ позволяет снизить массу, габариты и сложность устройства за счет использования ДИПТ вместо ТТ.

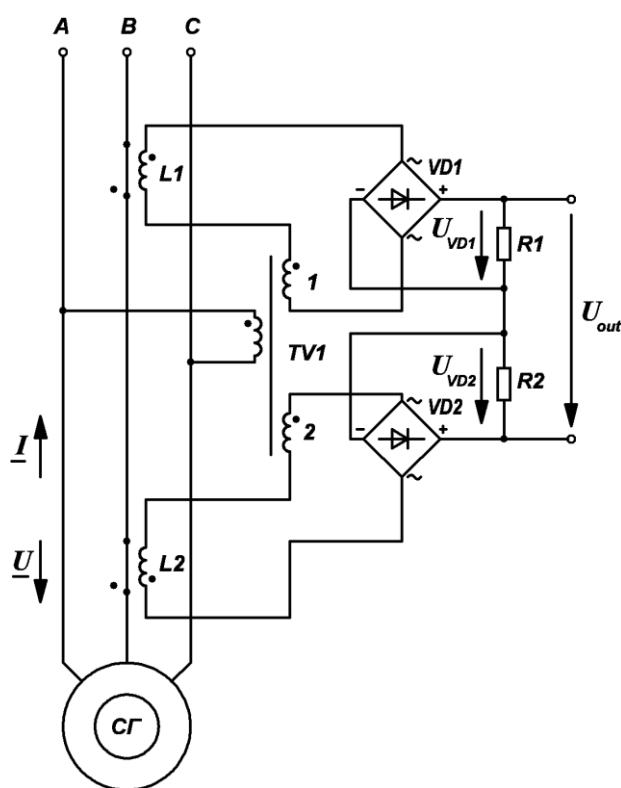


Рисунок 3.1 – Схема однофазного измерительного преобразователя активного тока

Работа однофазного ИПАТ с ДИПТ, изображенного на рисунке 3.1, освещалась в литературе [83-85].

Рассматриваемое устройство состоит из трансформатора напряжения ТВ1 с двумя одинаковыми вторичными обмотками 3 и 4, двух одинаковых катушек ДИПТ L1-L2, двух одинаковых мостовых выпрямителей VD1 и VD2 и двух одинаковых нагрузочных резисторов R1 и R2. Генератор СГ имеет фазное напряже-

ние \underline{U} и ток нагрузки \underline{I} . Выходное напряжение ИПАТ U_{out} подводится к формирователю сигнала управления, который, в общем случае, содержит схему сравнения U_{out} с напряжением, пропорциональным заданному току активной нагрузки, и усилитель.

В фазе В установлены два ДИПТ, катушки которых индуктивно связаны с токопроводом тока нагрузки СГ. Известно, что ДИПТ работают в режиме, близком к холостому ходу. Ток, проходящий по катушке ДИПТ, в десятки и сотни раз меньше, чем у вторичной обмотки ТТ, поэтому, при одинаковом значении напряжения на вторичной обмотке ТТ и на катушке ДИПТ, расчетная мощность, и, следовательно, масса последнего в десятки и сотни раз меньше, чем у ТТ. Необходимо также отметить, что схема ИПАТ, изображенная на рисунке 3.1, является более простой, чем у аналогичных преобразователей, выполненных на основе ТТ. В сравнении с рассмотренным ранее ИПАТ УРМ-35 количество используемых элементов в схеме сократилось в два раза, а масса и габариты – более чем в 10 раз.

Принцип действия однофазного ИПАТ поясняется векторными диаграммами, изображенными на рисунке 3.2.

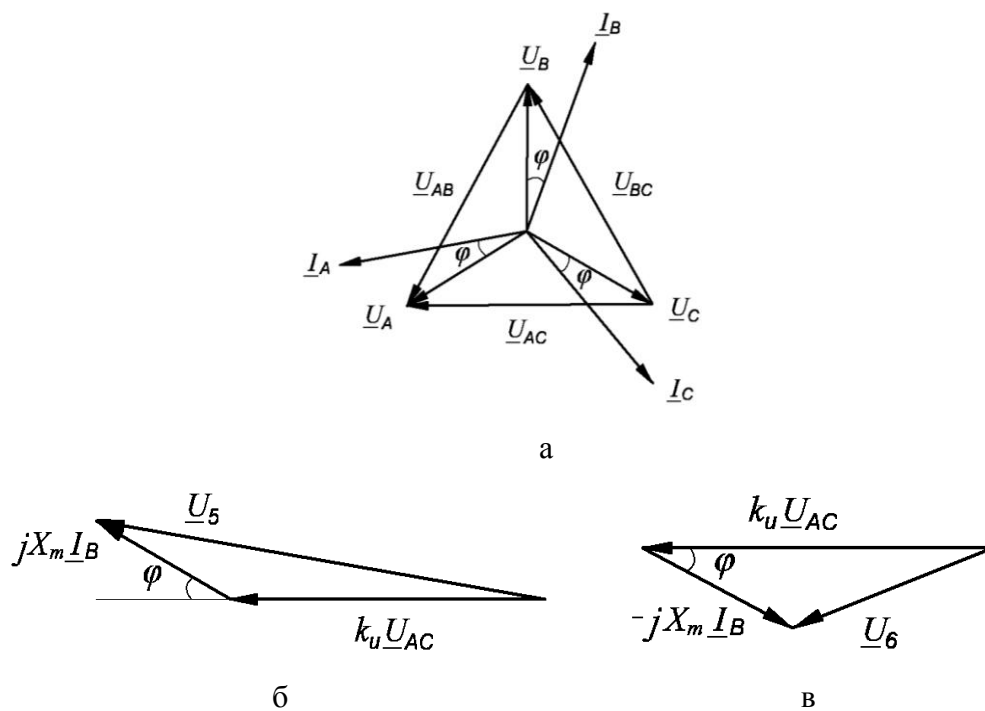


Рисунок 3.2 – Векторные диаграммы токов и напряжений: а – синхронного генератора; б – на входе выпрямителя VD1; в – на входе выпрямителя VD2

При синусоидальной форме напряжений и токов нагрузки источника напряжения (СГ) в установившемся режиме этим величинам соответствуют изображённые на рисунке 3.2, а векторы линейных напряжений: \underline{U}_{CA} , \underline{U}_{AB} , \underline{U}_{BC} , и фазных токов нагрузки СГ: \underline{I}_A , \underline{I}_B , \underline{I}_C . Эти векторы образуют две симметричные системы: линейных напряжений и токов нагрузки.

Для указанных выше условий векторы ЭДС \underline{E}_1 и \underline{E}_2 катушек ДИПТ 1 и 2 имеют одинаковую амплитуду и противоположные направления, как показано на рисунках 3.2, б и в:

$$\underline{E}_1 = X_m I_B \exp(-j\varphi), \quad \underline{E}_2 = -X_m I_B \exp(-j\varphi), \quad X_m = \omega M, \quad (3.1)$$

где j – мнимая единица, φ – угол, на который ток нагрузки отстаёт от фазного напряжения источника, X_m – взаимное индуктивное сопротивление, ω – угловая частота напряжения источника, M – взаимная индуктивность катушки ДИПТ и токопровода.

На рисунках 3.2, б и в показаны также векторы напряжений первой и второй вторичных обмоток трансформатора напряжения TV1:

$$\underline{U}_3 = \underline{U}_4 = k_u \underline{U}_{AC}, \quad (3.2)$$

где k_u – коэффициент трансформации трансформатора TV1, и векторы входных напряжений мостовых выпрямителей VD1 и VD2:

$$\underline{U}_5 = \underline{U}_3 + \underline{E}_1, \quad \underline{U}_6 = \underline{U}_4 + \underline{E}_2. \quad (3.3)$$

Действующие значения напряжений на входе мостовых выпрямителей VD1 и VD2 находятся в соответствии с рисунками 3.2, б) и 3.2, в) и формул (3.3) путём применения теоремы косинусов:

$$U_5 = \sqrt{(k_u U_{AC})^2 + 2k_u U_{AC} X_m I_B \cos\varphi + (X_m I_B)^2}, \quad (3.4)$$

$$U_6 = \sqrt{(k_u U_{AC})^2 - 2k_u U_{AC} X_m I_B \cos\varphi + (X_m I_B)^2}. \quad (3.5)$$

При проектировании необходимо обеспечивать условие: ЭДС катушек ДИПТ в нормальных режимах работы источника напряжения не должны превосходить 10% от напряжения вторичных обмоток трансформатора TV1. При этом в выражениях (3.4) и (3.5) можно пренебречь слагаемым $(X_m \cdot I_B)^2$, а при дальнейшем

разложении получившихся выражений радикалов в ряд Маклорена можно ограничиться первыми двумя членами ряда. Тогда входные напряжения мостовых выпрямителей VD1 и VD2 аппроксимируются достаточно точными выражениями:

$$U_5 \approx k_u U_{AC} + X_m I_B \cos \varphi, \quad U_6 \approx k_u U_{AC} - X_m I_B \cos \varphi \quad (3.6)$$

Средние значения напряжений на выходных зажимах выпрямителей VD1 и VD2 получаются умножением их входных напряжений U_5 и U_6 на коэффициент выпрямления k_v , который для однофазных мостовых выпрямителей равен 0,9 [86].

Напряжение между положительными выходными зажимами этих выпрямителей, равное разности выходных напряжений U_{VD1} и U_{VD2} этих выпрямителей, пропорционально активной составляющей тока нагрузки источника напряжения:

$$U_{out} = k_v (U_5 - U_6) = A I_B \cos \varphi, \quad A = 1,8 X_m. \quad (3.7)$$

Однотипные резисторы R1 и R2 представляют собой нагрузку ИПАТ.

Таким образом, выходное напряжение U_{out} рассматриваемого устройства при симметричной нагрузке практически пропорционально только активному току источника напряжения – СГ. Аналогичные рассуждения справедливы при подключении трансформатора TV1 к линейному напряжению \underline{U}_{AB} (\underline{U}_{BC}) и двух ДИПТ в фазу С (А).

Определим погрешность выходного напряжения однофазного ИПАТ, определяемого по выражению (3.7), с использованием аппроксимации (3.6). Будем рассматривать значения тока и напряжения в относительных единицах. Пусть $k_u U_{AC} = 1$ при U_n на шинах СГ, $U_{dipr} = X_m I_B$ находится в пределах от 0 до 0,1 при нагрузке СГ от 0 до I_n . По формулам (3.4), (3.5), (3.6) получаем следующие выражения в относительных единицах:

$$U_{5(tr)} = \sqrt{1 + 2U_{dipr} \cos \varphi + U_{dipr}^2}, \quad U_{6(tr)} = \sqrt{1 - 2U_{dipr} \cos \varphi + U_{dipr}^2}, \quad (3.8)$$

$$U_{5(apr)} = 1 + U_{dipr} \cos \varphi, \quad U_{6(apr)} = 1 - U_{dipr} \cos \varphi. \quad (3.9)$$

Абсолютную погрешность выходного напряжения ИПАТ ΔU_{out} определим по формулам:

$$\Delta U_{out} = U_{out1} - U_{out2}, \quad (3.10)$$

где $U_{out1} = U_{5(tr)} - U_{6(tr)}$, $U_{out2} = U_{5(apr)} - U_{6(apr)}$.

В значениях ΔU_{out} , U_{out1} и U_{out2} опущен коэффициент выпрямления k_v , т.к. он не оказывает влияния на погрешность.

На рисунках 3.3, а и 3.3, б изображены графики $\Delta U_{out} = f(U_{dip})$ для различных значений угла φ и графики $\Delta U_{out} = f(\varphi)$ для различных значений напряжения U_{dip} соответственно.

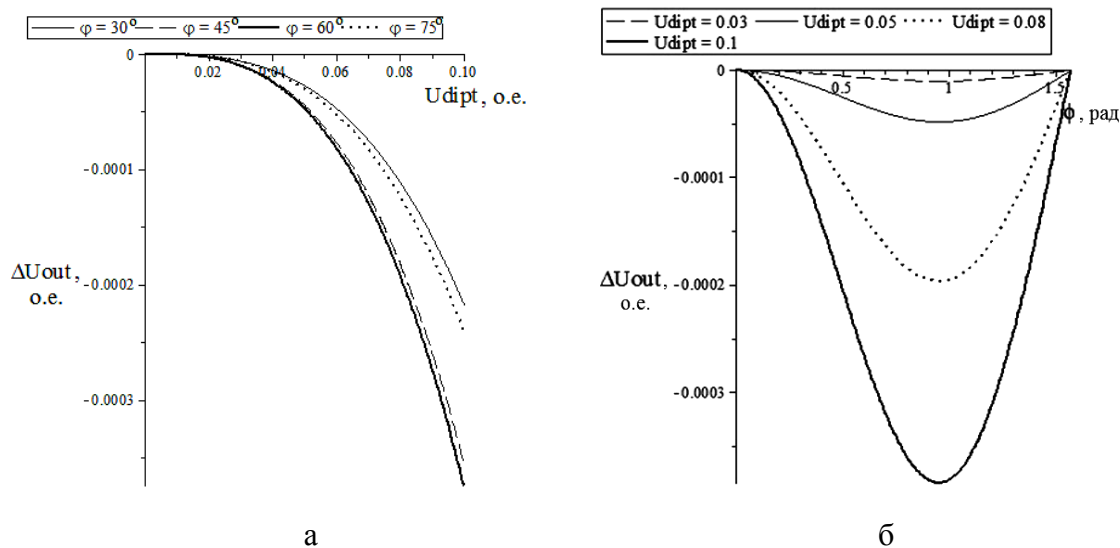


Рисунок 3.3 – Графики абсолютной погрешности: а – $\Delta U_{out} = f(U_{dip})$ для различных значений угла φ , равных $\pi/6$ (сплошная линия), $\pi/2$ (штриховая линия), $\pi/3$ (жирная сплошная линия), $5\pi/6$ (пунктирная линия); б – $\Delta U_{out} = f(\varphi)$ для различных значений напряжения U_{dip} , равных 0,03 о.е. (штриховая линия), 0,05 о.е. (сплошная линия), 0,08 о.е. (пунктирная линия), 0,1 о.е. (жирная сплошная линия)

На рисунке 3.3, а видно, что величина абсолютной погрешности ΔU_{out} растет по параболической зависимости от напряжения U_{dip} и зависит от угла φ . На рисунке 3.3, б видно, что для разных значений U_{dip} при угле $\varphi = 0$; $\pi/2$ погрешность равна нулю и достигает своей максимальной величины при значении $\varphi = 0,95$ радиан, что соответствует приблизительно 54 электрическим градусам. Для $U_{dip} = 0,1$ и $\varphi = 54^\circ$ величина максимальной абсолютной погрешности равна $-0,000384$ относительных единиц (рисунок 3.3, б).

На рисунках 3.4, а и 3.4, б построены графики относительных погрешностей $\delta U_{out} = f(U_{dip})$ и $\delta U_{out} = f(\varphi)$ по отношению к U_{out1} . На рисунке 3.4, б видно, что

при увеличении U_{dipr} в два раза (с 0,05 о.е. до 0,1 о.е.) значение относительной погрешности δU_{out} возрастает в четыре раза, т.е. пропорционально квадрату количества раз увеличения U_{dipr} .

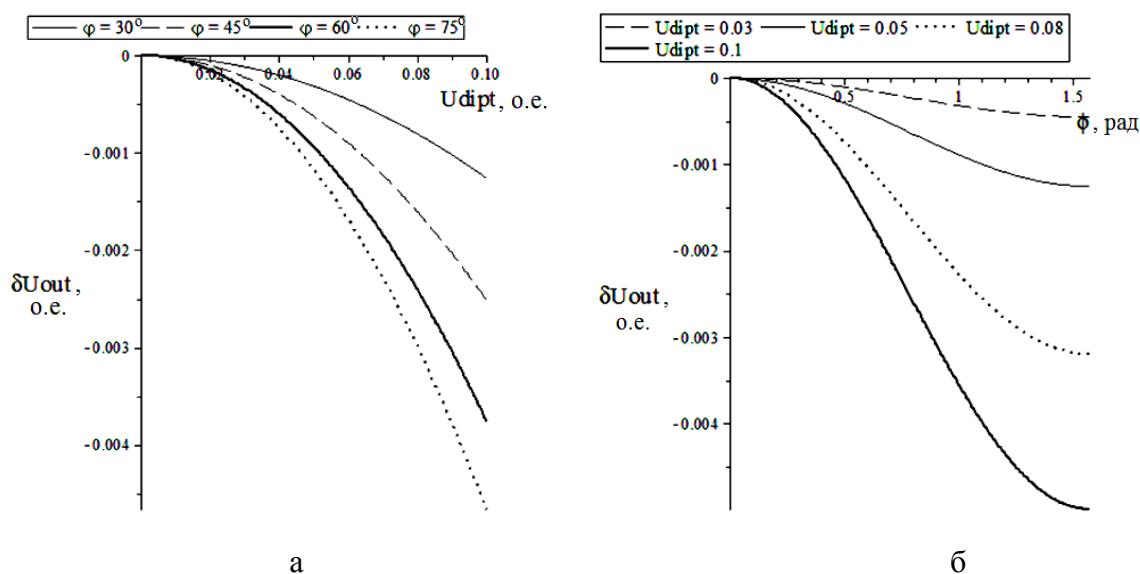


Рисунок 3.4 – Графики относительной погрешности: а – $\delta U_{out} = f(U_{dipr})$ для различных значений угла φ , равных $\pi/6$ (сплошная линия), $\pi/2$ (штриховая линия), $\pi/3$ (жирная сплошная линия), $5\pi/6$ (пунктирная линия); б – $\delta U_{out} = f(\varphi)$ для различных значений напряжения U_{dipr} , равных 0,03 о.е. (штриховая линия), 0,05 о.е. (сплошная линия), 0,08 о.е. (пунктирная линия), 0,1 о.е. (жирная сплошная линия)

Максимальное значение относительной погрешности δU_{out} для $U_{dipr} = 0,1$ о.е. (рисунок 3.4, б) составляет 0,5% и приходится на угол нагрузки около $\varphi = 90^\circ$. Таким образом, наибольшее значение ЭДС ДИПТ следует ограничить на уровне не более 10% от напряжения вторичной обмотки трансформатора TV1, иначе погрешность измерения активной составляющей тока будет существенной.

На рисунках 3.5, 3.6, 3.7 построены графики напряжений однофазного ИПАТ в относительных единицах при углах φ , равных 0; $\pi/4$; $\pi/2$ соответственно, по следующим выражениям:

$$U_{VD1}(\theta) = \sqrt{2} \cdot U_{5(tr)} \sin(\theta + \varphi_1), U_{VD2}(\theta) = \sqrt{2} \cdot U_{6(tr)} \sin(\theta + \varphi_2), \quad (3.11)$$

$$U_{out}(\theta) = U_{VD1}(\theta) - U_{VD2}(\theta), \quad (3.12)$$

где $\varphi_1 = \arctg\left(-\frac{U_{dipr} \cdot \sin \varphi}{1 + U_{dipr} \cdot \cos \varphi}\right)$, $\varphi_2 = \arctg\left(\frac{U_{dipr} \cdot \sin \varphi}{1 - U_{dipr} \cdot \cos \varphi}\right)$, $\theta = 0..2\pi$.

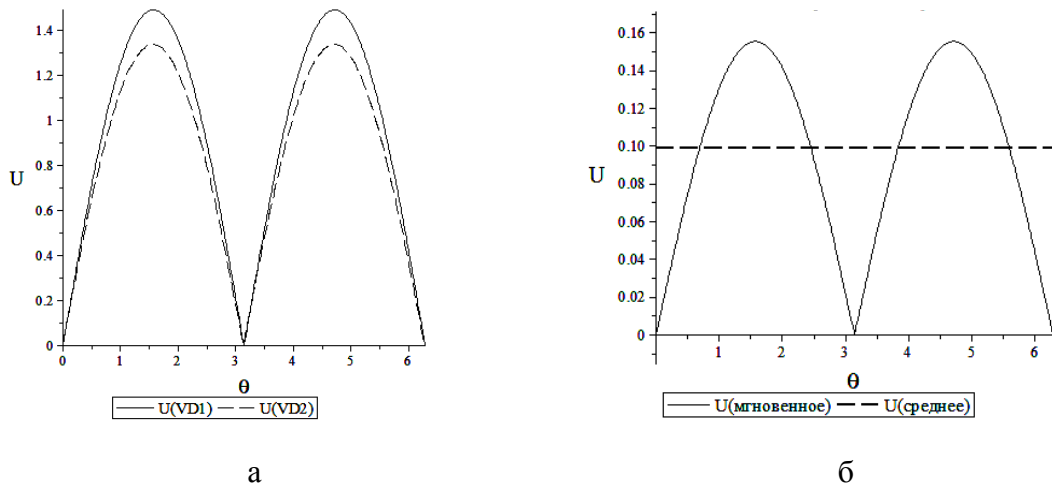


Рисунок 3.5 – Графики напряжений однофазного ИПАТ при $\varphi = 0$: а – на выходе выпрямителей VD1 и VD2; б – на выходе ИПАТ

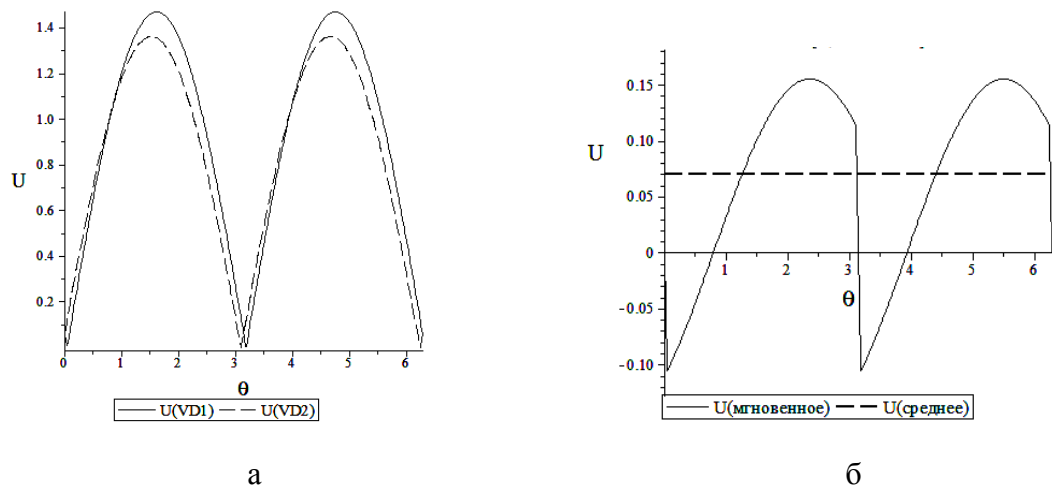


Рисунок 3.6 – Графики напряжений однофазного ИПАТ при $\varphi = \pi / 4$: а – на выходе выпрямителей VD1 и VD2; б – на выходе ИПАТ

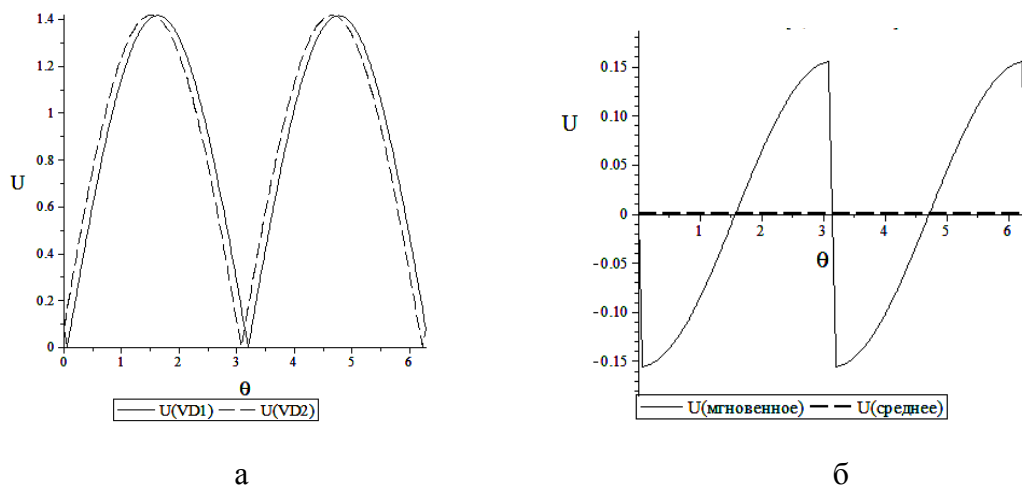


Рисунок 3.7 – Графики напряжений однофазного ИПАТ при $\varphi = \pi / 2$: а – на выходе выпрямителей VD1 и VD2; б – на выходе ИПАТ

Осциллограммы построены при условии, что ДИПТ и трансформатор напряжения TV1 идеальны (ДИПТ характеризуется только значением сопротивления взаимной индукции, TV1 – только коэффициентом трансформации). Напряжение $U_{dipr} = 0,05$. На рисунках 3.5, 3.6, 3.7 под буквами а изображены осциллограммы выходного напряжения выпрямителей VD1 (сплошная линия) и VD2 (штриховая линия), под буквами б – осциллограммы выходного мгновенного (сплошная линия) и среднего (штриховая линия) напряжений ИПАТ.

Выражения (3.4)-(3.12) не учитывают влияние относительно небольших падений напряжения в обмотках трансформатора напряжения TV1 и в катушках ДИПТ под цифрами 3 и 4 (рисунок 3.1). Поэтому реальное значение напряжения ИПАТ будет несколько меньше теоретического. Уменьшение влияния этих падений напряжения на выходное напряжение ИПАТ, а также снижение угловой погрешности ДИПТ достигается использованием следующей рекомендации. Отношение $|Z_n|/|Z_n + Z_2|$, где Z_2 – сумма полных сопротивлений обмотки ДИПТ и трансформатора напряжения, а Z_n – сопротивление нагрузки ИПАТ (резисторы R1 и R2), не должно значительно отличаться от единицы [5, 28]. Оценка снижения напряжения ИПАТ представлена в главе 4 по результатам моделирования в программе Micro-Cap 10.

3.2 Трехфазный измерительный преобразователь активного тока

Трехфазные ИПАТ учитывают несимметричную нагрузку СГ, что способствует повышению точности поддержания частоты СГ двухимпульсными регуляторами частоты вращения. Трехфазные УРАН не используются на судах [2]. В таких УРАН число ТТ возрастает обычно до трех, тем самым еще больше сказываются недостатки, связанные с наличием ТТ. Поэтому замена ТТ на ДИПТ в таких устройствах является еще более актуальной.

На рисунке 3.8 представлена схема разработанного трехфазного ИПАТ с ДИПТ без использования интегрирующих фильтров.

Такой ИПАТ, в отличие от однофазного ИПАТ, состоит из трехфазного трансформатора напряжения TV1, шести одинаковых катушек ДИПТ L1-L6 (по две в каждой фазе), двух одинаковых мостовых трехфазных выпрямителей VD1 и VD2 и двух нагрузочных резисторов R1, R2. Первичная обмотка трансформатора TV1 соединена в звезду, а его две одинаковые вторичные обмотки с выводами a1-b1-c1 и a2-b2-c2 – в треугольник, чтобы обеспечить необходимый сдвиг по фазе между фазными напряжениями вторичных обмоток трансформатора TV1 и катушек ДИПТ. Генератор СГ имеет фазное напряжение \underline{U} и ток нагрузки \underline{I} .

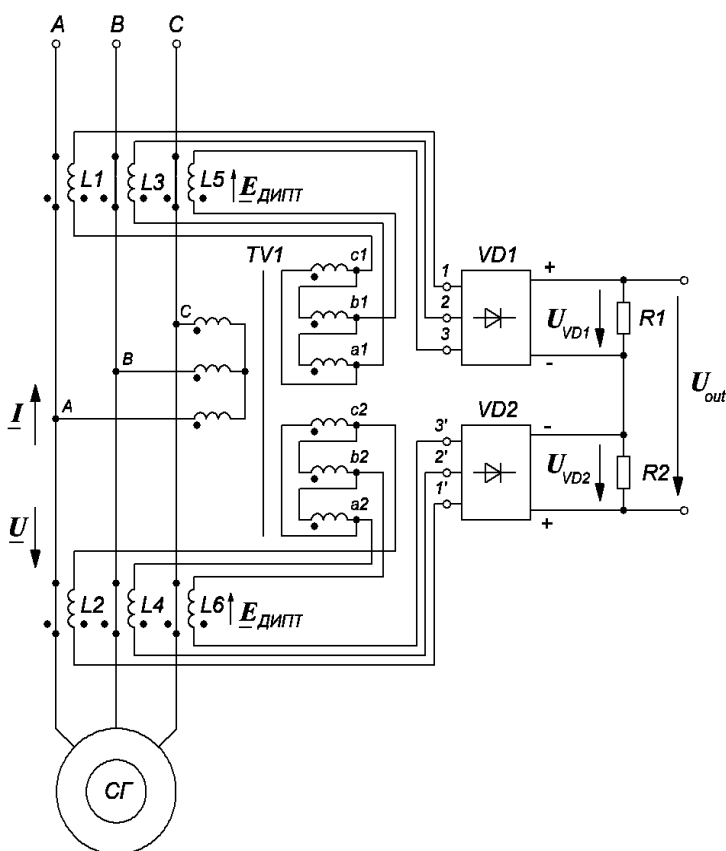


Рисунок 3.8 – Схема трехфазного измерительного преобразователя активного тока

На рисунке 3.9 изображены векторные диаграммы токов и напряжений первичной и вторичной обмотки трансформатора TV1 для симметричной нагрузки ($Z = Z_a = Z_b = Z_c$ и $\varphi = \varphi_a = \varphi_b = \varphi_c$).

На рисунке 3.9, б векторы напряжений вторичных обмоток трансформатора TV1, соединенных в треугольник, определяются по выражениям:

$$\underline{U}_{ab} = k_u \underline{U}_A, \underline{U}_{ca} = k_u \underline{U}_C, \underline{U}_{bc} = k_u \underline{U}_B, \quad (3.13)$$

где k_u – коэффициент трансформации трансформатора TV1 (отношение числа витков одной фазы вторичной и первичной обмоток).

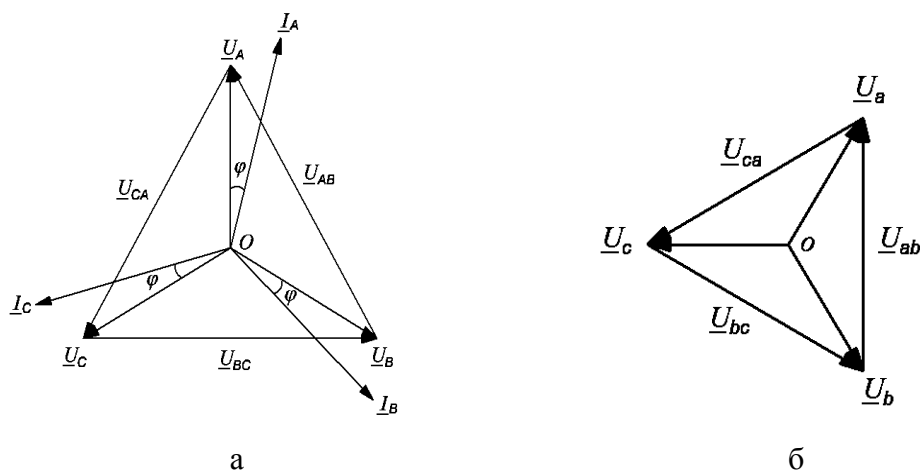


Рисунок 3.9 – Векторные диаграммы напряжений первичной (а) и вторичной (б) обмоток трансформатора TV1

Треугольнику напряжений \underline{U}_{ab} , \underline{U}_{bc} , \underline{U}_{ca} соответствует эквивалентная звезда с напряжениями \underline{U}_a , \underline{U}_b , \underline{U}_c (рисунок 3.9, б). Тогда при симметричной системе ЭДС генератора фазные напряжения \underline{U}_a , \underline{U}_b , \underline{U}_c будут в $\sqrt{3}$ меньше линейных напряжений \underline{U}_{ab} , \underline{U}_{bc} , \underline{U}_{ca} .

На рисунках 3.10, а и 3.10, б изображены упрощенные схемы замещения вторичных обмоток трансформатора TV1 с подключенными к нему ДИПТ.

На этих рисунках показаны ЭДС катушек ДИПТ фазы А – E_{L1} и E_{L2} , фазы В – E_{L3} и E_{L4} , фазы С – E_{L5} и E_{L6} , значения которых определяются аналогично (3.1). Входные фазные напряжения мостовых выпрямителей VD1 и VD2 определяются по формулам:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{1o} &= \underline{U}_c + \underline{E}_{L1}, \underline{U}_{1'o} = \underline{U}_c + \underline{E}_{L2}, \\ \underline{U}_{2o} &= \underline{U}_a + \underline{E}_{L3}, \underline{U}_{2'o} = \underline{U}_a + \underline{E}_{L4}, \\ \underline{U}_{3o} &= \underline{U}_b + \underline{E}_{L5}, \underline{U}_{3'o} = \underline{U}_b + \underline{E}_{L6}. \end{aligned} \quad (3.14)$$

Напряжение на выходе трехфазного мостового выпрямителя при симметричном входном напряжении определяется по формуле [86]:

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{2} \cdot U_{2л} \sin \theta d\theta = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{2л} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{2ф} = 2,34 U_{2ф}, \quad (3.15)$$

где $U_{2л}$ и $U_{2ф}$ – линейное и фазное напряжения на входе выпрямителя.

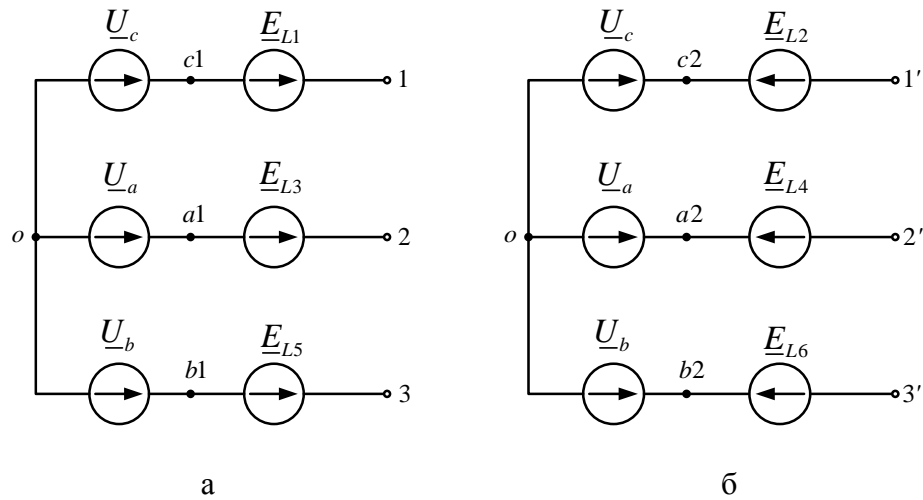


Рисунок 3.10 – Упрощенные схемы замещения цепей вторичных обмоток a1-b1-c1 с ДИПТ (а) и a2-b2-c2 с ДИПТ (б) трансформатора TV1 трехфазного ИПАТ

При симметричной нагрузке СГ, когда $U_{1o} = U_{2o} = U_{3o}$ и $U_{1'o} = U_{2'o} = U_{3'o}$, расчет входных фазных напряжений выпрямителей достаточно провести для одной фазы. Примем входное фазное напряжение $U_{2\phi}$ для выпрямителей VD1 и VD2 равным U_{1o} и $U_{1'o}$ соответственно (рисунок 3.10). Для нахождения напряжений U_{1o} и $U_{1'o}$ при симметричной нагрузке согласно формулам (3.14) построим векторные диаграммы, изображенные на рисунках 3.11, а и 3.11, б.



Рисунок 3.11 – Векторные диаграммы напряжений на входе выпрямителя VD1 (а) и VD2 (б)

Напряжения U_a , U_b , U_c вторичных обмоток трансформатора TV1 и ЭДС ДИПТ трехфазного ИПАТ обеспечивают такое же сложение векторов, как для однофазного ИПАТ: при $\varphi = 0$ векторы U_c и $E_{L1} = jX_m I_A$, $E_{L2} = -jX_m I_A$ коллинеарны, а при $\varphi = \pi/2$ – перпендикулярны (рисунок 3.11). Эти же особенности справедливы для векторов U_a и E_{L3} , E_{L4} , U_b и E_{L5} , E_{L6} .

Согласно (3.4), (3.5) действующие значения фазных напряжений U_{1o} и $U_{1'o}$ на входе выпрямителей VD1 и VD2 определяются по аналогичным формулам:

$$\begin{aligned}
 U_{1o} &= \sqrt{U_c^2 + 2U_c X_m I_A \cos \varphi + (X_m I_A)^2}, \\
 U_{1'o} &= \sqrt{U_c^2 - 2U_c X_m I_A \cos \varphi + (X_m I_A)^2}.
 \end{aligned}
 \tag{3.16}$$

При соблюдении условия, что ЭДС катушек ДИПТ в нормальных режимах работы источника напряжения не должны превосходить 10% от напряжения вторичных обмоток трансформатора TV1, входные фазные напряжения мостовых выпрямителей VD1 и VD2 аппроксимируются достаточно точными выражениями:

$$U_{1o} \approx U_c + X_m I_A \cos \varphi, \quad U_{1'o} \approx U_c - X_m I_A \cos \varphi
 \tag{3.17}$$

Средние значения напряжений на выходных зажимах выпрямителей VD1 и VD2 согласно (3.15) получаются умножением их входных фазных напряжений U_{1o} и $U_{1'o}$ на коэффициент выпрямления 2,34.

Напряжение между положительными выходными зажимами этих выпрямителей, равное разности выходных напряжений U_{VD1} и U_{VD2} этих выпрямителей, пропорционально активной составляющей тока нагрузки источника напряжения:

$$U_{out} = AI \cos \varphi, \quad A = 4,68 \cdot X_m.
 \tag{3.18}$$

Из выражений (3.7) и (3.18) следует, что выходное напряжение трехфазного ИПАТ в 2,6 раза больше, чем однофазного ИПАТ при симметричной нагрузке. Погрешность измерения выходного напряжения трехфазного ИПАТ, связанная с аппроксимацией выражений (3.16) разложением в ряд Маклорена, ограниченный первыми двумя членами, определяется аналогично, как для однофазного ИПАТ. При значении ЭДС ДИПТ 10% от напряжения вторичной обмотки трансформатора TV1 максимальная относительная погрешность составляет 0,5%.

На рисунках 3.12, 3.13, 3.14 построены графики напряжений идеального трехфазного ИПАТ в относительных единицах при $U_{dipr} = 0,1$ и углах $\varphi = 0; \pi/4; \pi/2$. На рисунках 3.12, 3.13, 3.14 под буквами а изображены графики выходного напряжения выпрямителей VD1 (сплошная линия) и VD2 (штриховая линия), под буквами б – графики выходного мгновенного (сплошная линия) и среднего (штриховая линия) напряжений ИПАТ.

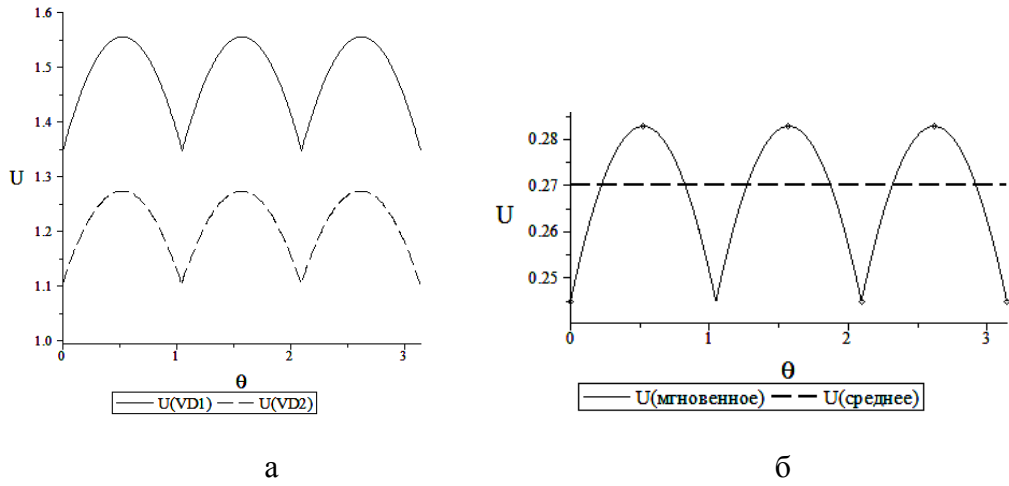


Рисунок 3.12 – Графики напряжений трехфазного ИПАТ при $\varphi = 0$: а – на выходе выпрямителей VD1 и VD2; б – на выходе ИПАТ

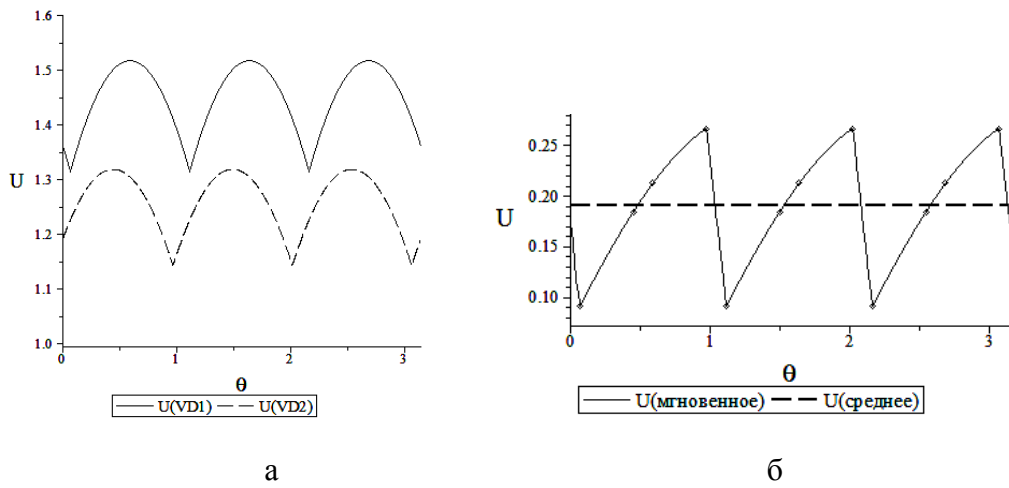


Рисунок 3.13 – Графики напряжений трехфазного ИПАТ при $\varphi = \pi/4$: а – на выходе выпрямителей VD1 и VD2; б – на выходе ИПАТ

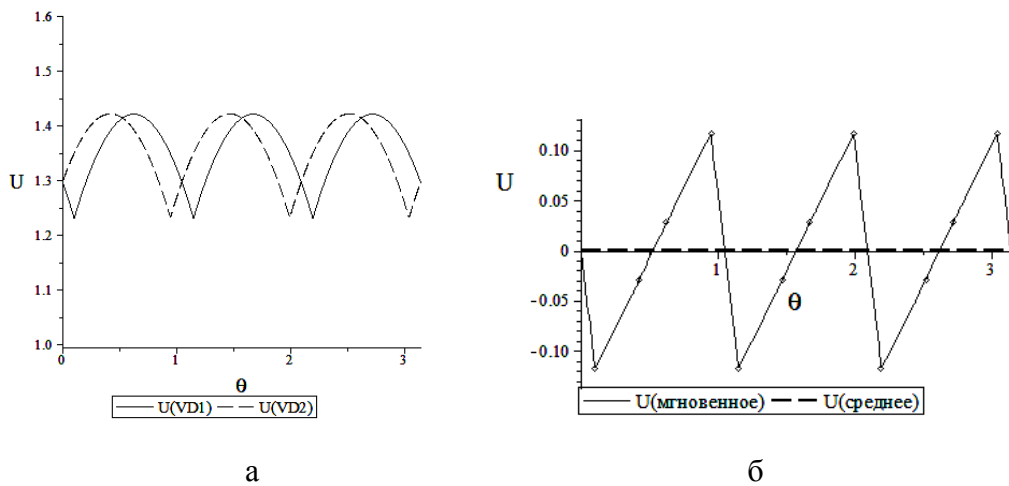


Рисунок 3.14 – Графики напряжений трехфазного ИПАТ при $\varphi = \pi/2$: а – на выходе выпрямителей VD1 и VD2; б – на выходе ИПАТ

Выражения (3.16)-(3.18) также не учитывают влияние относительно небольших падений напряжения в обмотках трансформатора напряжения TV1 и в катушках ДИПТ. Рекомендации по снижению влияния этих падений напряжения на выходное напряжение ИПАТ такие же, как для однофазного ИПАТ.

3.3 Работа трехфазного измерительного преобразователя активного тока при несимметричной нагрузке синхронного генератора

Общий активный ток трехфазного генератора (аналогично с активной мощностью) определяется, как сумма активных токов трех его фаз:

$$I_{\Sigma \text{акт}} = I_A \cdot \cos(\psi_{E_A} - \psi_{I_A}) + I_B \cdot \cos(\psi_{E_B} - \psi_{I_B}) + I_C \cdot \cos(\psi_{E_C} - \psi_{I_C}), \quad (3.19)$$

где I_A, I_B, I_C – действующие значения токов фаз А, В, С соответственно; $\psi_{E_A} - \psi_{I_A}$ – разность начальных фаз ЭДС и тока генератора фазы А.

Для симметричной ЭДС генератора прямой последовательности получаем следующее выражение:

$$I_{\Sigma \text{акт}} = I_A \cdot \cos \psi_{I_A} + I_B \cdot \cos(240^\circ - \psi_{I_B}) + I_C \cdot \cos(120^\circ - \psi_{I_C}). \quad (3.20)$$

Преобразуем выражение (3.20), используя тригонометрическое тождество косинуса разности углов:

$$I_{\Sigma \text{акт}} = I_A \cdot \cos \psi_{I_A} + I_B \cdot \left(-\frac{1}{2} \cdot \cos \psi_{I_B} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin \psi_{I_B} \right) + I_C \cdot \left(-\frac{1}{2} \cdot \cos \psi_{I_C} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin \psi_{I_C} \right).$$

Представим косинус и синус аргумента, как отношение вещественной и мнимой частей соответственно к действующему значению тока:

$$I_{\Sigma \text{акт}} = I_A \cdot \frac{\text{Re}(\underline{I}_A)}{I_A} + I_B \cdot \left(-\frac{\text{Re}(\underline{I}_B)}{2I_B} - \frac{\sqrt{3} \text{Im}(\underline{I}_B)}{2I_B} \right) + I_C \cdot \left(-\frac{\text{Re}(\underline{I}_C)}{2I_C} + \frac{\sqrt{3} \text{Im}(\underline{I}_C)}{2I_C} \right).$$

После раскрытия скобок выражение приобретает вид:

$$I_{\Sigma \text{акт}} = \text{Re}(\underline{I}_A) - \frac{1}{2} \cdot \text{Re}(\underline{I}_B) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \text{Im}(\underline{I}_B) - \frac{1}{2} \cdot \text{Re}(\underline{I}_C) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \text{Im}(\underline{I}_C). \quad (3.21)$$

Согласно теории трехфазных электрических цепей [87] любую несимметричную трехфазную систему токов и напряжений можно представить в виде сум-

мы их симметричных составляющих – прямой, обратной, нулевой последовательностей. Представим токи \underline{I}_A , \underline{I}_B , \underline{I}_C в виде суммы этих симметричных составляющих:

$$\begin{aligned}\underline{I}_A &= \underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_0 = I_1 e^{j\psi_1} + I_2 e^{j\psi_2} + I_0 e^{j\psi_0}, \\ \underline{I}_B &= a^2 \underline{I}_1 + a \underline{I}_2 + \underline{I}_0 = I_1 e^{j(240^\circ + \psi_1)} + I_2 e^{j(120^\circ + \psi_2)} + I_0 e^{j\psi_0}, \\ \underline{I}_C &= a \underline{I}_1 + a^2 \underline{I}_2 + \underline{I}_0 = I_1 e^{j(120^\circ + \psi_1)} + I_2 e^{j(240^\circ + \psi_2)} + I_0 e^{j\psi_0},\end{aligned}$$

где $a = e^{j120^\circ}$.

Воспользуемся программой Maple 14 [88], чтобы преобразовать выражение (3.21) к виду, содержащему симметричные составляющие \underline{I}_1 , \underline{I}_2 , \underline{I}_0 . Для этого подставим действительные и мнимые значения токов \underline{I}_A , \underline{I}_B , \underline{I}_C , выраженные через \underline{I}_1 , \underline{I}_2 , \underline{I}_0 , в выражение (3.21). В программе Maple 14 используем функцию $evalc(f)$, чтобы преобразовать полученное выражение $I_{\Sigma акт}$ в алгебраическую форму записи, и функцию $expand(f)$ для упрощения полученного выражения. Имеем следующее решение:

$$expand(evalc(I_{\Sigma акт})) := 3I_1 \cos \varphi_1. \quad (3.22)$$

Таким образом, общая активная нагрузка трехфазного генератора равна утроенному значению активной составляющей прямой последовательности. Нулевая и обратная последовательности при этом не оказывают влияния на суммарную активную нагрузку генератора.

При симметричной нагрузке генератора существуют только токи прямой последовательности. Несимметричная нагрузка характеризуется наличием токов нулевой и обратной последовательности. При этом часто пренебрегают токами нулевой последовательности, так как при несимметричной нагрузке синхронных машин токи нулевой последовательности либо отсутствуют, либо весьма невелики (нулевая точка обмотки статора синхронных генераторов в малых машинах изолирована, а в крупных машинах с целью выполнения релейной защиты от замыканий на землю заземляется через большое сопротивление [89, с. 751]).

Таким образом, анализ работы трехфазного ИПАТ при несимметричной нагрузке сводится к рассмотрению случая работы устройства при наличии токов обратной последовательности.

Согласно требованиям к качеству электроэнергии в судовых электроэнергетических системах несимметричная нагрузка СГ ограничивается допустимой несимметрией тока. В соответствии с Правилами Морского Регистра СССР допустимая несимметрия тока составляла 10% от номинального тока генератора [13, с. 287]. В другой литературе указывается цифра 20-25% [90, с. 69].

Примем максимальное значение несимметрии тока 25% от номинального. Представим значения ЭДС ДИПТ обратной последовательности в относительных единицах, принимая фазные значения напряжения \underline{U}_a , \underline{U}_b , \underline{U}_c вторичных обмоток трансформатора TV1 за базисную величину:

$$\begin{aligned}\underline{E}_{L1} = \underline{E}_{L2} = \underline{E}_2 &= 0.025e^{j\left(\frac{\pi}{2}-\psi_2\right)}, \\ \underline{E}_{L3} = \underline{E}_{L4} = a \cdot \underline{E}_2 &= 0.025e^{j\left(\frac{5\pi}{6}-\psi_2\right)}, \\ \underline{E}_{L5} = \underline{E}_{L6} = a^2 \cdot \underline{E}_2 &= 0.025e^{j\left(\frac{\pi}{6}-\psi_2\right)},\end{aligned}\quad (3.23)$$

где ψ_2 – угол нагрузки обратной последовательности фаз.

На рисунке 3.15 представлены упрощенные схемы замещения цепей вторичных обмоток a1-b1-c1 с ДИПТ (а) и a2-b2-c2 с ДИПТ (б) трансформатора TV1 трехфазного ИПАТ при несимметричной нагрузке с токами обратной последовательности.

Определим фазные \underline{U}_{1o} , \underline{U}_{2o} , \underline{U}_{3o} и линейные \underline{U}_{13} , \underline{U}_{21} , \underline{U}_{23} напряжения выпрямителя VD1:

$$\begin{aligned}\underline{U}_{1o} &= \underline{U}_c + \underline{E}_2, \\ \underline{U}_{2o} &= \underline{U}_a + a \cdot \underline{E}_2, \\ \underline{U}_{3o} &= \underline{U}_b + a^2 \cdot \underline{E}_2, \\ \underline{U}_{13} &= \underline{U}_{1o} - \underline{U}_{3o}, \\ \underline{U}_{21} &= \underline{U}_{2o} - \underline{U}_{1o}, \\ \underline{U}_{23} &= \underline{U}_{2o} - \underline{U}_{3o}.\end{aligned}\quad (3.24)$$

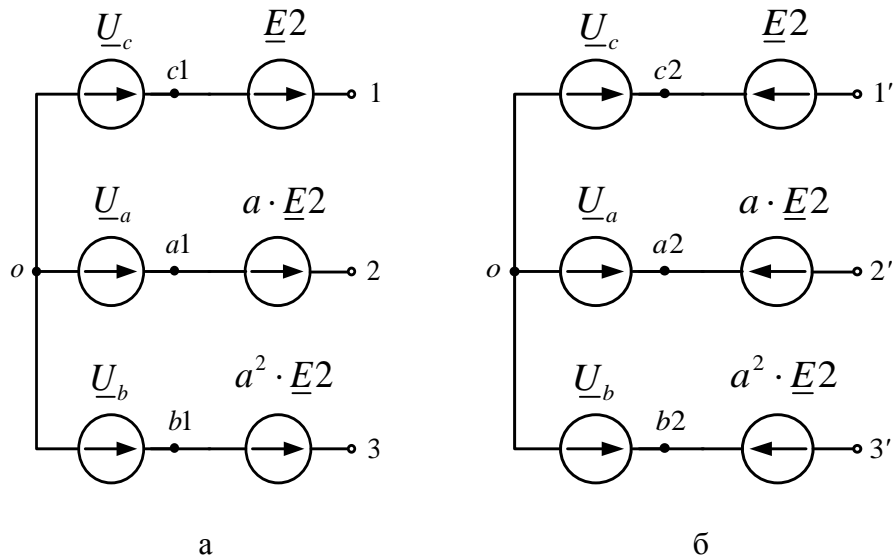


Рисунок 3.15 – Упрощенные схемы замещения цепей вторичных обмоток a1-b1-c1 с ДИПТ (а) и a2-b2-c2 с ДИПТ (б) трансформатора TV1 трехфазного ИПАТ при несимметричной нагрузке

Средневыпрямленное выходное напряжение U_d выпрямителя определяется как среднее напряжение за период повторяемости [86]. На рисунке 3.16 изображен график входного напряжения выпрямителя VD1 при симметричной активной нагрузке.

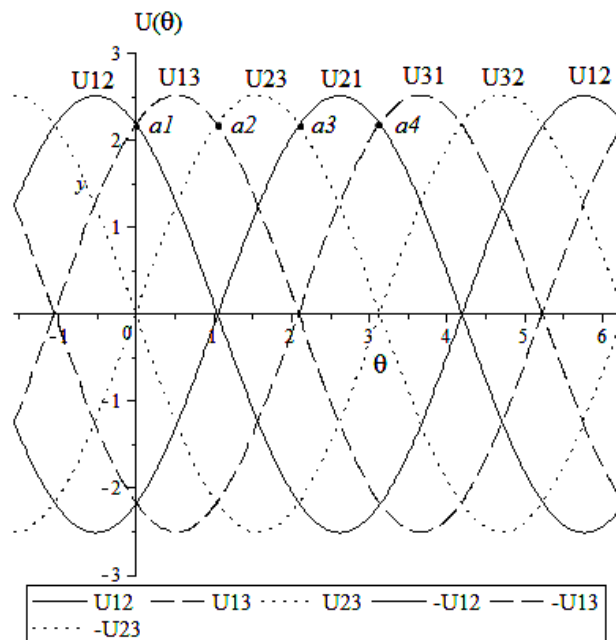


Рисунок 3.16 – График входного напряжения выпрямителя VD1 при симметричной активной нагрузке

Поскольку, выходное напряжение трехфазного мостового выпрямителя состоит из трех линейных напряжений за период π , то для выпрямителя VD1 (VD2) при несимметричной нагрузке имеем следующее выражение:

$$U_{d1} = \frac{1}{(a_4 - a_1)} \int_{a_1}^{a_4} \sqrt{2} \cdot U_{2,n} \sin \theta d\theta = \frac{1}{\pi} \left(\int_{a_1}^{a_2} u_{13} d\theta + \int_{a_2}^{a_3} u_{23} d\theta + \int_{a_3}^{a_4} u_{21} d\theta \right), \quad (3.25)$$

Пределы интегрирования a_1, a_2, a_3, a_4 входных мгновенных линейных напряжений u_{13}, u_{23}, u_{21} определяются из следующих уравнений:

$$\begin{aligned} a_1 : u_{12} - u_{13} &= 0, \\ a_2 : u_{13} - u_{23} &= 0, \\ a_3 : u_{23} - u_{21} &= 0, \\ a_4 : u_{21} - u_{31} &= 0. \end{aligned} \quad (3.26)$$

Аналогично определяется средневыврямленное выходное напряжение U_{d2} трехфазного мостового выпрямителя VD2. Единственное отличие в том, что для определения входных фазных напряжений выпрямителя $\underline{U}_{1'o}, \underline{U}_{2'o}, \underline{U}_{3'o}$ необходимо вычесть из напряжений $\underline{U}_a, \underline{U}_b, \underline{U}_c$ вторичных обмоток трансформатора TV1 соответствующие ЭДС ДИПТ:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{1'o} &= \underline{U}_c - \underline{E}2, \\ \underline{U}_{2'o} &= \underline{U}_a - a \cdot \underline{E}2, \\ \underline{U}_{3'o} &= \underline{U}_b - a^2 \cdot \underline{E}2. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Используя программный пакет Maple [88], построим графики напряжений U_{vd1}, U_{vd2} на выходе выпрямителей VD1, VD2. С помощью команды *piecewise*, позволяющей задавать кусочно-непрерывную функцию, определим U_{vd1} и U_{vd2} следующим образом:

$$\begin{aligned} U_{vd1} &:= \text{piecewise}(\text{abs}(U23) \leq \text{abs}(U13) \textbf{ and } \text{abs}(U12) \leq \text{abs}(U13), \text{abs}(U13), \\ &\text{abs}(U13) \leq \text{abs}(U23) \textbf{ and } \text{abs}(U12) \leq \text{abs}(U23), \text{abs}(U23), \text{abs}(U12)); \\ U_{vd2} &:= \text{piecewise}(\text{abs}(U23') \leq \text{abs}(U13') \textbf{ and } \text{abs}(U12') \leq \text{abs}(U13'), \text{abs}(U13'), \\ &\text{abs}(U13') \leq \text{abs}(U23') \textbf{ and } \text{abs}(U12') \leq \text{abs}(U23'), \text{abs}(U23'), \text{abs}(U12')); \end{aligned}$$

На рисунке 3.17 построены графики выходных напряжений U_{vd1} (сплошная линия) и U_{vd2} (штриховая линия) при различных углах нагрузки ψ_2 (0; 45 и 90 гра-

дусов). Толстой сплошной линией показана разность напряжений U_{vd1} и U_{vd2} , что является выходным напряжением ИПАТ.

На рисунке 3.18 изображены графики выходного (сплошная линия) и среднего (штриховая линия) напряжения U_{out} трехфазного ИПАТ при различных углах нагрузки ψ_2 (0; 45 и 90 градусов).

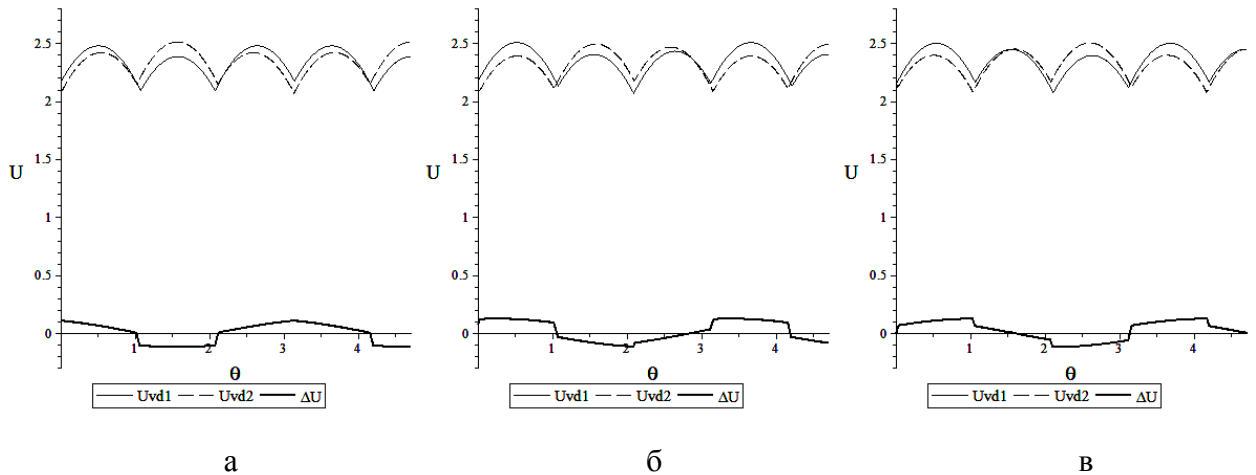


Рисунок 3.17 – Графики выходных напряжений выпрямителей VD1 (сплошная линия), VD2 (штриховая линия) и их разности (толстая сплошная линия) при нагрузке токами обратной последовательности при $\psi_2 = 0$ (а), $\psi_2 = \pi/4$ (б), $\psi_2 = \pi/2$ (в)

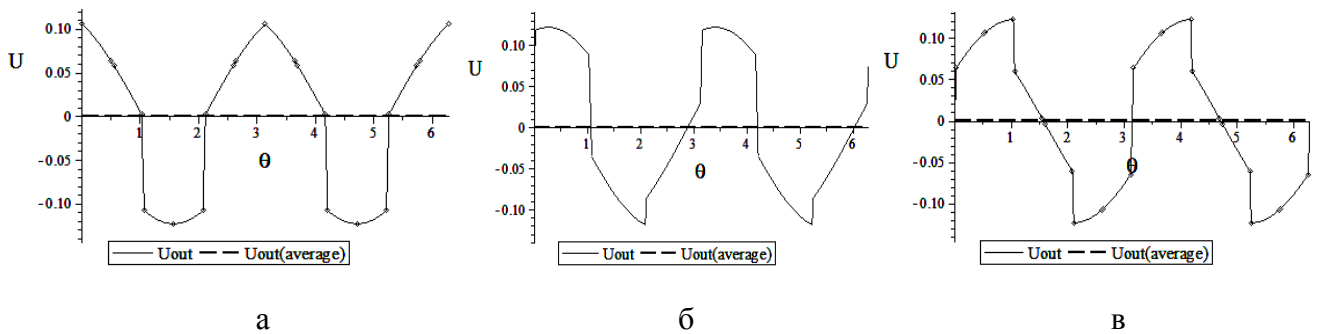


Рисунок 3.18 – Графики выходных мгновенных (сплошная линия) и средних (штриховая линия) напряжений трехфазного ИПАТ при нагрузке токами обратной последовательности фаз при $\psi_2 = 0$ (а), $\psi_2 = \pi/4$ (б), $\psi_2 = \pi/2$ (в)

Погрешность трехфазного ИПАТ при токах обратной последовательности определим как разность средневыврямленных значений напряжений U_{d1} и U_{d2} , определяемых по выражению (3.25). На рисунке 3.19 построена зависимость $U_{out} = U_{d1} - U_{d2}$ от угла нагрузки ψ_2 .

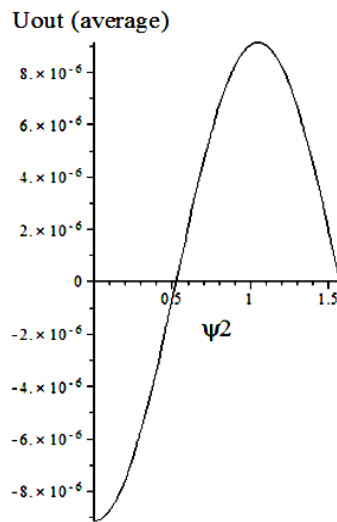


Рисунок 3.19 – Зависимость среднего напряжения на выходе трехфазного ИПАТ от угла нагрузки ψ_2

Из рисунков 3.18 и 3.19 видно, что среднее выходное напряжение трехфазного ИПАТ при нагрузке токами обратной последовательности и, следовательно, при несимметричной нагрузке, практически равно нулю. Максимальное отличие от нуля пренебрежимо мало и составляет не более $1 \cdot 10^{-5}$ (а именно $9.1355 \cdot 10^{-6}$) относительных единиц от значения фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора TV1 при углах $\psi_2 = 0$ и 60 электрических градусов (рисунок 3.19). Это малое отличие от нуля является погрешностью расчёта.

3.4 Выводы по главе

1. Разработанные однофазный и трехфазный измерительные преобразователи активного тока с ДИПТ без интегрирующих фильтров обеспечивают измерение активной составляющей тока генератора с достаточно высокой точностью. При этом необходимо соблюдение условия, при котором ЭДС катушек ДИПТ в нормальных режимах работы источника напряжения не должны превосходить 10% от напряжения вторичных обмоток трансформатора напряжения. Тогда максимально возможная теоретическая относительная погрешность таких ИПАТ не будет превышать 0,5%.

2. Разработанные схемы однофазного и трехфазного ИПАТ являются более простыми, по сравнению с аналогичными преобразователями, выполненными на основе трансформаторов тока. Такие ИПАТ не содержат ТТ, согласующих трансформаторов и громоздких нагрузочных резисторов, а также интегрирующих фильтров, восстанавливающих форму измеряемого тока ДИПТ, и дополнительных источников питания. Кроме этого, отсутствие этих элементов позволяет в разы уменьшить и массогабаритные характеристики ИПАТ и УРАН в целом. В сравнении с рассмотренным ранее ИПАТ УРМ-35 на основе ТТ количество используемых элементов в схеме однофазного ИПАТ с ДИПТ сократилось в два раза, а масса и габариты – более чем в 10 раз. Для трехфазного ИПАТ с ДИПТ указанное преимущество возрастает еще больше.

3. По сравнению с однофазным ИПАТ с ДИПТ, трехфазный ИПАТ позволяет учитывать несимметричную нагрузку синхронного генератора, выходное напряжение такого ИПАТ в 2,6 раз больше и содержит меньше пульсаций за счет использования трехфазных мостовых выпрямителей. Из недостатков трехфазного ИПАТ следует отметить возросшую сложность устройства и увеличенные габариты. Габариты трехфазного ИПАТ можно уменьшить, исключив три ДИПТ, подключенных к одной из вторичных обмоток трансформатора напряжения TV1. Выходное напряжение ИПАТ при этом снизится вдвое. Возможны и другие схемные решения.

4. Для предложенных ИПАТ при измерении токов до нескольких сотен ампер необходима разработка других конструкций ДИПТ, обладающих повышенной чувствительностью к измеряемому току (более 10 мВ/А). Существующие конструкции ДИПТ обеспечивают максимальную чувствительность к измеряемому току не более 1-2 мВ/А, что ограничивает применение разработанных ИПАТ для УРАН СГ, если номинальные токи не превышают 1 кА.

4 Разработка ДИПТ для электрооборудования с напряжением до 1 кВ и номинальными токами до 1 кА и моделирование измерительных преобразователей активного тока, основанных на применении таких ДИПТ

4.1 Разработка конструкции и расчет параметров ДИПТ для релейной защиты и автоматики в сетях с напряжением до 1 кВ

Серийно выпускаемые катушки Роговского имеют низкую чувствительность к измеряемому току – от 0,01 до 0,5 мВ/А [68-73]. Поэтому, такие ДИПТ не подходят для использования в устройствах релейной защиты и автоматики, а также в ИПАТ без усилителя, если номинальные токи не превышают 1 кА. Авторами работ [7, 20-22, 78] были разработаны новые конструкции ДИПТ с повышенной чувствительностью.

Конструкция ДИПТ в виде секционированной катушки Роговского, предназначенная для высоковольтных установок, представлена в работе [22]. Такая катушка состоит из достаточно большого числа двухслойных секций (секционных катушек), равномерно размещённых вдоль немагнитного тороида, выполненного из эластичной трубы. Конструкция катушки обеспечивает её высокую помехозащищённость от мешающих магнитных полей и возможность получения ЭДС, наводимой измеряемыми токами, которая, при номинальном значении этих токов, составляет несколько вольт.

Для измерения больших токов от тысячи ампер в цепях с напряжением до 1000 В разработана катушка Роговского, высота которой равна ширине шины с измеряемым током [7]. Она помещается вместе с прокладкой в виде тонкой изоляционной пластины на эту шину. Создана методика, позволяющая найти оптимальную, по расходу обмоточного провода, форму витка катушки с заданным значением её взаимной индукции и рассчитать число её витков [7]. Близость катушки к шине с измеряемым током и во много раз большие расстояния до токопроводов с мешающими токами, обеспечивают минимум массы катушки, допустимую погрешность измерения и повышенную чувствительность к измеряемому

току (до 1-2 мВ/А). Сложная форма витка усложняет технологию изготовления такой катушки. Поэтому вместо катушки оптимальной формы лучше использовать прямоугольную катушку. Вызванное таким изменением формы витка увеличение массы катушки невелико – около 10% [5].

Рассмотрим возможность использования ДИПТ с тороидальной катушкой для получения ЭДС $E_2 = 10$ В (10% от напряжения вторичной обмотки трансформатора напряжения, равного 110 В) при измерении синусоидального тока с действующим значением $I_1 = 50$ А и частотой $f = 50$ Гц. (Выбранному в качестве примера значению тока 50 А соответствует полная мощность СГ около 35 кВА при напряжении 400 В.) Из приведённого в [6] выражения, связывающего напряжение катушки с производной измеряемого тока, получается формула:

$$E_2 = \mu_0 \cdot s_w \cdot n \cdot \omega \cdot I_1, \quad (4.1)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная, s_w – площадь витка, n – число витков катушки, приходящееся на единицу длины её осевой линии, ω – угловая частота.

Для значения $s_w = 3$ см² из последней формулы получаем $n = 1,69 \cdot 10^6$ витков на метр. Для катушки с диаметром осевой линии 5 см этому значению n соответствует слишком большое число витков – 265 тысяч витков. Изготовление такой катушки практически исключено.

При измерении относительно небольших токов (от десятков ампер до 1 кА) приемлемые значения размеров ДИПТ, числа витков его катушки, длины и активного сопротивления обмоточного провода можно получить, выполнив ДИПТ в виде трансреактора с магнитопроводом, имеющим воздушные зазоры.

Для изготовления подобного ДИПТ целесообразно использовать стандартный однофазный ленточный разрезной сердечник [44, 91]. Конструкция такого ДИПТ показана на рисунке 4.1 [92].

Половины сердечника разделены воздушным зазором толщиной δ . В сердечнике два зазора, поэтому общая толщина зазора составляет 2δ . Проводник с измеряемым током проходит через окно сердечника. В качестве этого проводника может быть использована, во-первых, шина, во-вторых, гибкий одножильный провод (кабель) или, в-третьих, как показано на рисунке 4.1, два одножильных

гибких провода, включённых параллельно. Применение гибких проводов, вместо шины, упрощает монтаж ДИПТ. Если учесть, что суммарное сечение токоведущих жил двух параллельно включённых проводов, из-за большего значения допустимой плотности тока, меньше, чем одного, то можно сделать вывод: третий вариант является предпочтительным.

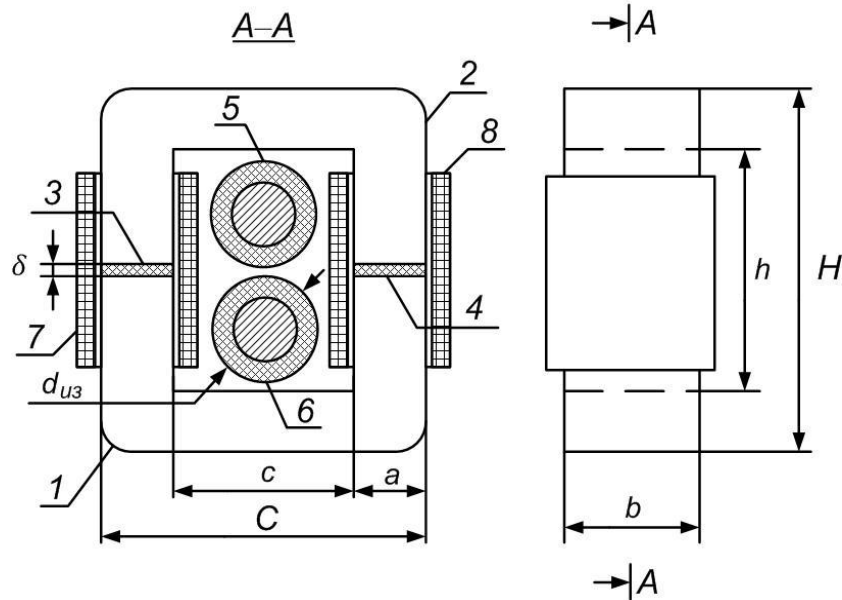


Рисунок 4.1 – Конструкция ДИПТ с разрезным ленточным сердечником: 1, 2 – половины сердечника; 3, 4 – прокладки из изоляционного материала, помещённые в зазорах сердечника; 5, 6 – провода измеряемого тока; 7, 8 – катушки вторичной обмотки

Приведём методику расчёта такого ДИПТ согласно рекомендациям, приведённым в [44, с. 85; 91, с. 69; 92-93], сопровождая её примером с теми же, использованными выше, исходными данными: $E_2 = 10$ В, $I_1 = 50$ А и $f = 50$ Гц. Дополнительно задаём номинальное значение тока вторичной обмотки $I_2 = 20$ мА = 0,02 А.

Для расчета ДИПТ такой конструкции примем ряд допущений, упрощающих расчет:

1. Магнитная индукция в стали сердечника при номинальном значении тока первичной обмотки мала, поэтому потерями в стали можно пренебречь. Тогда мгновенные значения напряженности и индукции магнитного поля пропорциональны намагничивающей силе. При синусоидальной намагничивающей силе синфазно с ней изменяются напряженность и индукция магнитного поля.

2. При таком малом значении индукции можно не учитывать и намагничивающую силу, которая обеспечивает прохождение магнитного потока по стали магнитопровода. Учитывается лишь намагничивающая сила, которая необходима для прохождения потока через воздушные зазоры.

3. Намагничивающая сила, создаваемая током вторичной обмотки, пренебрежимо мала по сравнению с намагничивающей силой измеряемого тока.

Расчет производится в следующем порядке:

1. Выбор сечения провода для измеряемого тока.

Сечение находится по условию, что ток одного провода не превосходит допустимое значение для выбранного сечения токоведущей жилы с учётом значений допустимой для изоляции жилы температуры и температуры окружающей среды. Этот выбор производится по данным соответствующих таблиц, приведённых в справочной литературе. В частности, в табл. 16.8.2.1 [1, с. 341] току 25 А при перегреве токоведущей жилы по отношению к температуре окружающей среды (45°C) на 15°C соответствует сечение медной токоведущей жилы $s_m = 6 \text{ мм}^2$ (для тока 50 А $s_m = 16 \text{ мм}^2$).

Выбираем одножильный провод ПВ2 с поливинилхлоридной изоляцией и гибкой жилой, диаметр которой составляет 3,28 мм, наружный диаметр этого провода $d_{\text{из}} = 5,4 \text{ мм}$ [94].

2. Выбор сердечника.

2.1. Определение размеров окна сердечника.

Высота окна сердечника h должна быть больше $2 \cdot d_{\text{из}}$ на $t_1 = 4 - 5 \text{ мм}$. Ширина окна сердечника s должна быть больше $d_{\text{из}}$ на $t_2 = 7 - 8 \text{ мм}$. Размер t_2 включает в себя две толщины катушки вторичной обмотки, а также зазоры между катушками и стержнями.

Для рассматриваемого примера высота окна должна быть не меньше $2d_{\text{из}} + t_1 = 2 \cdot 5,4 + 5 = 15,8 \text{ мм}$, а его ширина – не менее $d_{\text{из}} + t_2 = 5,4 + 8 = 13,4 \text{ мм}$.

Сердечники (ленточные магнитопроводы) выбираются по справочникам, например [91, 95].

2.2. Выбор ширины ленты сердечника b .

С изменением b , при неизменном значении толщины воздушного зазора и измеряемого тока, индукция в сердечнике остается неизменной, а магнитный поток сердечника изменяется пропорционально $k = b/a$.

Если, при этом, пренебречь отличием длины l_w провода одного витка вторичной обмотки ДИПТ от периметра поперечного сечения магнитопровода, то с изменением k длина l_w изменяется пропорционально $(1+k)$. Число витков, для сохранения заданного значения напряжения вторичной обмотки изменяется пропорционально $1/k$. Тогда длина провода вторичной обмотки пропорциональна $(1+1/k)$. То есть с увеличением b длина обмоточного провода снижается. Однако более важным является тот факт, что масса сердечника растет с ростом b . Поэтому при прочих одинаковых условиях необходимо выбирать сердечник с минимальным значением ширины ленты b .

2.3. Выбираем сердечник ПЛ12,5х25х32, имеющий следующие параметры:

толщина сердечника $a = 12,5$ мм;

ширина ленты $b = 25$ мм;

ширина окна $c = 20$ мм;

высота окна $h = 32$ мм;

сечение стали $S_{cm} = 2,74$ см²;

длина средней магнитной линии $l_{cp} = 14,3$ см;

масса $m = 0,3$ кг.

3. Выбор магнитной индукции при номинальной предельной кратности тока первичной обмотки.

До достижения предельной кратности K_I измеряемого тока зависимость индукции в магнитопроводе от намагничивающей силы остаётся практически линейной. На основании кривых намагничивания отождённых ленточных магнитопроводов из стали 3411 [95; 96, с.506] в качестве максимального значения индукции, соответствующего предельной кратности измеряемого тока, примем $B_m = 1,7$ Тл.

4. Выбор предельной кратности K_I и определение магнитной индукции в магнитопроводе при номинальном значении измеряемого тока.

Значение предельной кратности K_I измеряемого тока зависит от назначения ДИПТ и места его установки. Для защитных обмоток ТТ используют K_I , лежащий в пределах от 2 до 26 [97]. Примем для рассматриваемого примера $K_I = 20$.

При номинальном значении измеряемого тока I_n максимальное значение индукции равно $B_n = B_m / K_I$. Тогда получаем $B_n = 0,085$ Тл.

5. Расчет толщины воздушного зазора.

Намагничивающая сила тока вторичной обмотки крайне мала по сравнению с намагничивающей силой тока первичной обмотки. С учётом этого и при пренебрежении намагничивающей силой, которая идёт на преодоление магнитного сопротивления ферромагнитного материала сердечника, и потерями в магнитопроводе закон полного тока принимает вид:

$$H \cdot 2 \cdot \delta = i_1, \quad (4.2)$$

где H – мгновенное значение напряженности магнитного поля; δ – толщина одного воздушного зазора; i_1 – мгновенное значение тока в первичной обмотке.

Напряжённость магнитного поля связана с его индукцией в воздушном зазоре B формулой

$$H = \frac{B}{\mu_0}. \quad (4.3)$$

Из двух последних выражений получаем для мгновенных величин:

$$B = \frac{\mu_0 \cdot i_1}{2 \cdot \delta}. \quad (4.4)$$

А для синусоидальных величин, когда дано действующее значение тока и амплитуда индукции

$$B_n = \sqrt{2} \cdot \frac{\mu_0 \cdot I_n}{2 \cdot \delta}. \quad (4.5)$$

Отсюда находится толщина воздушного зазора

$$\delta = \frac{1}{2} \cdot \frac{\sqrt{2} \mu_0 \cdot I_n}{B_n} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 50}{0,085} = 0,000523 \text{ м}. \quad (4.6)$$

Примем $\delta = 0,52$ мм.

6. Расчет числа витков вторичной обмотки.

Определим число витков вторичной обмотки по формуле [44, с. 86]:

$$W_2 = \frac{E_2}{4,44 \cdot B_H \cdot f \cdot S_{cm}} = \frac{10}{4,44 \cdot 0,085 \cdot 50 \cdot 2,74 \cdot 10^{-4}} = 1934,1. \quad (4.7)$$

Примем $W_2 = 1934$ витков, по 967 витков на каждый стержень.

7. Расчет плотности тока во вторичной обмотке.

Для любой геометрии сердечника плотность тока j в обмотках трансформатора при постоянном перегреве конструкции является степенной функцией произведения $S_c \cdot S_o$ и определяется по формуле [44, с. 77]:

$$j = K_j \cdot (S_c \cdot S_o)^y, \quad (4.8)$$

где K_j – коэффициент, имеющий размерность плотности тока и зависящий от заданного перегрева и геометрии сердечника; S_c – сечение сердечника; S_o – площадь окна сердечника; y – безразмерный показатель степени.

Значения S_c и S_o равны:

$$S_c = a \cdot b = 1,25 \cdot 2,5 = 3,125 \text{ см}^2, \quad (4.9)$$

$$S_o = c \cdot h = 3,2 \cdot 2 = 6,4 \text{ см}^2. \quad (4.10)$$

Коэффициенты K_j и y определяются из таблицы 4.1 [44, с. 78] для стержневого типа сердечника и значения температуры перегрева $\Delta T = 25^\circ\text{C}$.

Таким образом, допустимая плотность тока вторичной обмотки равна

$$j = 323 \cdot (3,125 \cdot 6,4)^{-0,14} = 212 \text{ А / см}^2 = 2,12 \text{ А / мм}^2.$$

8. Выбор обмоточного провода.

Требуемое сечение провода вторичной обмотки равно

$$s_{2,m} = \frac{I_2}{j} = \frac{0,02}{2,12} = 0,00943 \text{ мм}^2. \quad (4.11)$$

Требуемый диаметр провода равен

$$d_{2,m} = \sqrt{\frac{4 \cdot s_{2,m}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,00943}{\pi}} = 0,11 \text{ мм}. \quad (4.12)$$

Выбираем провод по [96, с. 63]. Подходит провод с $d_{2м} = 0,112$ мм. Максимальный наружный диаметр изолированного провода $d_{2из} = 0,14$ мм.

Произведем пересчет сечения провода вторичной обмотки:

$$s_{2м} = \frac{\pi \cdot d_{2м}^2}{4} = \frac{\pi \cdot 0,112^2}{4} = 0,00985 \text{ мм}^2.$$

Высота обмотки равна:

$$h_{2м} = 1,05 \cdot W_{2,1} \cdot d_{2из} = 1,05 \cdot 967 \cdot 0,14 = 142,15 \text{ мм.} \quad (4.13)$$

Число слоев обмотки находится по формуле:

$$n = \frac{h_{2м}}{h - t_1} = \frac{142,15}{32 - 5} = 5,26. \quad (4.14)$$

Принимаем $n = 6$.

Проверяем возможность размещения вторичной обмотки в окне сердечника по условию:

$$2(nd_{2из} + t_3) \leq c - d_{1из}, \quad (4.15)$$

где $t_3 = 2$ мм – сумма толщины каркаса катушки и зазора между каркасом и сердечником;

$$nd_{2из} + t_3 = 6 \cdot 0,14 + 2 = 2,84 \text{ мм, } c - d_{1из} = 20 - 5,4 = 14,6 \text{ мм.}$$

Условие $2(nd_{2из} + t_3) \leq c - t_2$ выполняется – вторичная обмотка свободно размещается в окне сердечника.

9. Расчет массы меди провода вторичной обмотки.

Масса меди обмоточного провода рассчитывается по формуле

$$m_m = \gamma_m \cdot l_{2м} \cdot s_{2м}, \quad (4.16)$$

где $\gamma_m = 8900 \text{ кг/м}^3$ – плотность меди; $l_{2м}$ – длина обмоточного провода.

Длина обмоточного провода определяется как число витков вторичной обмотки, помноженное на длину одного витка:

$$l_{2м} = W_2 \cdot 2 \cdot (a + b + n \cdot d_{2из}) = 1934 \cdot 2 \cdot (0,0125 + 0,025 + 6 \cdot 0,00014) = 148,3 \text{ м.} \quad (4.17)$$

Тогда масса меди обмоточного провода равна:

$$m_m = 8900 \cdot 148,3 \cdot 0,00985 \cdot 10^{-6} = 0,013001 \text{ кг} = 13 \text{ г.}$$

10. Расчет активного сопротивления вторичной обмотки.

Удельное сопротивление отожженной стандартной меди при температуре 20°C $\rho_m = 0,017241 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{м}$ [97, с.6].

Активное сопротивление вторичной обмотки равно:

$$R_2 = \frac{\rho_m \cdot l_{2,m}}{s_{2,m}} = \frac{0,017241 \cdot 10^{-6} \cdot 148,76}{0,00985 \cdot 10^{-6}} = 259,6 \text{ Ом}. \quad (4.18)$$

Примем $R_2 = 260 \text{ Ом}$.

11. Расчёт индуктивности вторичной обмотки.

Коэффициент, учитывающий выпучивание магнитного потока в воздушном зазоре [44, с. 86],

$$F = 1 + \frac{2 \cdot \delta}{\sqrt{S_{cm}}} \cdot \ln\left(\frac{h}{\delta}\right) = 1 + \frac{2 \cdot 0,052}{\sqrt{2,74}} \cdot \ln\left(\frac{3,2}{0,052}\right) = 1,26. \quad (4.19)$$

Значение индуктивности вторичной обмотки L_2 с учётом коэффициента F найдём из формулы [44, с. 86]

$$L_2 = \mu_0 \cdot \frac{W_2^2 \cdot S_{cm} \cdot F}{2 \cdot \delta} = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{1934^2 \cdot 2,74 \cdot 10^{-4} \cdot 1,26}{2 \cdot 0,052 \cdot 10^{-2}} = 1,56 \text{ Гн}. \quad (4.20)$$

Значения активного сопротивления и индуктивности вторичной обмотки, приходящиеся на один её стержень ($W_{2,1} = 967$ витков), определяются аналогично выражениям (4.18), (4.20) и равняются $R_{2,1} = 130 \text{ Ом}$, $L_{2,1} = 390 \text{ мГн}$.

Индуктивное сопротивление вторичной обмотки равно:

$$X_2 = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_2 = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 1,56 = 489,84 \text{ Ом}. \quad (4.21)$$

Примем округлённо $X_2 = 490 \text{ Ом}$.

Тогда полное сопротивление вторичной обмотки будет равно:

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + L_2^2} = \sqrt{260^2 + 490^2} = \sqrt{307700} = 554,71 \text{ Ом}. \quad (4.22)$$

Падение напряжения на внутреннем сопротивлении катушки от расчетного тока, проходящего по ней, равно

$$\Delta U_2 = I_2 \cdot Z_2 = 0,02 \cdot 554,71 = 11,09 \text{ В}. \quad (4.23)$$

Такое значение падения напряжения соизмеримо со значением ЭДС E_2 . По этой причине напряжение вторичной обмотки ДИПТ может заметно отличаться

от её ЭДС. Эту особенность следует учитывать при разработке устройств, в которые включаются такие ДИПТ.

ДИПТ на основе трансреактора можно использовать для измерения токов больше 100 А, при этом растут размеры сердечника (из-за увеличения сечения проводника с измеряемым током) и уменьшается преимущество в массе у такого ДИПТ по сравнению с ТТ. Так, например, при измерении тока 300 А для двух проводников, соединенных параллельно, с сечением жилы 95 мм² и с наружным диаметром провода 17 мм можно использовать сердечник ПЛ16х32х40 с массой 640 грамм [95].

4.2 Моделирование однофазного измерительного преобразователя активного тока с ДИПТ

Моделирование работы ИПАТ с ДИПТ выполнялось в программе схематического анализа Micro-Cap 10. Эта программа позволяет моделировать аналоговые и цифровые схемы, обладает простым и понятным интерфейсом, при этом находится на одном уровне с достаточно сложными в освоении профессиональными средствами анализа и проектирования электронных устройств ORCAD и PCAD [97].

На основе разработанной схемы однофазного ИПАТ (рисунок 3.1) составлена соответствующая упрощенная схема моделирования, изображенная на рисунке 4.2.

На схеме однофазные источники синусоидального напряжения V1, V2 моделируют напряжения вторичных обмоток трансформатора TV1. Элементы V1 и V2 имеют следующие параметры: амплитуда напряжения (A) равна половине линейного напряжения $U_{AC} = 115 \cdot \sqrt{2}$ В, частота (F) 50 Гц, активная составляющая внутреннего сопротивления источника (RS) равна 0,001 Ом, начальная фаза (PH) равна -30 электрических градусов (относительно фазного напряжения генератора U_A). Нагрузка СГ, а именно ток фазы В, моделируется источниками тока I1, I2. Элементам I1, I2 задается амплитуда (IA) и начальная фаза (PH) тока фазы В. При

задании индуктивной нагрузки начальная фаза тока I смещается на $-\pi/2$ электрических градусов.

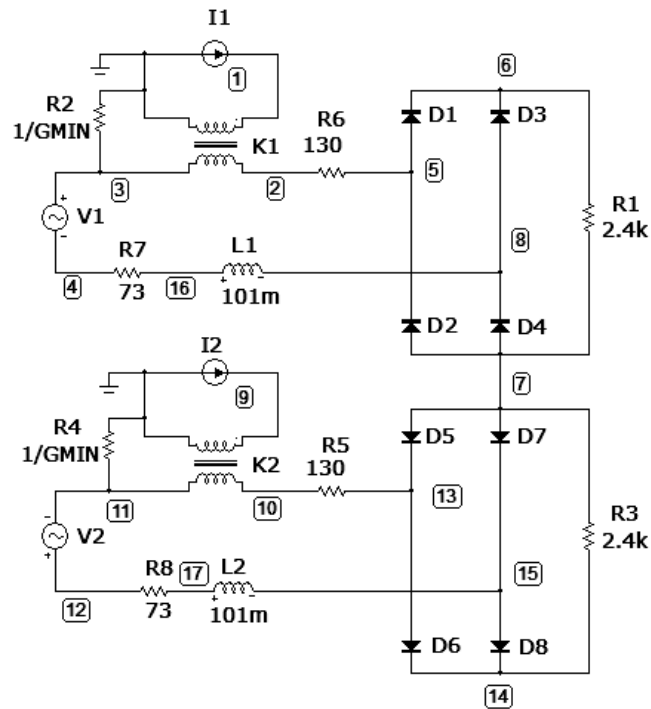


Рисунок 4.2 – Схема моделирования однофазного ИПАТ

ДИПТ на схеме рисунке 4.2 представлены элементами $K1$ и $K2$. В программе Micro-Cap ДИПТ можно моделировать как линейный трансформатор [5]. Трансформаторы $K1$ и $K2$ работают в режиме, близкому к холостому ходу, и напряжение на выходе трансформаторов будет опережать входное на 90 электрических градусов. Сердечник ДИПТ, благодаря наличию в нем воздушного зазора, не входит в насыщение и его характеристика намагничивания $B = f(H)$ остается линейной.

Трансформатор в Micro-Cap должен задаваться тремя параметрами: индуктивностями первичной L_1 и вторичной L_2 обмоток и коэффициентом связи K , находящимся в пределах от 0 до 1, который выражается следующей формулой [89, с.242]:

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (4.24)$$

где M – взаимная индуктивность катушки ДИПТ и токопровода, Гн.

Для двух проводников, находящихся в магнитном поле, согласно закону электромагнитной индукции М. Фарадея имеем:

$$e_{2M} = -M \frac{di_1}{dt}. \quad (4.25)$$

Согласно этому уравнению при синусоидальном первичном токе i_1 для ДИПТ получаем следующее выражение:

$$E_2 = M \cdot I_1 \cdot \omega. \quad (4.26)$$

По заданным значениям номинального первичного тока $I_1 = 50$ А, напряжения катушки ДИПТ $E_2 = 5$ В и частоты $f = 50$ Гц определим взаимную индуктивность из формулы (4.26):

$$M = \frac{E_2}{2\pi f \cdot I_1} = \frac{5}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 50} = 318 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}. \quad (4.27)$$

Индуктивность первичной обмотки L_1 определяется из известного отношения, связывающего числа витков и индуктивности обмоток трансформатора:

$$\frac{W_1}{W_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}. \quad (4.28)$$

Для значений $W_1 = 1$, $W_2 = 967$, $L_2 = 0,391$ Гн индуктивность первичной обмотки равна:

$$L_1 = L_2 \cdot \frac{W_1^2}{W_2^2} = 0,391 \cdot \frac{1}{967^2} = 0,418 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} \quad (4.29)$$

Теперь определим коэффициент связи по (4.24):

$$K = \frac{318,47 \cdot 10^{-6}}{\sqrt{0,418 \cdot 10^{-6} \cdot 0,391}} = 0,788.$$

Резисторы R5, R6 моделируют активные сопротивления вторичных обмоток ДИПТ. Согласно расчету ДИПТ активное сопротивление вторичной обмотки для $W_2 = 970$ витков равно 130 Ом. R7, R8 моделируют активные сопротивления, а катушки индуктивности L1, L2 – индуктивные сопротивления рассеяния вторичных обмоток трансформатора TV1. Из опытов холостого хода и короткого замыкания реального трансформатора напряжения были найдены значения $R7 = R8 = 73$ Ом и $L1 = L2 = 101$ мГн. Резисторы R1, R3 моделируют нагрузку ИПАТ.

По рекомендациям программы Micro-Cap, между первичными и вторичными обмотками трансформаторов K1, K2 вводятся резисторы R2, R4 для того, чтобы не возникли проблемы со сходимостью расчётов переходных процессов в цепях с индуктивно связанными элементами. Указанное значение сопротивления – $1/GMIN$ – означает 10^{12} Ом ($GMIN$ – минимальная проводимость, которая, по умолчанию, равна 1 пикосименс) [97].

При анализе переходных процессов в Micro-Cap был выбран режим установившегося состояния. В результате моделирования однофазного ИПАТ были получены графики переходных процессов при симметричной нагрузке СГ, изображенные на рисунке 4.3.

Из графиков видно, что среднее напряжение на выходе ИПАТ (между узлами 6 и 13, рисунок 4.2) пропорционально активной нагрузке СГ (штриховая линия, рисунок 4.3, а), а при реактивной нагрузке (штриховая линия, рисунок 4.3, в) стремится к нулю.

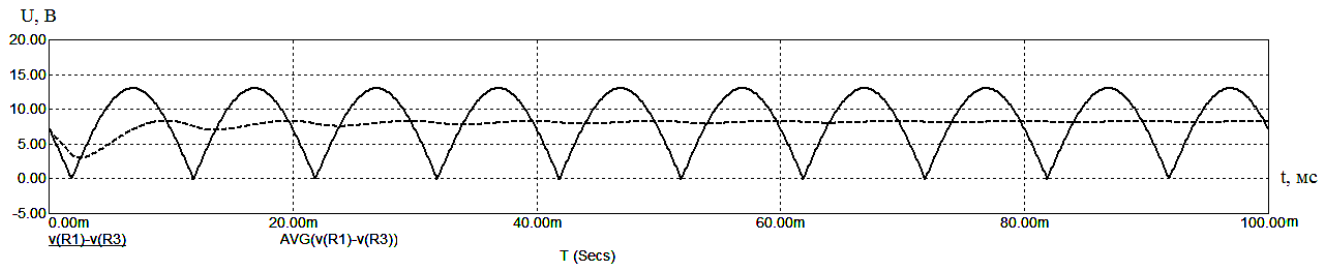
Согласно описанным в главе 3.1 теоретическим положениям, напряжение на выходе однофазного ИПАТ определяется по формуле (3.7):

$$U_{out} = 1,8 X_m \cdot I_B \cos \varphi. \quad (4.30)$$

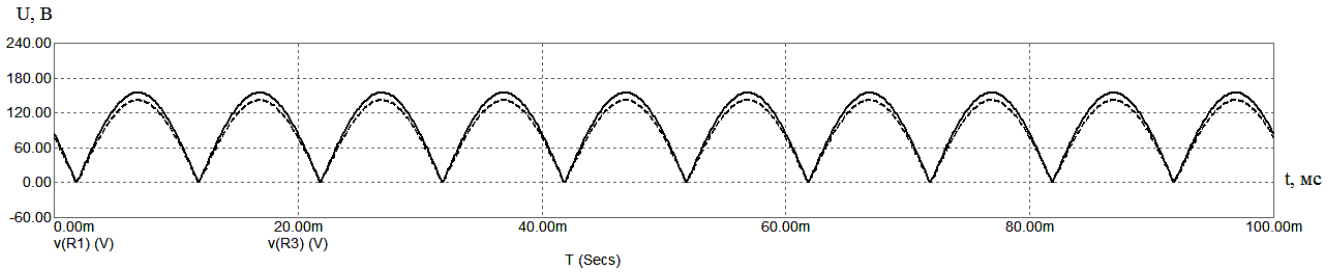
Для активной нагрузки 50 А при $M = 318 \cdot 10^{-6}$ Гн, $\omega = 314$ рад/с⁻¹ среднее выходное напряжение однофазного ИПАТ равно:

$$U_{out} = 1,8 \cdot 314 \cdot 318 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot \cos 0 = 9 \text{ В.}$$

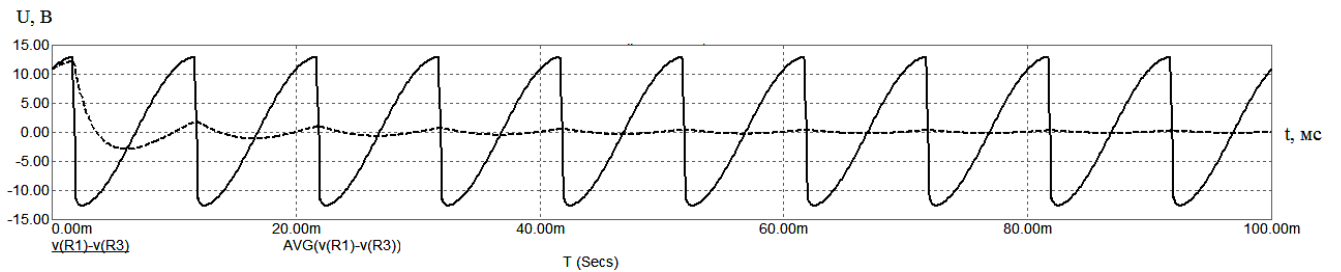
В модели однофазного ИПАТ, изображенной на рисунке 4.2, часть напряжения падает на неучтенных в теории сопротивлениях R5, R6, R7, R8, L1, L2. Поэтому среднее значение U_{out} на рисунке 4.3, а ниже расчетного и равно 8,29 В. Падение напряжения ΔU_{out} зависит от нагрузки ИПАТ: при повышении сопротивлений нагрузки ИПАТ (резисторы R1 и R3 на рисунке 4.2), уменьшается ток в цепи ИПАТ и уменьшается падение напряжения ΔU_{out} на внутренних сопротивлениях обмоток ДИПТ и трансформатора напряжения.



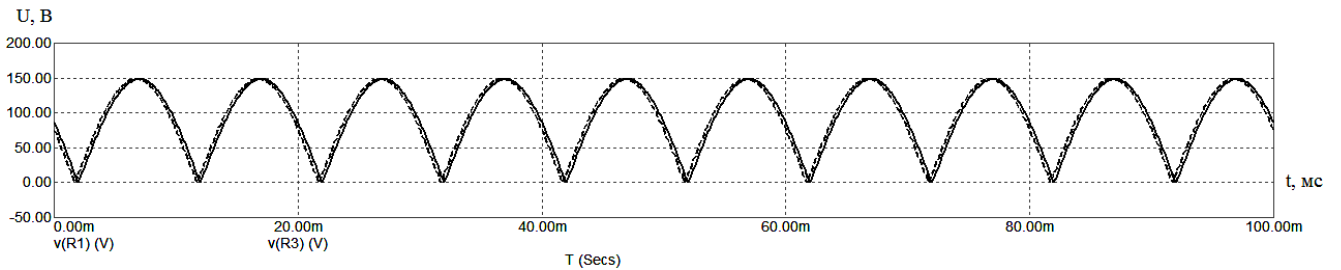
а



б



в



г

Рисунок 4.3 – Моделирование работы однофазного ИПАТ с ДИПТ в Micro-Cap 10: а, в – графики мгновенного (сплошная линия) и среднего значения (штриховая линия) напряжения на выходе ИПАТ при симметричной активной и индуктивной нагрузке $I = 50$ А; б, г – графики мгновенного значения напряжения на резисторах R1 (сплошная линия) и R3 (штриховая линия) при симметричной активной и индуктивной нагрузке $I = 50$ А

На рисунке 4.4 построены зависимости выходного напряжения ИПАТ (рисунок 4.4, а) и падения напряжения ΔU_{out} (рисунок 4.4, б) от сопротивлений на-

грузочных резисторов R1 и R3, снятые по результатам моделирования при активной нагрузке источника 50 А.

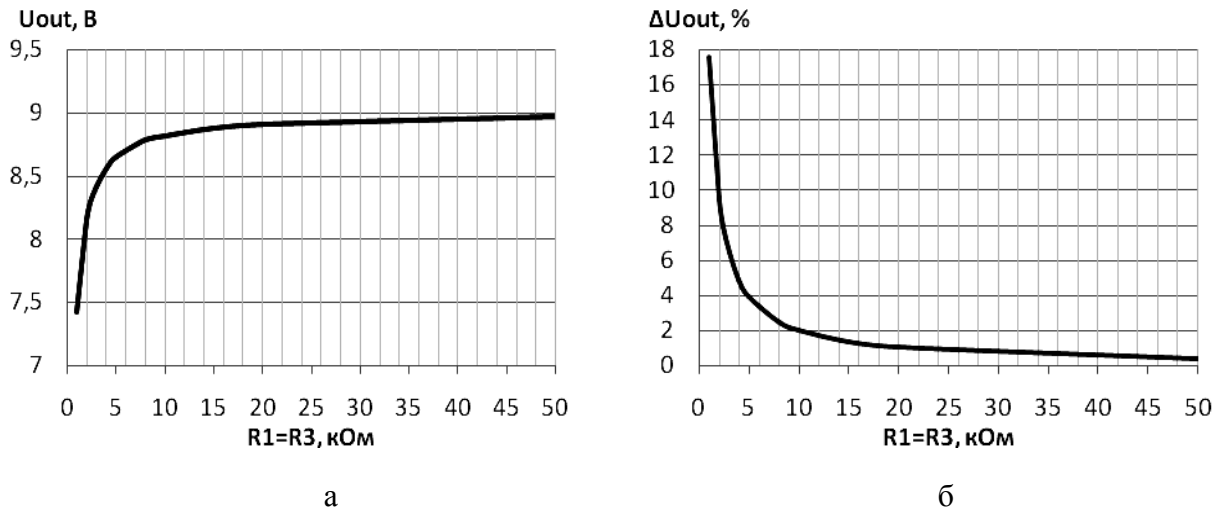


Рисунок 4.4 – Зависимости выходного напряжения ИПАТ U_{out} (а) и падения напряжения ΔU_{out} (б) от сопротивлений резисторов R1 и R3

Как видно из графиков, выходное напряжение ИПАТ стремится к теоретическому значению 9 В при увеличении сопротивлений одинаковых резисторов R1 и R3. Для заданных значений сопротивлений обмотки ДИПТ и трансформатора напряжения изменение выходного напряжения ИПАТ можно считать незначительным при значениях R1 и R3 от 10 кОм. Максимальное падение напряжения ΔU_{out} при этом составляет всего 2%.

На рисунке 4.5 построена зависимость падения напряжения ΔU_{out} в процентах от отношения R_l/Z_{lsum} , где Z_{lsum} – суммарное сопротивление контура, состоящего из элементов L1, R7, K1, R6, R1 (рисунок 4.2), определяемое по формуле:

$$Z_{lsum} = \sqrt{(R_6 + R_7 + R_1)^2 + (X_{L1} + X_{K1})^2}, \quad (4.31)$$

где X_{L1} и X_{K1} – индуктивное сопротивление элемента L1 и вторичной обмотки ДИПТ.

Из рисунка 4.5 следует, что для обеспечения незначительного падения напряжения ΔU_{out} (до 2% от выходного напряжения ИПАТ) на внутренних сопротивлениях вторичных обмоток ДИПТ и трансформатора напряжения необходимо, чтобы сопротивление нагрузки ИПАТ составляло 98% от суммарного сопротивления контура или больше.

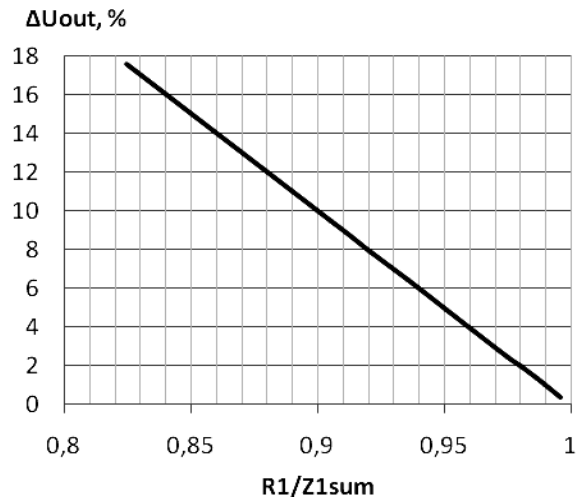
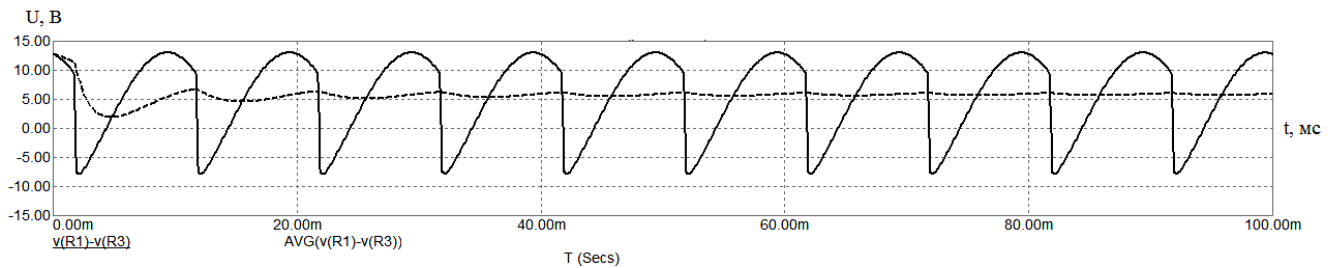
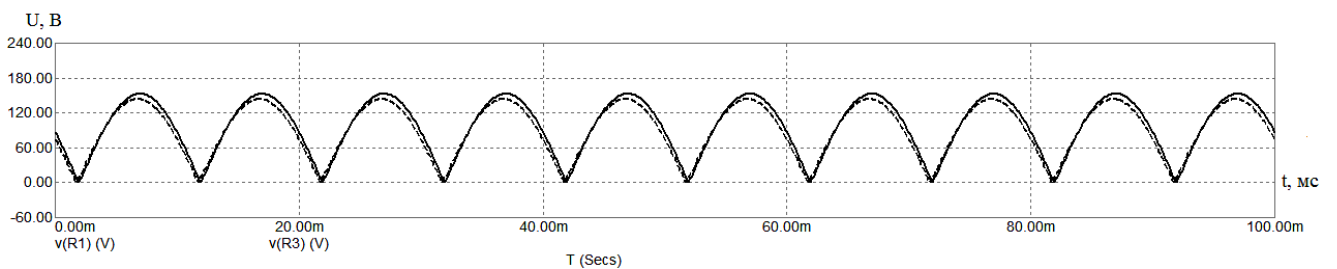


Рисунок 4.5 – Зависимость падения напряжения ИПАТ ΔU_{out} от отношения R_1/Z_{1sum}

На рисунке 4.6 представлены осциллограммы однофазного ИПАТ при активно-индуктивной нагрузке с $\cos\varphi = 45^\circ$. Среднее значение напряжение $U_{out} = 5,9$ В, что также соответствует значению активной составляющей тока источника напряжения.



а



б

Рисунок 4.6 – Моделирование работы однофазного ИПАТ с ДИПТ при $\cos\varphi = 45^\circ$: а – графики мгновенного (сплошная линия) и среднего значения (штриховая линия) напряжения на выходе ИПАТ при симметричной активно-индуктивной нагрузке $I = 50$ А; б – графики мгновенного значения напряжения на резисторах R1 (сплошная линия) и R3 (штриховая линия) при симметричной активно-индуктивной нагрузке $I = 50$ А

4.3 Моделирование трехфазного измерительного преобразователя активного тока с ДИПТ

В соответствии с разработанной ранее схемой трехфазного ИПАТ с ДИПТ (рисунок 3.8) была составлена упрощенная схема модели трехфазного ИПАТ, изображенная на рисунке 4.7. Компоненты схемы моделирования схожи с элементами модели однофазного ИПАТ (рисунок 4.2), поэтому не нуждаются в описании.

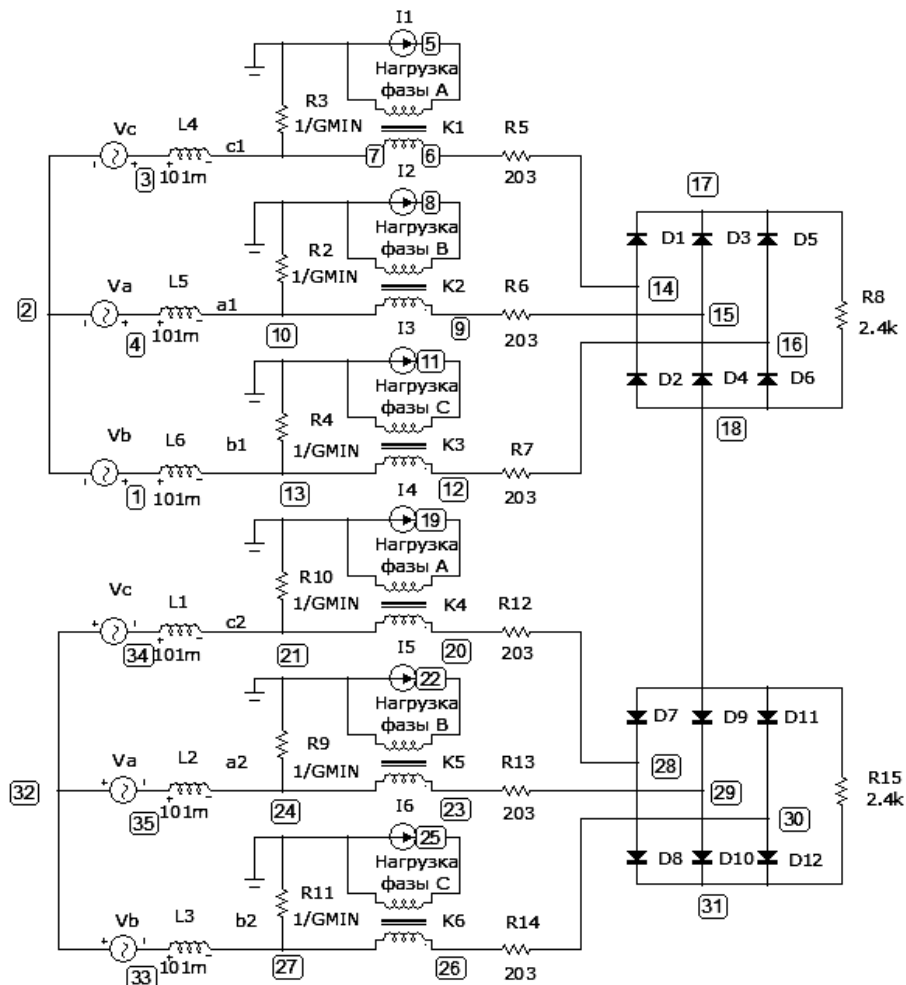
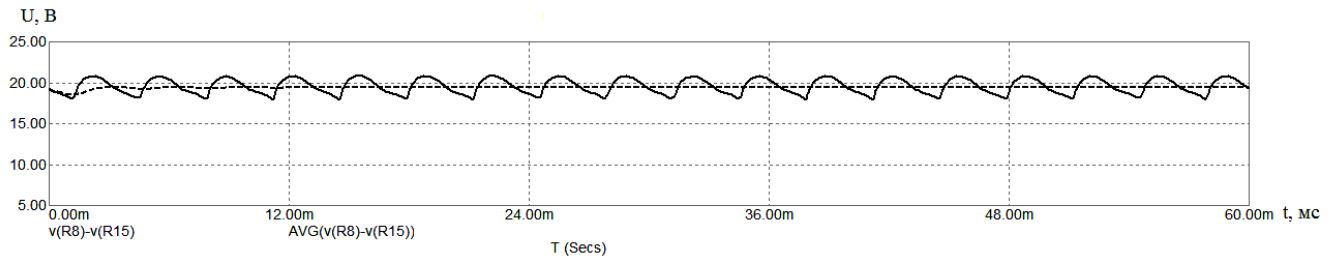


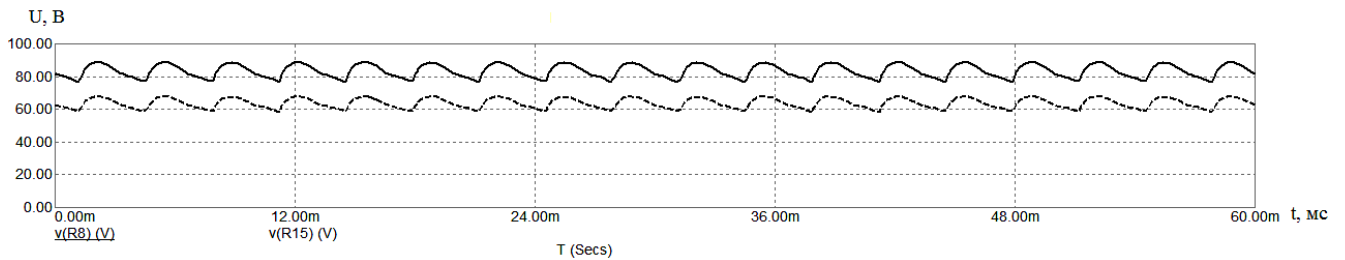
Рисунок 4.7 – Схема моделирования трехфазного ИПАТ

На схеме амплитуда источников напряжения $V1-V6$, моделирующих фазные напряжения вторичных обмоток трансформатора $TV1$, равна $\sqrt{2} \cdot 230/6$. Источники тока $I1, I2, I3$ ($I4, I5, I6$), подключенные к ДИПТ $K1-K6$, представляют собой нагрузку фаз А, В, С СГ соответственно с начальными фазами (РН) $0; -2\pi/3; 2\pi/3$.

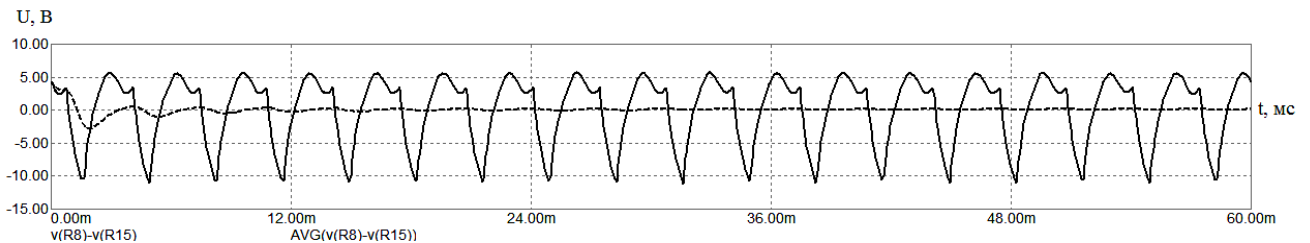
При моделировании симметричной нагрузки СГ каждому источнику тока задаются одинаковые параметры амплитуды тока (IA), равной $\sqrt{2} \cdot 50$ А. При задании индуктивной нагрузки начальная фаза источников тока I1, I2, I3 (I4, I5, I6) смещается на $-\pi/2$ электрических градусов. На рисунке 4.8 изображены осциллограммы трехфазного ИПАТ при симметричной нагрузке СГ.



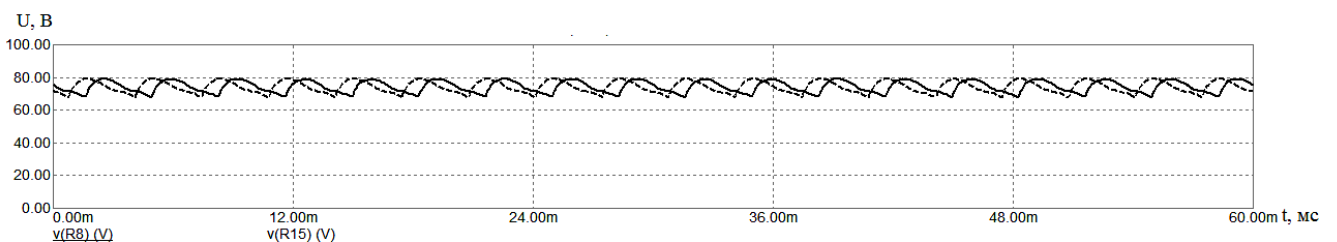
а



б



в



г

Рисунок 4.8 – Моделирование работы трехфазного ИПАТ с ДИПТ в Micro-Cap при симметричной нагрузке СГ: а, в – графики мгновенного (сплошная линия) и среднего значения (штриховая линия) напряжения на выходе ИПАТ при симметричной активной и индуктивной нагрузке $I = 50$ А; б, г – графики мгновенного значения напряжения на резисторах R8 (сплошная линия) и R15 (штриховая линия) при симметричной активной и индуктивной нагрузке $I = 50$ А

Из графиков видно, что среднее напряжение на выходе ИПАТ (узлы 17 и 31, рисунок 4.7), равное разности напряжений, снимаемых с резисторов R8 и R15, пропорционально активной нагрузке СГ (штриховая линия, рисунок 4.8, а), а при индуктивной нагрузке (штриховая линия, рисунок 4.8, в) стремится к нулю.

Среднее значение напряжения U_{out} при активной нагрузке 50 А на графике рисунка 4.8, а) составляет 19,9 В. Согласно формуле (3.18) получаем:

$$U_{out} = 2,7\sqrt{3} X_m \cdot I \cos \varphi = 2,7 \cdot \sqrt{3} \cdot 314 \cdot 318 \cdot 10^{-6} \cdot 50 = 23,38 \text{ В.}$$

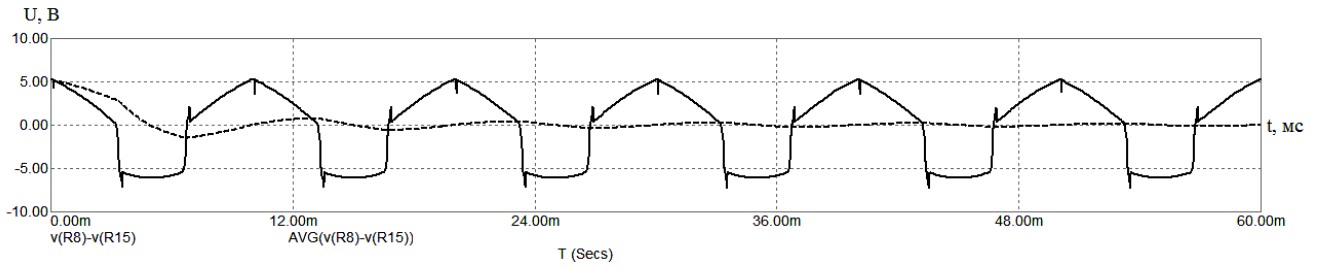
Значение напряжения U_{out} при моделировании также отличается от теоретического на падение напряжения ΔU_{out} на активных сопротивлениях вторичных обмоток трансформатора напряжения TV1 и ДИПТ (резисторы R5-R7, R12-R14) и на индуктивных сопротивлениях рассеяния вторичных обмоток трансформатора TV1 (катушки L1-L6). Рекомендации по выбору значений сопротивлений нагрузочных резисторов R8 и R15 такие же, как для однофазного ИПАТ.

В отличие от однофазного ИПАТ, трехфазный ИПАТ имеет выходное напряжение большее по значению с меньшими пульсациями и предназначен для работы СГ с несимметричной нагрузкой.

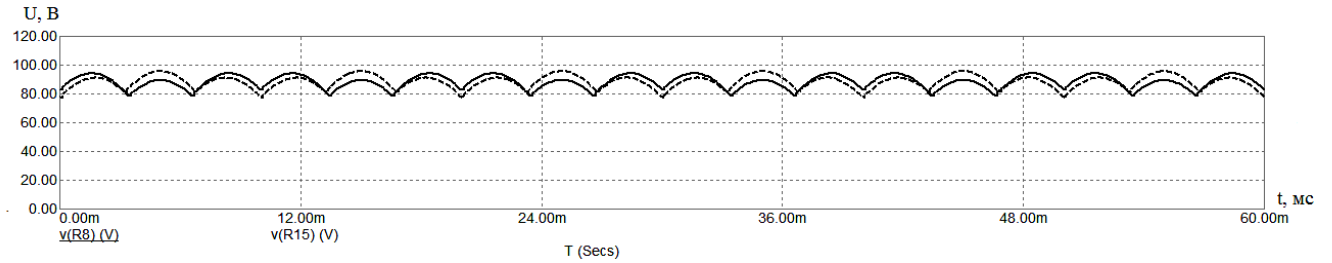
При моделировании режима несимметричной нагрузки максимальная несимметрия тока ограничивается величиной $0,25 I_{ном}$. Зададимся только током обратной последовательности $\underline{I}_2 = 12,5 \text{ А}$. Найдем фазные токи генератора:

$$\begin{aligned} \underline{I}_A &= \underline{I}_2 = 12,5 \text{ А,} \\ \underline{I}_B &= a \cdot \underline{I}_2 = 12,5 \cdot e^{j120} \text{ А,} \\ \underline{I}_C &= a^2 \cdot \underline{I}_2 = 12,5 \cdot e^{j240} \text{ А.} \end{aligned} \quad (4.32)$$

Источникам тока I1, I2, I3 (I4, I5, I6) задаются полученные амплитудные значения и начальные фазы токов I_A, I_B, I_C соответственно и выполняется моделирование. На рисунке 4.9 представлены графики переходных процессов трехфазного ИПАТ при нагрузке током обратной последовательности.



а



б

Рисунок 4.9 – Моделирование работы трехфазного ИПАТ с ДИПТ при нагрузке СГ током обратной последовательности $\underline{I}_2 = 12,5$ А: а – графики мгновенного (сплошная линия) и среднего значения (штриховая линия) напряжения на выходе ИПАТ; б – графики мгновенного значения напряжения на резисторах R8 (сплошная линия) и R15 (штриховая линия)

Формы осциллограмм напряжений на рисунке 4.9 повторяют формы осциллограмм, полученных в параграфе 3.3. Среднее напряжение U_{out} по результатам моделирования (с учетом активных сопротивлений вторичных обмоток TV1 и ДИПТ, индуктивностей рассеяния TV1), также как по расчетам, практически равно нулю.

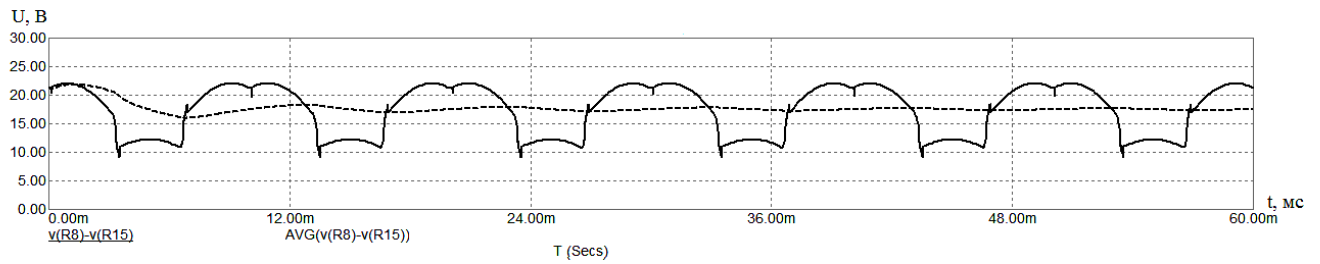
Зададимся теперь токами прямой и обратной последовательности $\underline{I}_1 = 37,5$ А, $\underline{I}_2 = 12,5$ А и построим графики переходных процессов ИПАТ. Фазные токи генератора равны:

$$\underline{I}_A = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 = 50 \text{ А},$$

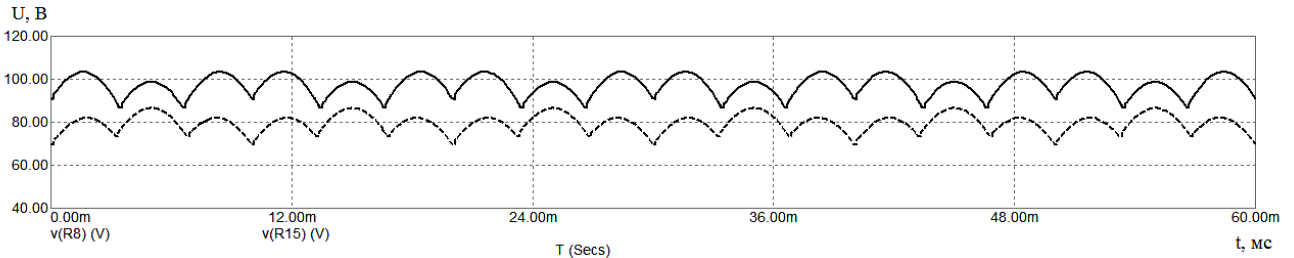
$$\underline{I}_B = a^2 \cdot \underline{I}_1 + a \cdot \underline{I}_2 = 37,5 \cdot e^{j240} + 12,5 \cdot e^{j120} = 33,1 \cdot e^{-j139,11} \text{ А},$$

$$\underline{I}_C = a \cdot \underline{I}_1 + a^2 \cdot \underline{I}_2 = 37,5 \cdot e^{j120} + 12,5 \cdot e^{j240} = 33,1 \cdot e^{j139,11} \text{ А}.$$

Графики напряжений трехфазного ИПАТ в этом случае изображены на рисунке 4.10.



а



б

Рисунок 4.10 – Моделирование работы трехфазного ИПАТ с ДИПТ при несимметричной нагрузке СГ токами прямой $I_1 = 37,5$ А и обратной $I_2 = 12,5$ А последовательности:
 а – графики мгновенного (сплошная линия) и среднего значения (штриховая линия) напряжения на выходе ИПАТ; б – графики мгновенного значения напряжения на резисторах R8 (сплошная линия) и R15 (штриховая линия)

Значение среднего напряжения U_{out} на выходе ИПАТ (штриховая линия, рисунок 4.10, а) равно 17,49 В. Согласно выражению (3.22) активная нагрузка СГ определяется только током прямой последовательности фаз. Поэтому, подставив в выражение (3.18) ток I_1 , получим, практически, совпадение результатов:

$$U_{out} = 2,7\sqrt{3} X_m \cdot I_1 \cos \varphi_1 = 2,7 \cdot \sqrt{3} \cdot 314 \cdot 318 \cdot 10^{-6} \cdot 37,5 = 17,54 \text{ В.}$$

Таким образом, результаты моделирования, полученные в программе Micro-Cap 10, подтверждают теоретические положения о работе однофазного и трехфазного ИПАТ с ДИПТ.

4.4 Выводы по главе

1. Предложена конструкция и методика расчета ДИПТ для измерения токов до нескольких сотен ампер на основе стандартного однофазного ленточного разрезного сердечника. Конструкция ДИПТ в виде трансреактора с магнитопрово-

дом, имеющим воздушные зазоры, позволяет получить высокую чувствительность к измеряемому току СГ (более 100мВ/А) и упрощает процесс изготовления таких ДИПТ, благодаря использованию стандартных компонентов, выпускаемых промышленностью. Выполнен расчет ДИПТ для тока СГ $I = 50$ А, ЭДС ДИПТ $E_2 = 10$ В, тока вторичной обмотки ДИПТ $I_2 = 20$ мА. В результате, получен ДИПТ, масса которого не превышает 320 грамм.

2. Разработанные компьютерные модели однофазного и трехфазного ИПАТ с ДИПТ учитывают влияние сопротивлений обмоток ДИПТ и трансформатора напряжения. Результаты моделирования подтверждают теоретические положения о работе однофазного и трехфазного ИПАТ с ДИПТ, описанные в главе 3. Для уменьшения влияния падений напряжения в обмотках ДИПТ и трансформатора напряжения, а также угловой погрешности ДИПТ на выходное напряжение ИПАТ необходимо, чтобы отношение сопротивления нагрузки ИПАТ к суммарному сопротивлению контура, учитывающего сопротивления обмоток ДИПТ, трансформатора напряжения и нагрузки ИПАТ, было близко к единице.

5 Экспериментальные исследования УРАН с ДИПТ

5.1 Назначение экспериментальных исследований

ИПАТ с ДИПТ, рассматриваемые в данной работе, являются новыми техническими объектами, что подтверждает полученный патент на изобретение [83], представленный также в приложении А. Для проверки достоверности и подтверждения теоретических результатов и результатов моделирования, изложенных в главе 3 и 4, проведены экспериментальные исследования ИПАТ и УРАМ, использующих ДИПТ вместо традиционных ТТ.

5.2 Описание лаборатории судовых электроэнергетических систем ДВФУ

В лаборатории имеется четыре электромеханических преобразователя, состоящих из двигателя постоянного тока (ДПТ) и синхронного генератора (таблица 5.1):

Таблица 5.1 – Параметры электромашинного преобразователя

ДПТ типа ПМ-205				СГ типа МС82-4				
P_n , кВт	U_n , В	I_n , А	n_n , об/мин	P_n , кВт	U_n , В	I_n , А	f , Гц	n_n , об/мин
21	220	111	1500	18	230	56,5	50	1500

Схема лабораторной установки показана на рисунке 5.1. На этом рисунке ДПТ и СГ обозначены как D_1 , D_2 и $СГ_1$, $СГ_2$ соответственно. Эти преобразователи подключаются к распределительному щиту постоянного тока ЩПТ с помощью станций управления СУ 6002 с тремя ступенями пуска, обозначенными как $МС_1$ и $МС_2$ [24].

Активная нагрузка $R_{наг}$ создается с помощью четырех трехфазных реостатов, регулируемых с помощью пакетных выключателей. Эта нагрузка вместе с индуктивной подключается к щиту нагрузки ЩН.

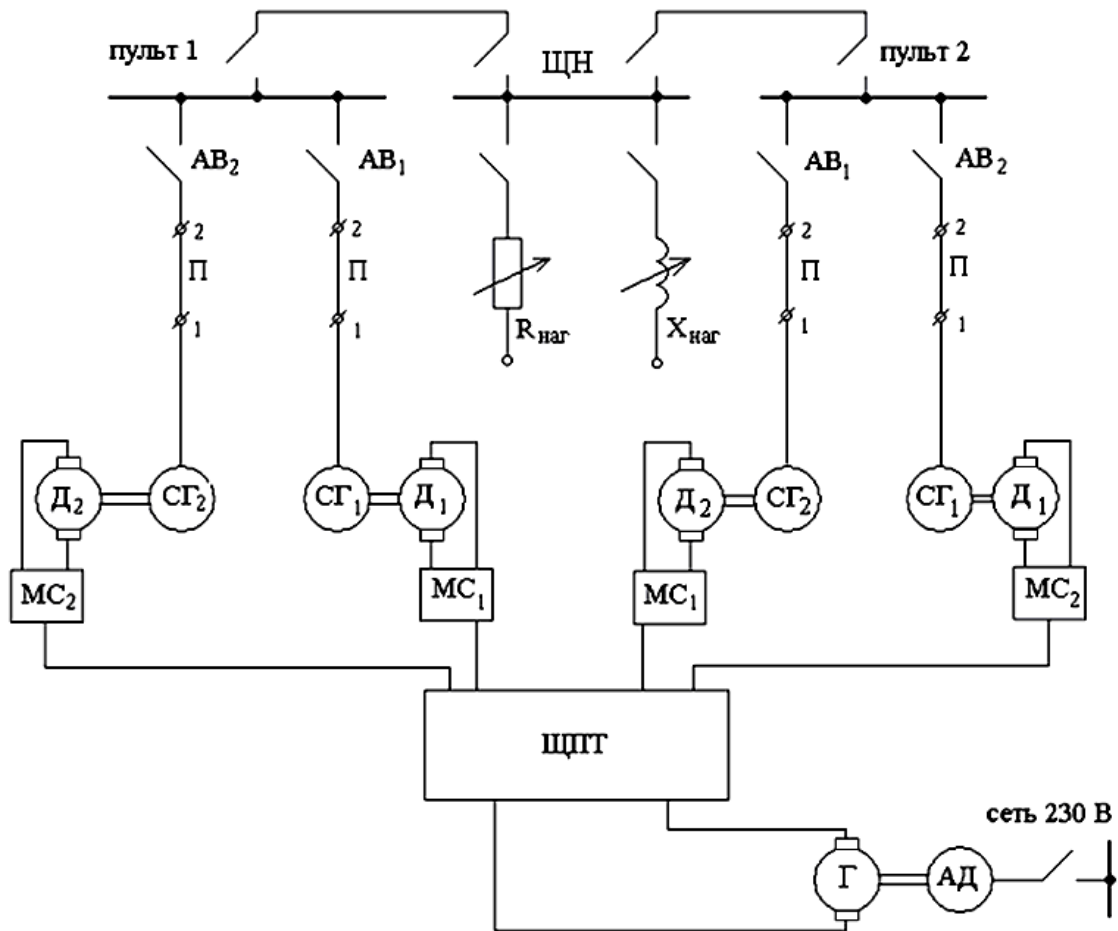


Рисунок 5.1 – Схема лабораторной установки

Индуктивная нагрузка создается с помощью специального устройства. Обмотки асинхронного двигателя АД с заторможенным ротором и контактными кольцами МАФ 82-91/4 ($P_n = 70$ кВт) включены по следующей схеме: концы обмоток статора подключены к кольцам ротора, а к началам обмоток статора подключают напряжение испытываемого агрегата. При повороте ротора относительно статора изменяется взаимная индуктивность обмоток ротора и статора и полное сопротивление АД. Максимальное сопротивление получается при согласном включении обмоток, которое позволяет получить значение тока примерно 15 А при подводимом напряжении 230 В. Если же обмотки включены встречно, то получается минимальное сопротивление при значении тока примерно до 900 А (при подводимом напряжении 230 В). Коэффициент мощности не превосходит 0,2.

Управление работой и контроль параметров СГ осуществляется с пультов 1 и 2. К каждому пульту подключены два генератора. На пультах установлены штатные измерительные приборы. Характеристики штатных измерительных приборов, по которым снимались показания в эксперименте, представлены в таблице 5.2.

Таблица 5.2 – Штатное измерительное оборудование, используемое для эксперимента

№	Прибор	Тип	Класс точности	Предел измерения	Цена деления	Назначение
1	Амперметр однофазный	Э12	2,5	0 - 100 А	5 А	Измерение фазного тока генератора
2	Вольтметр однофазный	Э110	2,5	0 - 250 В	10 В	Измерение линейного напряжения генератора
3	Ваттметр трехфазный	Д310	2,5	0 - 40 кВт	1 кВт	Измерение активной мощности нагрузки генератора
4	Частотомер однофазный	Д210	0,5	45 - 55 Гц	0,5 Гц	Измерение частоты переменного тока генератора

Также в таблице 5.3 приведен список внешнего измерительного оборудования, используемого для эксперимента.

Таблица 5.3. – Внешнее измерительное оборудование

№	Прибор	Производитель	Тип	Точность
1	Осциллограф	СССР	С1-83	класс точности 2 по ГОСТ 22737-77
2	Осциллограф	RIGOL	DS 5022M	±3%
3	Вольтметр цифровой	GW Instek	GDM-8246	±0,02% (пост. напряжение) ±0,3% (перем. напряжение)
4	Измеритель RLC	ESCORT	ELC-131D	±1% (для индуктивности)
5	Токовые клещи	Актаком	АТК-2102	±1,5% (переменный ток)
6	Фазометр	СССР	Д578	класс точности 0,5

В пульте для каждого генераторного фидера имеются съемные перемычки П, с помощью которых подключаются измерительные трансформаторы тока или ДИПТ.

В опыте использовались два генератора Г1 и Г2 пульты 1. Распределение нагрузки между генераторами осуществлялось по методу ведущего генератора по схеме, изображенной на рисунке 5.2.

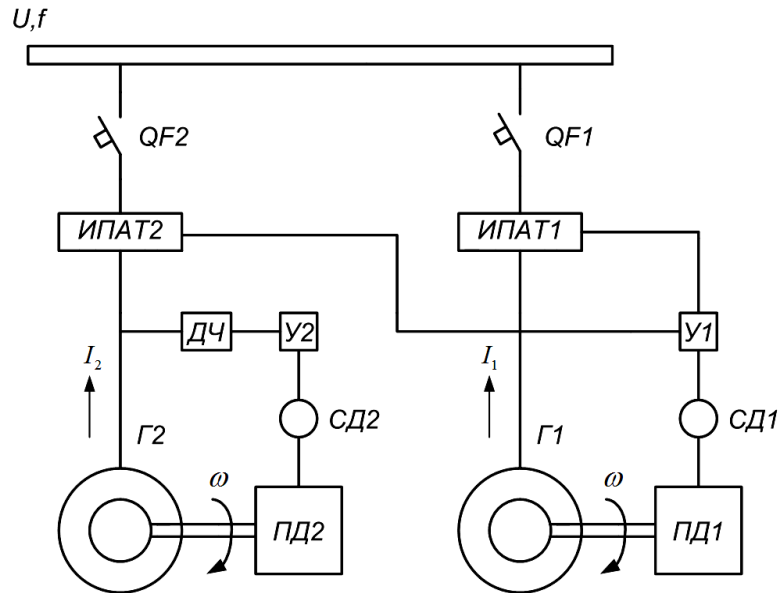


Рисунок 5.2 – Схема установки для проведения эксперимента

Генератор Г2 выбран ведущим генератором, управление его частотой осуществляется путём изменения тока возбуждения приводного двигателя ПД2. В эксперименте частота Г2 поддерживается практически неизменной, равной 50 Гц, с помощью измерительного преобразователя частоты вращения ДЧ и не зависит от нагрузки, так как исключается воздействие ИПАТ Г2 (ИПАТ2) на усилитель У2. Генератор Г1 – ведомый, ток возбуждения его приводного двигателя зависит от разности нагрузок между Г1 и Г2. На вход усилителя У1 Г1 поступает напряжение, равное разности напряжений двух ИПАТ Г1 и Г2. Усилитель У1, благодаря широтно-импульсной модуляции напряжения якорной цепи серводвигателя постоянного тока СД1 Г1, управляет углом поворота ротора серводвигателя. СД1 изменяет положение подвижного контакта реостата в цепи возбуждения приводного двигателя ПД1 Г1, тем самым изменяя его вращающий момент. При равенстве выходных напряжений ИПАТ1 и ИПАТ2 нагрузки между генераторами распределены поровну. Таким способом производится распределение активных нагрузок по методу ведущего генератора.

5.3 Регулирование тока возбуждения серводвигателя СГ

Для плавного регулирования тока возбуждения якорной цепи серводвигателя СГ был разработан и изготовлен широтно-импульсный модулятор (ШИМ), входящий в состав усилителя У1, схема которого изображена на рисунке 5.3.

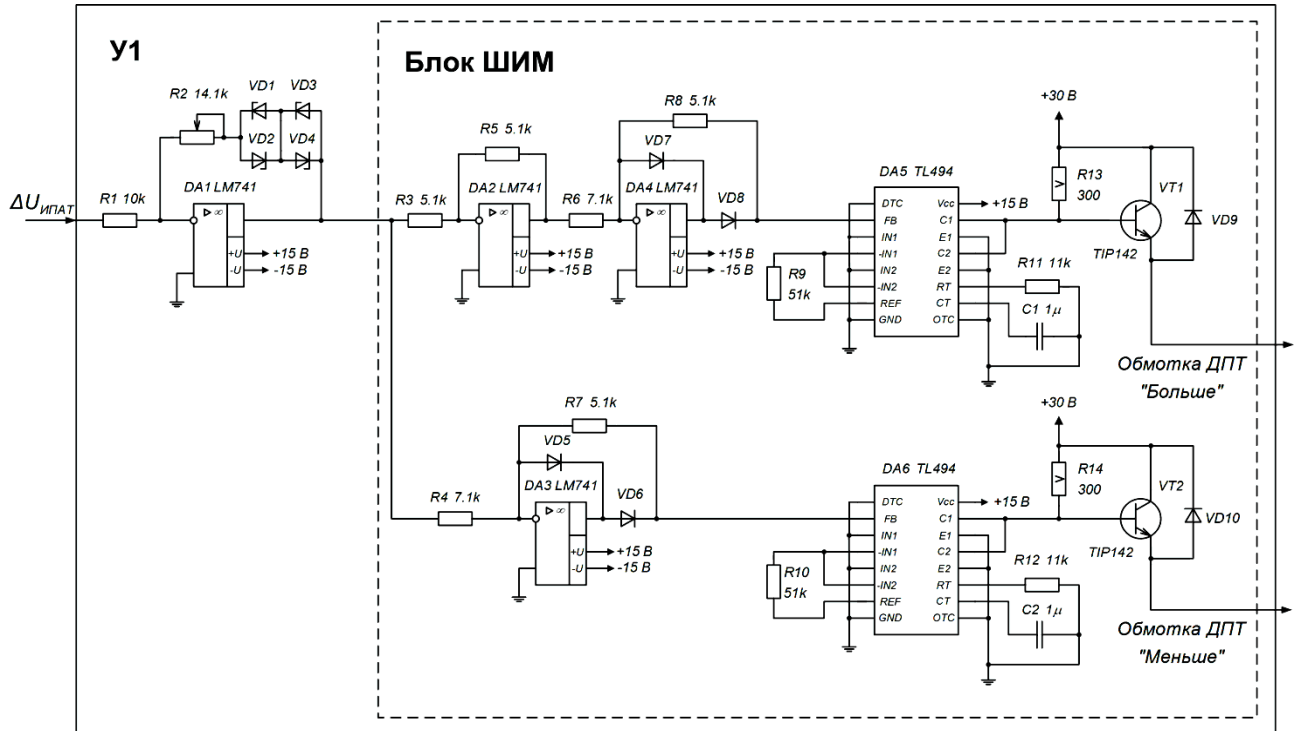


Рисунок 5.3 – Схема электрическая принципиальная усилителя У1

Усилитель У1 имеет двухполярное напряжение питания ± 15 В постоянного тока. На вход У1 поступает напряжение, равное разности напряжений двух ИПАТ, Г1 и Г2. Выход У1 соединен с двумя обмотками возбуждения СД1, который представляет собой двигатель постоянного тока (ДПТ) последовательного возбуждения типа МУ-50 со следующими характеристиками: $S_n = 75$ Вт, $U_n = 27$ В, $I_n = 6$ А. С помощью ШИМ напряжение питания СД1 подается на одну из его обмоток. Этим обеспечивается регулирование скорости и направления вращения ДПТ. Крутизна передаточной функции У1 регулируется изменением коэффициента усиления инвертирующего усилителя DA1 с помощью потенциометра R2 в цепи его обратной связи. Стабилитроны VD1-VD4 предназначены для компенсации напряжения трогания СД1.

Блок ШИМ собран на основе двух микросхем TL494 (аналог 1114EУ3/4). Микросхема TL494 представляет собой ШИМ-контролер импульсного источника питания, работающий на фиксированной частоте, и включает в себя все необходимые для этого блоки. Частота работы генератора пилообразного напряжения ШИМ-контролеров DA5, DA6 устанавливается с помощью элементов R11, R12, C1, C2. В качестве рабочей частоты была выбрана частота 100 Гц. Изменение ширины выходных импульсов достигается сравнением положительного пилообразного напряжения с управляющим сигналом, лежащим в диапазоне от 0,7 до 3,5 В, который поступает на вход FB микросхем DA5, DA6.

При положительном входном напряжении блока ШИМ по цепи, содержащей инвертирующий усилитель DA2 и схему идеального диода на элементах DA4, VD7, VD8, R8, на вход FB микросхемы DA5 поступает управляющий сигнал. Выходные формирователи на транзисторах микросхемы DA5 с выводами C1, E1 и C2, E2, работающие в одноканальном режиме по схеме с общим эмиттером, обеспечивают ключевой режим работы составного транзистора VT1, к коллектору которого подводится напряжение питания СД1: плюс 30 В. Таким образом подается регулируемое напряжение на одну из обмоток возбуждения СД1, обеспечивая его вращение в сторону увеличения тока возбуждения ПД1 Г1 («Больше»).

При отрицательном входном напряжении блока ШИМ по цепи, содержащей схему идеального диода на элементах DA5, VD5, VD6, R7, на вход FB микросхемы DA6 поступает управляющий сигнал. Этим формируется управляющее воздействие на составной транзистор VT2. Таким образом подается регулируемое напряжение на вторую обмотку возбуждения СД1, обеспечивая его вращение в противоположную сторону («Меньше»).

На рисунке 5.4 изображено устройство ШИМ, изготовленное специально для выполнения экспериментальных исследований по теме диссертации.

Блок ШИМ выполнен на отдельной плате с контактным разъёмом. Этот блок входит в состав устройства, в корпусе которого объединены блок ШИМ, усилитель У1 и блок питания ± 15 В, плюс 30 В постоянного тока. В блоке ШИМ

используются операционные усилители общего назначения типа LM741 (аналог КР140УД7), обладающие средней точностью.

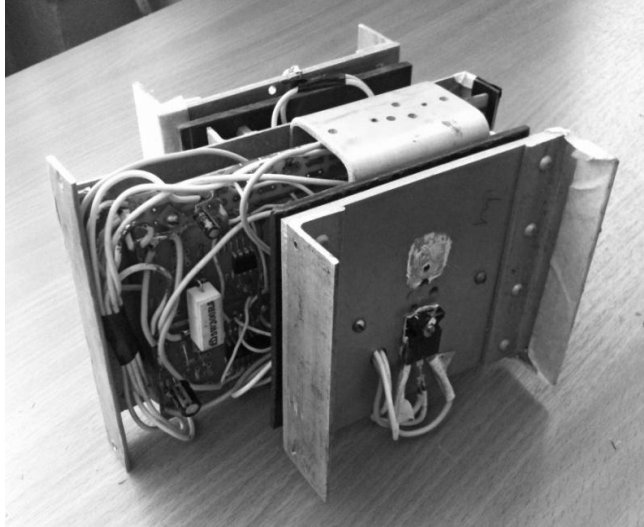


Рисунок 5.4 – Внешний вид блока ШИМ

Составные транзисторы VT1, VT2 типа TIP142 имеют максимальный ток коллектора 10 А (пиковое значение 20 А) и установлены на алюминиевые радиаторы площадью 140 см² каждый. Резисторы R13, R14 с номинальным сопротивлением 300 Ом и мощностью 5 Вт обеспечивают гарантированное открытие транзисторов VT1, VT2 при максимальном токе коллектора.

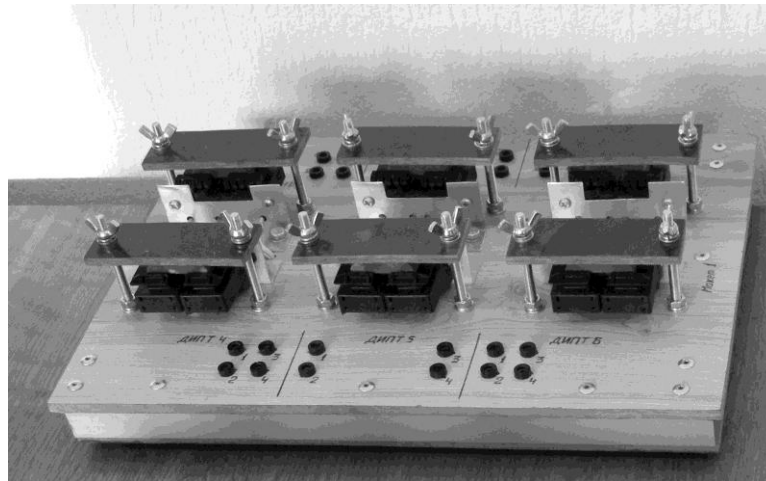
5.4 Конструктивные особенности, параметры и характеристики ИПАТ

Для проведения экспериментальных исследований УРАН были рассчитаны и изготовлены два комплекта ДИПТ (по шесть ДИПТ в каждом комплекте), два комплекта трансформаторов напряжения и два трехфазных мостовых выпрямителя [21]. Соединялись они между собой с помощью проводников, которые вставлялись в установленные на комплектах гнезда. На рисунке 5.5 изображен один комплект ДИПТ (рисунок 5.5, а) и трансформаторов напряжения (рисунок 5.5, б).

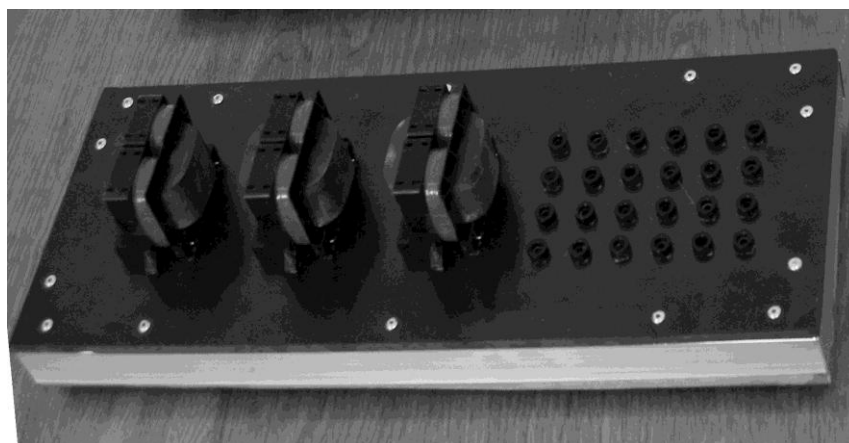
Конструктивно один ДИПТ представляет собой две обмотки, намотанные на ленточный магнитный сердечник, состоящий из двух половин и имеющий воздушный зазор. Согласно проведенному в параграфе 4.1 расчету, сердечник ДИПТ взят от стандартного трансформатора типа ТП22 – ПЛ12,5х25х32, размеры кото-

рого составляют: толщина сердечника – 12,5 мм, ширина ленты – 25 мм, высота окна – 32 мм, сечение магнитопровода – 2,74 см². Масса ДИПТ составила 320 г, что на порядок меньше массы ТТ, используемых в известных УРАН.

Каждая обмотка ДИПТ имеет по 1050 витков, намотана медным проводом диаметром 0,18 мм, активное сопротивление обмотки $R = 73$ Ом. Две обмотки одного ДИПТ соединялись параллельно, чтобы в два раза уменьшить падение напряжения на внутреннем сопротивлении катушки. Индуктивность вторичной обмотки ДИПТ L_2 регулировалась изменением толщины прокладки из бумаги в зазоре сердечника, после чего сердечник стягивался винтами. Значение индуктивности L_2 определялось с помощью измерителя импеданса Escort ELC-131D. Провод с измеряемым током генератора укладывался в окно сердечника ДИПТ.



а



б

Рисунок 5.5 – Комплект ДИПТ (а) и трансформаторов напряжения (б)

Таким образом, каждый ДИПТ был настроен на индуктивность вторичной обмотки $L_2 = 377 \pm 2$ мГн, что соответствовало выходному напряжению $U_{\text{ДИПТ}}$ около 5,5 В при токе в проводе 50 А.

Один комплект трансформаторов напряжения состоит из трех трансформаторов типа ТП22 – ПЛ12,5х25х32, каждый из которых имеет четыре одинаковых обмотки с $U_n = 110$ В. Параметры обмоток трансформатора, определенные из опыта холостого хода и короткого замыкания, таковы: активные сопротивления обмоток $R_1 = R_2 = 73$ Ом, а их индуктивности рассеяния $L_{1s} = L_{2s} = 101$ мГн.

5.5 Экспериментальное исследование однофазного УРАН с ДИПТ при параллельной работе синхронных генераторов

В опыте к каждому генератору Г1 и Г2 был подключен и настроен однофазный ИПАТ с ДИПТ, собранный по схеме, которая приведена на рисунке 3.1. Первичная обмотка трансформатора TV1, подключенная к линейному напряжению АС, состоит из двух последовательно соединенных, согласно включенных, обмоток одного трансформатора, входящего в комплект трансформаторов напряжения. Остальные две обмотки этого трансформатора являются вторичными обмотками TV1. Таким образом, коэффициент трансформации понижающего TV1 равен 0,5.

К вторичным обмоткам TV1 подключены два ДИПТ, настроенные на одинаковую взаимную индуктивность с токопроводом фазы В СГ. Однофазный мостовой выпрямитель выполнен на основе трехфазного мостового выпрямителя с отключенными двумя диодами. Сопротивление нагрузки каждого выпрямителя составляет 2,4 кОм, входное напряжение выпрямителей не превышает 120 В. Для выпрямителей были выбраны кремниевые диоды типа Д229Б, имеющие максимальное обратное напряжение $U_{\text{обр}} = 400$ В и максимальный ток в прямом направлении $I_{\text{пр}} = 0,4$ А [98].

В процессе настройки ИПАТ каждый генератор по отдельности работал в режиме холостого хода при $U_{\text{xx}} = 230$ В, симметричной активной, индуктивной и смешанной нагрузки. В таблице 5.4 представлены результаты измерений тока ста-

тора СГ ($I_{СГ}$), напряжения ДИПТ ($U_{ДИПТ}$), выходного напряжения ИПАТ ($U_{ИПАТ}$), коэффициента нагрузки ($\cos\varphi$) для ИПАТ СГ1, а также приведенной погрешности (γ) для различных режимов работы однофазного ИПАТ СГ1.

Таблица 5.4 – Результаты исследования однофазного ИПАТ с ДИПТ

Нагрузка СГ	$I_{НАГР}$, А	$U_{ДИПТ}$, В	$U_{ИПАТ}$, В	$\cos\varphi$	γ , %
ХХ	0	0,25	-0,19	-	-
Активная	10	1,01	1,71	0,99	1,35
	20	2,18	3,58	0,99	2,48
	30	3,19	5,1	0,99	-0,45
	40	4,25	6,57	0,99	-3,83
	50	5,6	8,87	0,99	2,03
Индуктивная	20	2,26	0,06	0,09	-2,91
	30	3,05	0,18	0,09	-3,35
	50	5,29	0,42	0,1	-5,25
Активно-индуктивная	20	2,28	2,67	0,78	-1,1
	30	3,33	3,66	0,76	-4,4
	50	5,67	6,75	0,79	-3

В режиме холостого хода (ХХ) напряжения ИПАТ и ДИПТ практически равны нулю (таблица 5.4). Наличие напряжения $U_{ИПАТ}$ обуславливается тем, что элементы, из которых состоит ИПАТ, не являются абсолютно одинаковыми, при изготовлении которых всегда присутствуют технологические допуски. При этом также следует учитывать, что система самовозбуждения СГ потребляет от него небольшую активную мощность.

При активной нагрузке значение $U_{ИПАТ}$ растет пропорционально току нагрузки СГ. На каждый ампер активной нагрузки приходится в среднем 0,17 В напряжения $U_{ИПАТ}$.

На рисунке 5.6 сплошной линией построена экспериментальная кривая $U_{ИПАТ} = f(I_{СГ})$ при активной нагрузке СГ для однофазного ИПАТ. Из-за погрешностей измерений, в частности тока статора СГ, определяемого с помощью штатного трехфазного амперметра с классом точности 2,5, наблюдается отклонение ха-

рактеристики 1 от линейной зависимости. С помощью метода наименьших квадратов [99-100] была найдена усредненная прямая 2 (рисунок 5.6).

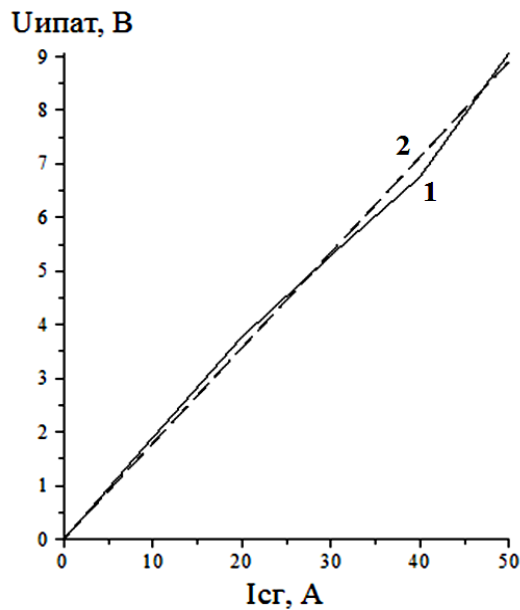


Рисунок 5.6 – Зависимость напряжения однофазного ИПАТ от тока статора СГ при активной нагрузке: 1 – экспериментальная кривая; 2 – усредненная прямая

Коэффициент γ в таблице 5.4 характеризует приведенную погрешность ИПАТ относительно усредненной прямой 2, который определялся по формуле:

$$\gamma = \frac{U_{ИПАТ} - a \cdot I_{СГ} \cdot \cos \varphi}{a \cdot I_{СГ(Н)}} \cdot 100\%, \quad (5.1)$$

где a – коэффициент усредненной прямой 2, определяемый по методу наименьших квадратов; $I_{СГ(Н)}$ – принятое базовое значение тока статора, равное 50 А. Для однофазного ИПАТ коэффициент $a = 0,178$.

Полученные значения погрешности γ являются вполне приемлемыми и согласуются с точностью штатных измерительных приборов, используемых в эксперименте.

При индуктивной нагрузке $U_{ИПАТ}$ близко к нулю и также увеличивается с ростом тока. Это объясняется тем, что реальная нагрузка генератора не является чисто индуктивной. С помощью фазометра Д578 (класс точности 0,5) была произведена оценка характера нагрузки СГ. При активной нагрузке СГ $\cos \varphi$ практиче-

ски равен единице, а при индуктивной нагрузке её активная составляющая равна не более 10% от всей нагрузки (таблица 5.4).

На рисунке 5.7 представлены осциллограммы выходного напряжения ИПАТ ($U_{ИПАТ}$) при различной нагрузке генератора Г1.

В целом, полученные осциллограммы $U_{ИПАТ}$ для однофазного ИПАТ совпадают с зависимостями, смоделированными в программе Micro-Cap 10 (параграф 4.2). Видно, что средние значения напряжений ИПАТ при холостом ходе и индуктивной нагрузке практически равны нулю (рисунок 5.7, а и г).

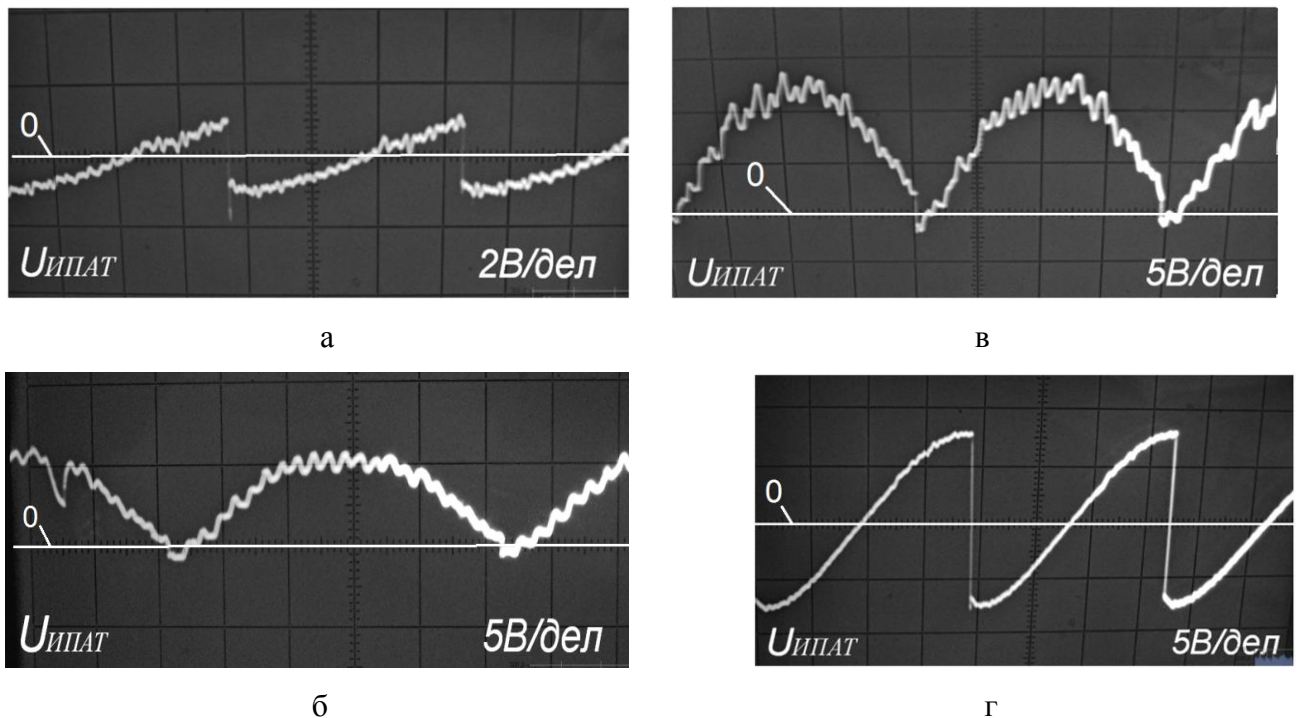


Рисунок 5.7 – Осциллограммы выходного напряжения однофазного ИПАТ при различной нагрузке СГ1: а – холостой ход; б – активная нагрузка $I = 25$ А; в – активная нагрузка $I = 45$ А; г – индуктивная нагрузка $I = 25$ А

В отличие от модели однофазного ИПАТ, в реальном устройстве наблюдаются высокочастотные пульсации напряжения $U_{ИПАТ}$ (рисунок 5.7 а, б, в). Это связано с неидеальной, отличной от синусоиды, формой вырабатываемого синхронным генератором напряжения, что влечёт за собой искажение формы и тока нагрузки СГ. В результате дифференцирования токов с помощью ДИПТ указанное искажение формы токов проявляется как усиленное искажение формы ЭДС

ДИПТ. Индуктивная нагрузка СГ сглаживает искажения формы тока, поэтому они практически отсутствуют на осциллограмме, изображенной на рисунке 5.7, г)

На рисунке 5.8 также приведены осциллограммы тока СГ, получаемого от ТТ (2) и ДИПТ (1), при различной нагрузке. На рисунке 5.8, а видно, что при активной нагрузке СГ ненагруженный ДИПТ имеет максимальное значение амплитуды пульсации (высокочастотной составляющей напряжения ДИПТ), которое составляет 40% от его выходного амплитудного напряжения, равного около 5 В.

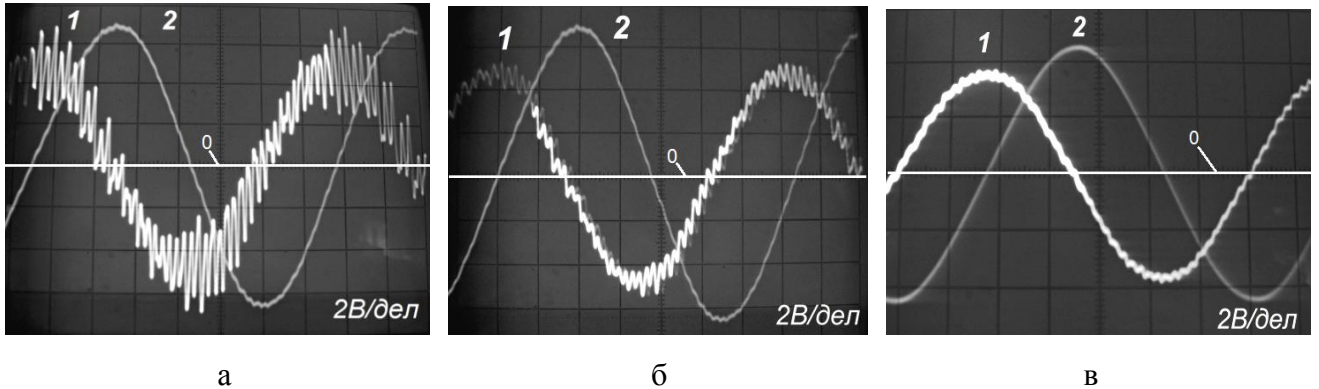


Рисунок 5.8 – Осциллограммы тока генератора, получаемого от ТТ (2) и ДИПТ (1): а – активная нагрузка СГ $I = 35$ А, ДИПТ при холостом ходе; б – активная нагрузка СГ $I = 35$ А, ДИПТ нагружен на 1 кОм; в – индуктивная нагрузка СГ $I = 25$ А, ДИПТ при холостом ходе

При нагрузке ДИПТ резистором 1 кОм значение амплитуд пульсаций падает до приемлемого уровня и составляет 10% от выходного напряжения ДИПТ (рисунок 5.8, б). При активной нагрузке СГ указанные пульсации выражены значительно сильнее, чем при индуктивной нагрузке. Дело в том, что в последнем случае ток СГ по своей форме близок к интегралу от напряжения СГ. После дифференцирования такого тока посредством ДИПТ, форма ЭДС ДИПТ повторяет форму напряжения СГ – пульсации выходного напряжения ДИПТ пренебрежимо малы (рисунок 5.8, в). Полученные искажения сигнала и пульсации также можно уменьшить с помощью сглаживающего ёмкостного фильтра, подключенного к выходу ИПАТ. Опытным путем была определена емкость конденсатора, которая для искажений формы тока, соответствующих рисунку 5.7, должна быть не ниже 0,02 мкФ.

Таким образом, полученные искажения формы сигнала ИПАТ снижаются у нагруженного ИПАТ, их можно уменьшить с помощью фильтра нижних частот, подключенного к выходу ИПАТ. При этом следует учитывать то, что с увеличением нагрузки ИПАТ (уменьшением ее сопротивления), растут токовая и угловая погрешности ДИПТ, а применение сглаживающих фильтров увеличивает инерционность и уменьшает быстродействие УРАН. Этот вопрос требует дополнительного изучения.

Результаты экспериментальных исследований однофазного ИПАТ были представлены в работах [101-102].

В дальнейшем, генераторы Г1 и Г2 включались на параллельную работу, а два однофазных ИПАТ подключались по дифференциальной схеме (на вычитание напряжений), изображенной на рисунке 5.9. Поэтому, при неравенстве активных нагрузок синхронных генераторов, на входе усилителя У1 появляется напряжение постоянного тока.

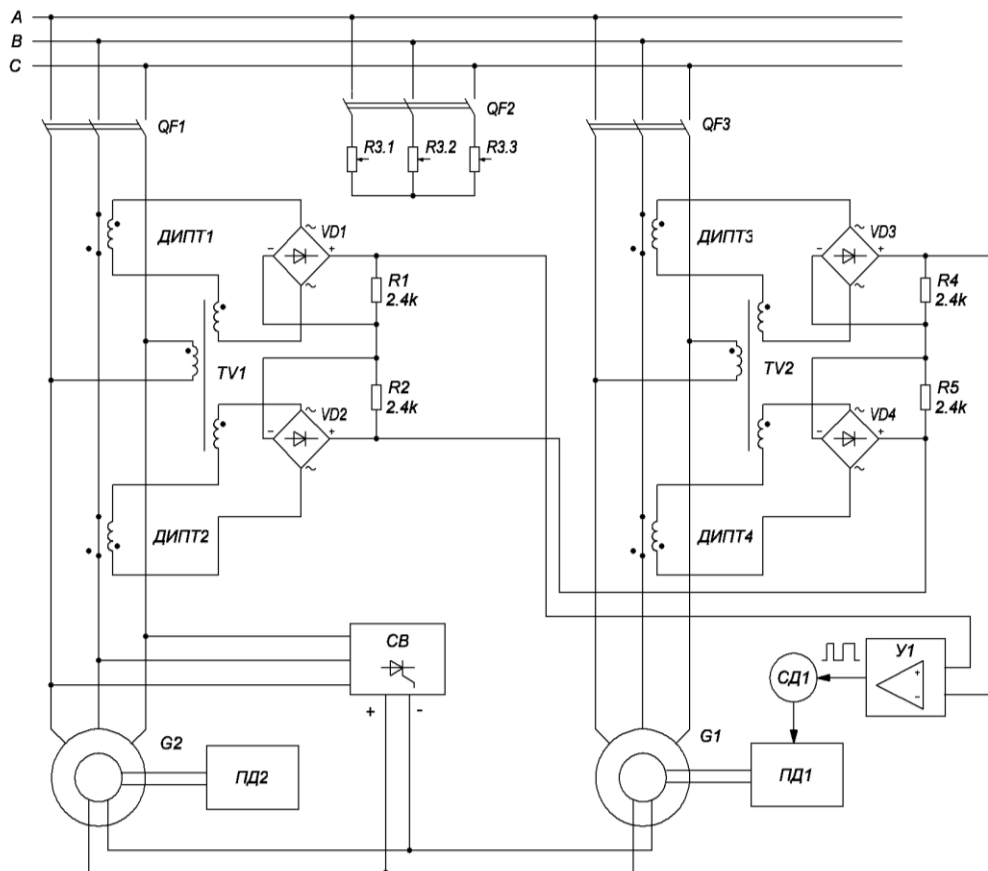


Рисунок 5.9 – Схема подключения однофазного УРАН с ДИПТ при параллельной работе Г1 и

Были проведены следующие опыты по распределению активных нагрузок между генераторами. Нагрузка мощностью $P = 7,5$ кВт переводилась на генератор G1, нагрузка G2 равнялась нулю. В результате, на вход У1 поступает напряжение, пропорциональное неравенству нагрузок синхронных генераторов G1 и G2. Далее включался усилитель У1 и по цепи, содержащей У1, серводвигатель СД1, приводной двигатель ПД1 осуществлялся перевод нагрузки с генератора G1 на G2 до момента уравнивания нагрузок СГ. Весь процесс автоматического регулирования занимал не более 2 секунд.

На рисунке 5.10 изображена форма напряжения на входе У1 при равенстве нагрузок СГ. Среднее напряжение на рисунке составляет около нуля вольт.

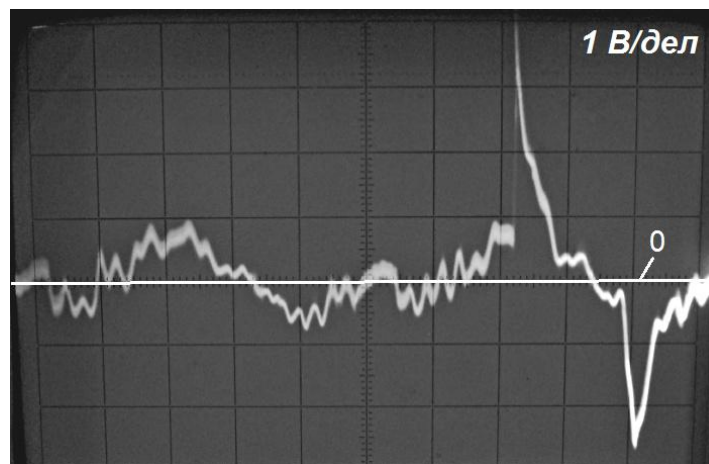


Рисунок 5.10 – Осциллограмма напряжения на входе У1 (разность напряжений ИПАТ) при балансе активных мощностей Г1 и Г2

В опыте для СГ использовалась тиристорная система возбуждения. Поэтому на осциллограмме явно видны два всплеска напряжения, связанные с процессом коммутации тиристоров.

Такой же опыт перевода нагрузки был проведен для другого генератора (G2), а также при нагрузке $P = 15$ кВт. Неравенство активных нагрузок после их уравнивания между генераторами в процессе проведения эксперимента не превысило 10% от расчетной нагрузки генератора, что соответствует требованиям Морского Регистра судоходства [1, с.184].

Таким образом, результаты опыта по испытанию однофазного УРАН с ИПАТ, использующего ДИПТ вместо традиционных ТТ, подтверждают его работоспособность и достаточную точность. Результаты опытных данных согласуются с теоретическими результатами и моделированием.

5.6 Экспериментальное исследование трехфазного УРАН с ДИПТ при параллельной работе синхронных генераторов

К каждому генератору, аналогично опыту с однофазным ИПАТ, был подключен трехфазный ИПАТ с ДИПТ, собранный по схеме, изображенной на рисунке 3.8.

Первичная обмотка трансформатора TV1 подключена к шинам генератора по схеме «звезда» и состоит из трех обмоток. Каждая обмотка представляет собой две последовательно включенных обмотки одного трансформатора напряжения из комплекта. Остальные обмотки от каждого трансформатора напряжения в комплекте образуют две вторичных обмотки трансформатора TV1, соединенных в треугольник. Причем, в каждой вторичной обмотке TV1 используется по одной обмотке от каждого трансформатора напряжения в комплекте. Таким образом, коэффициент трансформации понижающего TV1 равен $1/(2 \cdot \sqrt{3})$.

К каждой вторичной обмотке TV1 подключены три ДИПТ и мостовой трехфазный выпрямитель на диодах типа Д229Б. Сопротивление нагрузки каждого выпрямителя составляет также 2,4 кОм, входное фазное напряжение выпрямителей не превышает 80 В.

Внешний вид трехфазного ИПАТ представлен на рисунке 5.11.

В процессе настройки ИПАТ каждый генератор работал в режиме холостого хода при $U_{xx} = 230$ В, симметричной активной, индуктивной и смешанной нагрузки. В таблице 5.5 представлены результаты измерений тока статора СГ ($I_{СГ}$), напряжения ДИПТ ($U_{ДИПТ}$), выходного напряжения ИПАТ ($U_{ИПАТ}$), коэффициента нагрузки ($\cos\varphi$), а также приведенной погрешности (γ) для различных режимов работы трехфазного ИПАТ СГ1.

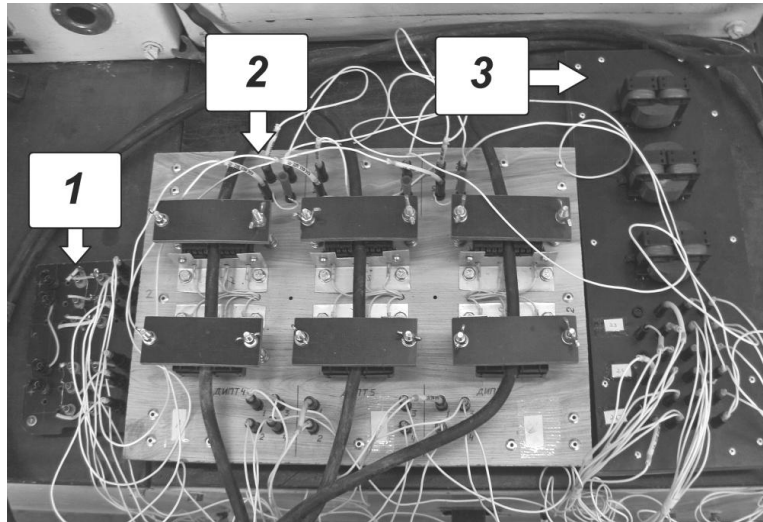


Рисунок 5.11 – Трехфазный ИПАТ: 1 – трехфазный мостовой выпрямитель; 2 – комплект из шести ДИПТ; 3 – комплект из трех трансформаторов напряжения

Таблица 5.5 – Результаты исследования трехфазного ИПАТ с ДИПТ

Нагрузка СГ	$I_{НАГР}, А$	$U_{ДИПТ}, В$	$U_{ИПАТ}, В$	$\cos\varphi$	$\gamma, \%$
ХХ	0	0,23	0,31	-	-
Активная	10	1,08	4,86	1	-0,3
	20	2,14	9,87	1	1,39
	30	3,25	13,63	1	-2,6
	40	4,18	18,62	1	-0,87
	50	5,5	23,76	1	1,3
Индуктивная	20	2,22	0,94	0,09	0,47
	30	3,1	1,2	0,09	-0,2
	50	5,23	2,06	0,1	1,08
Активно-индуктивная	20	2,26	7,02	0,73	1,2
	30	3,15	10,41	0,78	-1,8
	50	5,4	19,82	0,85	0,7

Результаты опытных данных также согласуются с теоретическими результатами и моделированием. Значение $U_{ИПАТ}$ растет пропорционально активной нагрузке. На каждый ампер активной нагрузки приходится в среднем 0,47 В напря-

жения $U_{ИПАТ}$. Напряжение $U_{ДИПТ}$ пропорционально току нагрузки генератора. При индуктивной нагрузке напряжение ИПАТ не равно нулю и увеличивается пропорционально активному току СГ ($\cos\varphi$).

На рисунке 5.12 построены две характеристики $U_{ИПАТ} = f(I_{СГ})$ при активной нагрузке СГ для трехфазного ИПАТ: сплошной линией показана экспериментальная кривая, штриховой линией – усредненная прямая с коэффициентом наклона $a = 0,462$, найденным по методу наименьших квадратов.

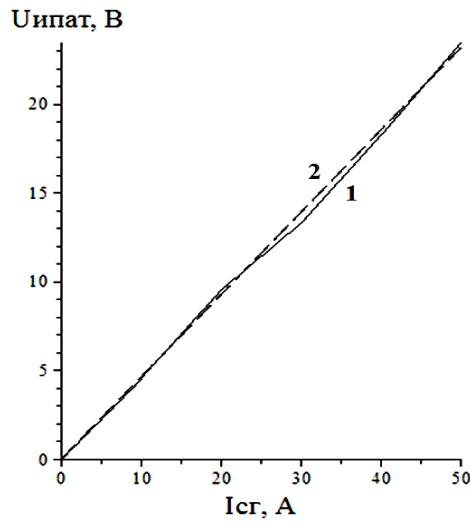


Рисунок 5.12 – Зависимость напряжения трехфазного ИПАТ от тока статора СГ при активной нагрузке: 1 – экспериментальная кривая; 2 – усредненная прямая

Коэффициент γ в таблице 5.5 определялся аналогично формуле (5.1). Полученные значения погрешности γ также согласуются с точностью штатных измерительных приборов, используемых в эксперименте.

По сравнению с однофазным ИПАТ значения выходного напряжения $U_{ИПАТ}$ выросли примерно в 2,6 раза. Это связано с тем, что в схеме трехфазного ИПАТ используется трехфазный мостовой выпрямитель с коэффициентом выпрямления 2,34 для входного фазного напряжения выпрямителя. Часть входного напряжения выпрямителя падает на внутреннем сопротивлении обмоток трансформатора TV1 и ДИПТ. Поэтому выходное напряжение ИПАТ ниже расчетного (параграф 3.2), которое согласно формуле (3.18) для тока 50 А и $U_{ДИПТ} = 5,6$ В составляет 26,2 В.

На рисунке 5.13 представлены осциллограммы выходного напряжения трехфазного ИПАТ с ДИПТ при различной нагрузке генератора Г1.

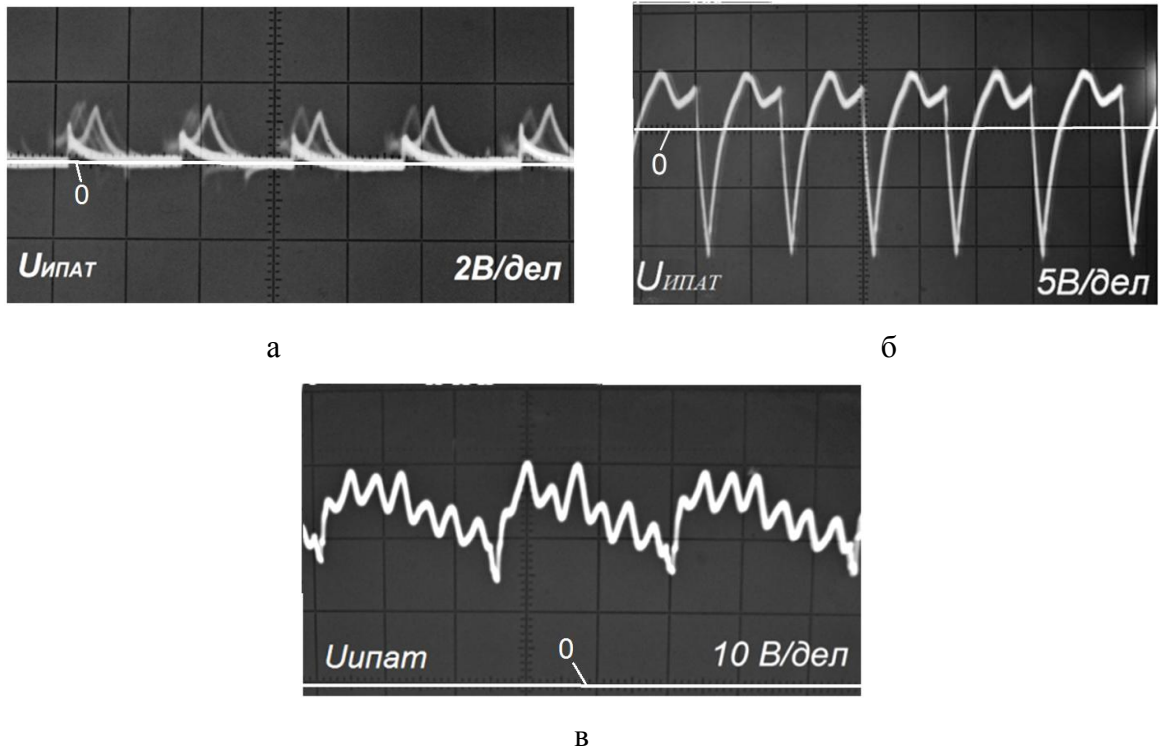


Рисунок 5.13 – Осциллограммы выходного напряжения трехфазного ИПАТ при различной нагрузке СГ1: а – холостой ход; б – индуктивная нагрузка $I = 25\text{A}$; в – активная нагрузка $I = 50\text{A}$

Видно, что осциллограммы также совпадают с результатами моделирования трехфазного ИПАТ с ДИПТ в программе Micro-Cap 10. Небольшие отличия модели и реального устройства объясняются аналогично, как для однофазного ИПАТ в параграфе 5.5.

После проверки и настройки трехфазных ИПАТ Г1 и Г2, генераторы включались на параллельную работу, а два ИПАТ подключались по схеме на вычитание напряжений, изображенной на рисунке 5.14.

Был проделан ряд опытов по распределению активных нагрузок между параллельно работающими генераторами Г1 и Г2 с помощью трехфазного УРАН с ДИПТ.

1. Опыт перевода нагрузки между СГ.

Генераторы Г1 и Г2 работали в параллель на холостом ходу, $U_{xx} = 230\text{В}$. УРАН отключено. Активная нагрузка генератора Г1 устанавливалась равной $P_1 = 7,5\text{кВт}$ включением первой ступени реостата R3. Активная нагрузка генератора Г2 была равна $P_2 = 0\text{кВт}$. Затем включалось УРАН СГ, и контролировалось рас-

пределение нагрузки. Опыт также повторялся при нагрузке генератора Г2 $P_2 = 7,5$ кВт и Г1 – $P_1 = 0$ кВт. Таким образом имитировался ввод дополнительного генератора на параллельную работу и распределение нагрузки между работающими генераторами. После включения УРАН нагрузка между генераторами распределялась поровну, ошибка распределения не превысила 10%.

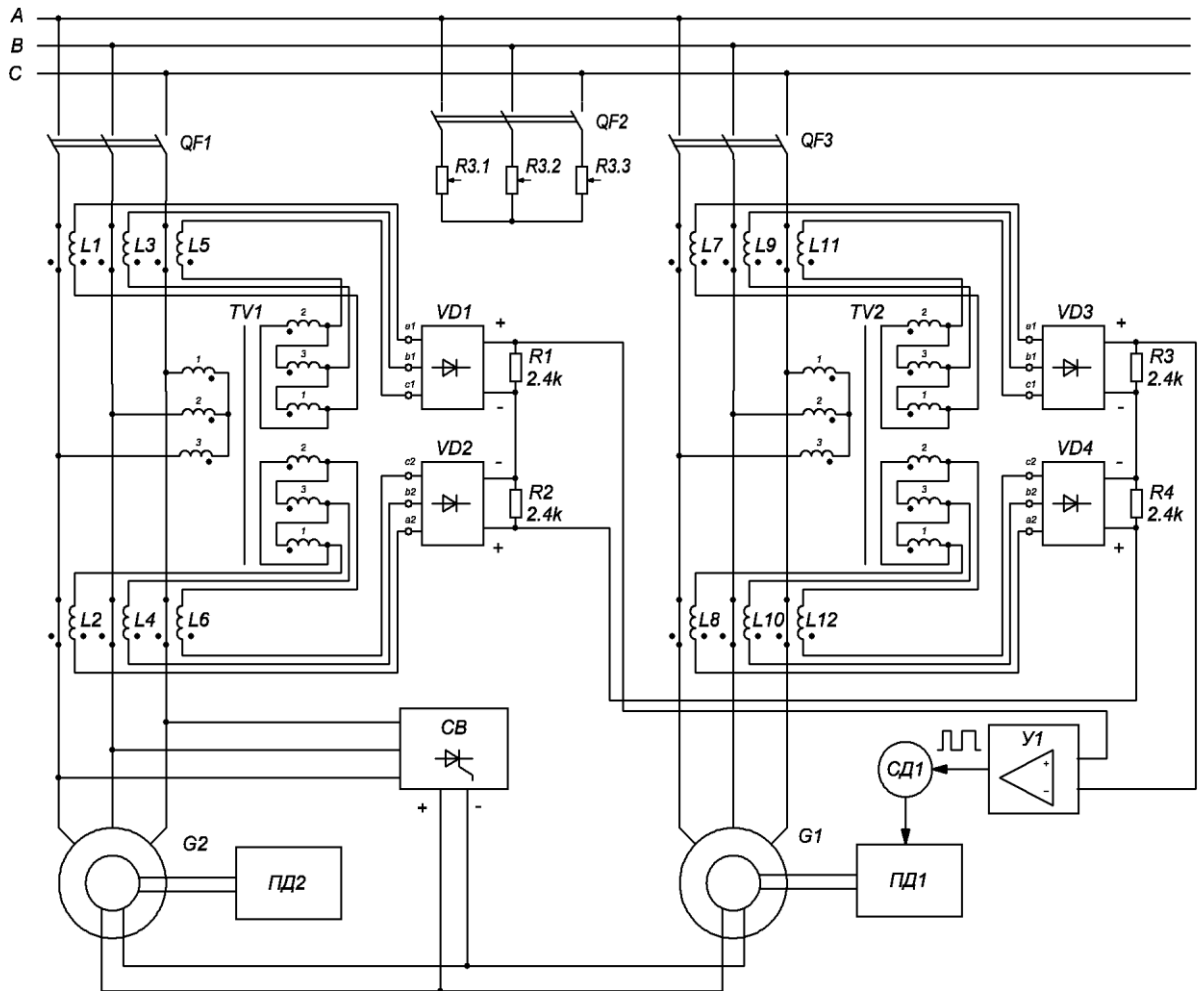


Рисунок 5.14 – Схема подключения трехфазного УРАН с ДИПТ при параллельной работе генераторов Г1 и Г2

На рисунке 5.15 представлен график переходного процесса распределения нагрузки, снимаемый с выхода ИПАТ генератора Г1. Градуировка координатных осей на этом и следующем рисунках такова: ось абсцисс – 100 мс/деление, ось ординат – 1 В/деление. На графике видно, что после процесса распределения нагрузки между Г1 и Г2 напряжение ИПАТ Г1 уменьшилось вдвое, что говорит об

уравнивании нагрузок между генераторами. Длительность такого переходного процесса составила около двух секунд.

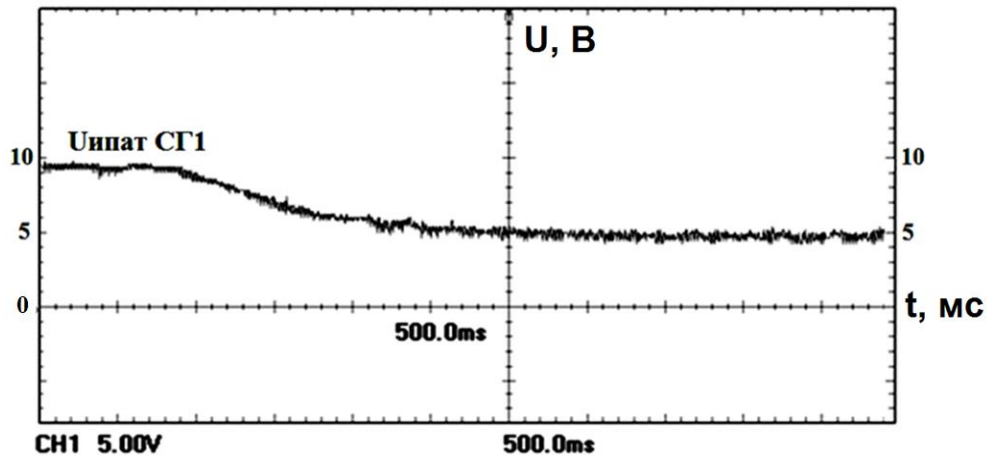


Рисунок 5.15 – График изменения выходного напряжения ИПАТ Г1 при распределении нагрузки между Г1 и Г2 при $P_1 = 7,5$ кВт и $P_2 = 0$ кВт

Далее этот опыт был повторен с нагрузкой генератора Г1 равной 12 кВт. На рисунке 5.16 изображен график переходного процесса распределения нагрузки, снимаемый с входа усилителя У1 (разность напряжений двух ИПАТ), с начальными условиями $P_1 = 12$ кВт, $P_2 = 0$ кВт. После включения УРАН нагрузка между генераторами распределилась поровну, о чем свидетельствует значение напряжения на входе усилителя У1 после уравнивания нагрузок, которое находится около нуля вольт. Длительность такого переходного процесса составила около 3,5 секунд.

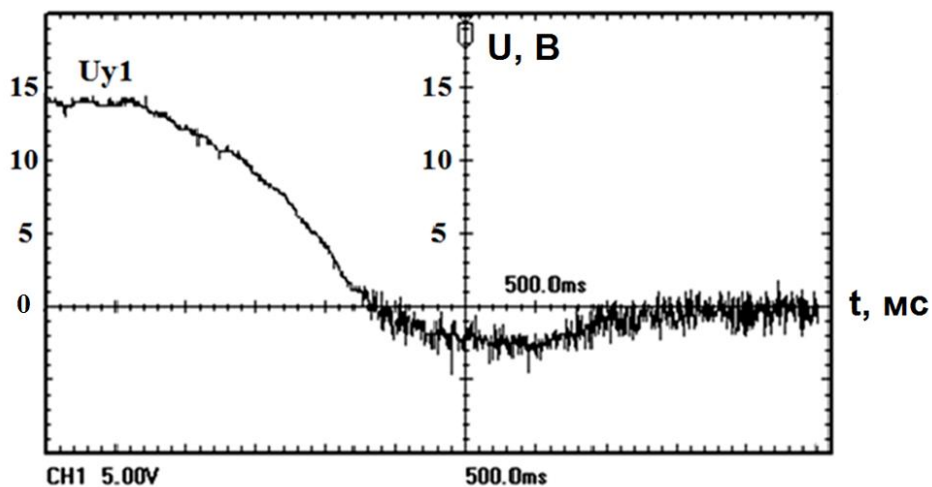


Рисунок 5.16 – График изменения входного напряжения усилителя У1 при распределении нагрузки между Г1 и Г2 при $P_1 = 12$ кВт, $P_2 = 0$ кВт

2. Опыт включения (наброс) нагрузки на работающие СГ.

Генераторы Г1 и Г2 работают параллельно на холостом ходу ($P_1 = P_2 = 0$ кВт, $f = 50$ Гц), $U_{xx} = 230$ В. Включается общая нагрузка $P = 15$ кВт (две ступени нагрузки реостата $R3$), и трехфазное УРАН с ДИПТ распределяет нагрузку между генераторами. На рисунке 5.17 представлен график переходного процесса распределения нагрузки, снимаемый с выхода ИПАТ Г1, при включении общей нагрузки $P = 15$ кВт (ось абсцисс – 100 мс/деление, ось ординат – 1 В/деление).

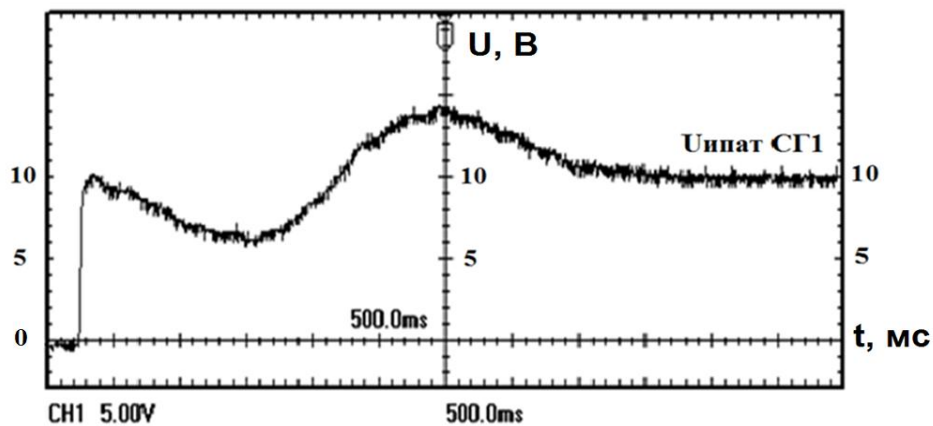


Рисунок 5.17 – График изменения выходного напряжения ИПАТ Г1 при распределении нагрузки $P = 15$ кВт между ненагруженными генераторами Г1 и Г2

Видно, что сигнал с ИПАТ1 появляется мгновенно после включения нагрузки. Время установления равенства нагрузок между генераторами составляет около 4,5 секунд. Ошибка распределения также не превысила 10%.

3. Опыт отключения (сброс) нагрузки СГ.

Генераторы Г1 и Г2 работали в параллель и были нагружены $P_1 = P_2 = 7,5$ кВт. Производилось отключение (сброс) нагрузки. График переходного процесса ИПАТ Г1 изображен на рисунке 5.18 (ось абсцисс – 100 мс/деление, ось ординат – 1 В/деление).

В целом, осциллограммы переходных процессов, изображенные на рисунках 5.15-5.18, носят апериодический или колебательный, быстрозатухающий характер. Наибольшее перерегулирование σ составляет около 40%, а длительность переходного процесса – около 4,5 секунд (рисунок 5.17). Все это говорит о доста-

точном запасе устойчивости и высоком качестве переходных процессов в системе автоматического регулирования активной нагрузки СГ с ДИПТ.

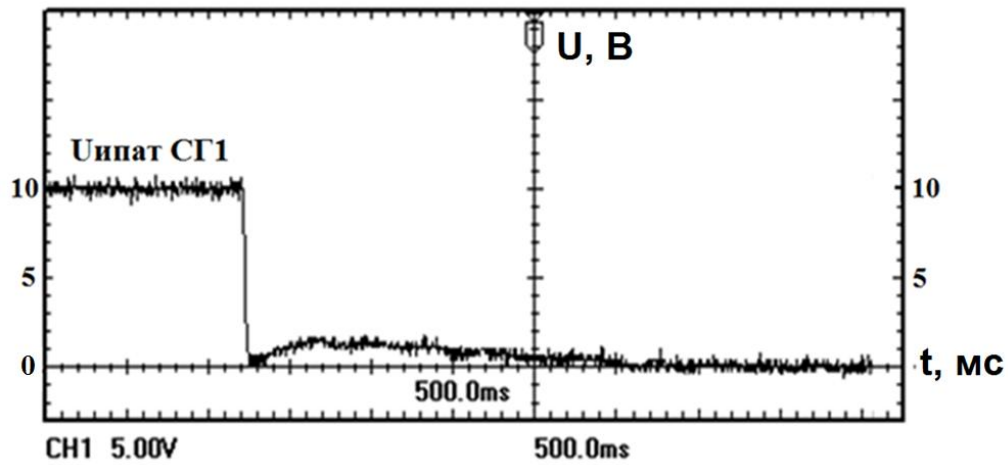


Рисунок 5.18 – График изменения выходного напряжения ИПАТ Г1 при снятии нагрузки с двух генераторов

Проделанные опыты по распределению активных нагрузок между генераторами Г1 и Г2 подтверждают работоспособность и достаточную точность трехфазного УРАН с ДИПТ.

5.7 Выводы по главе

1. Экспериментально подтверждена предложенная в главе 4 методика расчета ДИПТ. Параметры ДИПТ (число витков и индуктивность вторичной обмотки, выходное напряжение и ток вторичной обмотки и др.) соответствуют рассчитанным значениям.

2. Полученные экспериментальные осциллограммы и значения напряжений разработанных однофазного и трехфазного ИПАТ с ДИПТ при различной нагрузке генератора в целом совпадают с теоретическими результатами и моделированием. Максимальная приведенная погрешность выходного напряжения однофазного ИПАТ составляет около 5%, а трехфазного ИПАТ – 3%.

3. В экспериментальных осциллограммах выходного напряжения ИПАТ наблюдаются искажения формы этого напряжения по сравнению с теоретическими

результатами. Это связано с неидеальной формой тока, вырабатываемого синхронным генератором, что приводит к заметным искажениям напряжения ДИПТ. Поэтому сфера применения ДИПТ может быть ограничена формой измеряемого тока. Искажения формы тока синхронных генераторов, используемых в эксперименте, не оказали заметного влияния на работу УРАН с ДИПТ, что подтверждено результатами эксперимента. Тем не менее, при наличии значительного влияния указанных искажений на работу УРАН с ДИПТ рекомендуется использовать сглаживающие низкочастотные фильтры, подключенные к выходу ИПАТ, а также увеличивать нагрузку ИПАТ.

4. Результаты экспериментальных исследований по распределению активных нагрузок между параллельно работающими генераторами с помощью УРАН на основе разработанных ИПАТ с ДИПТ без использования интегрирующих фильтров подтверждают их работоспособность и достаточную точность. Ошибка распределения активных нагрузок не превысила 10%. При этом точность определения ошибки была ограничена точностью штатных измерительных приборов, установленных на пультах управления генераторными агрегатами. Вид графиков переходных процессов позволяет судить об их высоком качестве и достаточном запасе устойчивости в системе автоматического регулирования активной нагрузки СГ с ДИПТ.

Заключение

В ходе диссертационных исследований получены следующие основные результаты, имеющие научную новизну, научное и практическое значение и отличные от результатов, полученных другими авторами при использовании ТТ:

1. Разработаны электрические схемы однофазного и трехфазного измерительного преобразователя активного тока на основе ДИПТ без использования интегрирующих фильтров для УРАН судовых СГ. Предложенные ИПАТ с ДИПТ по сравнению с аналогичными ИПАТ, выполненными на основе ТТ, реализуют новую разновидность способа измерения активного тока источника и обеспечивают:

- снижение количества используемых элементов в схеме ИПАТ до двух раз;
- снижение массогабаритных характеристик элементов УРАН от двух до десяти и более раз, в зависимости от параметров тока и напряжения СЭЭС;
- снижение в десять и более раз погрешностей измерения, связанных с насыщением сердечника ТТ, которые могут привести к ухудшению в два и более раз точности работы ИПАТ и УРАН в целом.

Схема однофазного ИПАТ запатентована.

2. На основании проведенного анализа работы предложенных ИПАТ с ДИПТ при симметричной и несимметричной нагрузке СГ теоретически доказана способность ИПАТ с высокой точностью измерять активную составляющую тока нагрузки СГ, а также несимметричную нагрузку для трехфазного ИПАТ с ДИПТ. Максимально возможная теоретическая относительная погрешность таких ИПАТ может не превышать 0,1%.

3. Предложена конструкция и методика расчета ДИПТ на основе стандартного однофазного ленточного разрезного сердечника, которая значительно упрощает изготовление таких ДИПТ и позволяет использовать их в сетях с номинальным током менее 1 кА и напряжением до 1 кВ.

4. На основе разработанных схем ИПАТ с ДИПТ составлены компьютерные модели однофазного и трехфазного ИПАТ с ДИПТ, которые учитывают влияние внутренних сопротивлений обмоток ДИПТ и трансформатора напряжения. Ре-

зультаты моделирования подтверждают теоретические положения о работе указанных ИПАТ с ДИПТ.

5. Изготовлен макет УРАН с ДИПТ и проведены экспериментальные исследования разработанных однофазного и трехфазного ИПАТ с ДИПТ, а также УРАН с ДИПТ при параллельной работе СГ. Результаты экспериментов подтверждают работоспособность и высокую точность однофазного и трехфазного УРАН с ДИПТ. Ошибка распределения нагрузок не превысила 10%, что вполне удовлетворяет требованиям Морского Регистра судоходства.

Список условных сокращений

АРЧВ – автоматический регулятор частоты вращения

БИАТ – блок измерения активного тока

БРНГ – блок распределения активных нагрузок генераторов

ВП – вторичный преобразователь

ГА – генераторный агрегат

ДАТ – датчик активного тока

ДИПТ – дифференцирующий индукционный преобразователь тока

ДПТ – двигатель постоянного тока

ИП Холла – измерительный преобразователь тока на основе эффекта Холла

ИПАМ – измерительный преобразователь активной мощности

ИПАТ – измерительный преобразователь активного тока

ИПТ – измерительный преобразователь тока

ККН – кассета контроля неисправности

КФАТ – кассета формирования активного тока

ОИПТ – оптический измерительный преобразователь тока

ПП – первичный преобразователь

РЧМ – регулятор частоты и активной мощности

СГ – синхронный генератор

СЭЭС – судовые электроэнергетические системы

ТТ – трансформатор тока

УРАМ – устройство распределения активной мощности

УРАН – устройство распределения активных нагрузок

УРМ – устройство распределения мощности

УРРН – устройство распределения реактивных нагрузок

ЧЭ – чувствительный элемент

ШИМ – широтно-импульсный модулятор

ЭЭС – электроэнергетическая система

Список литературы

1. Правила классификации и постройки морских судов: в 5 т. Т. 2. / Российский Морской Регистр судоходства. – СПб.: 2014.
2. Константинов, В.Н. Системы и устройства автоматизации судовых электроэнергетических установок / В.Н. Константинов. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Судостроение, 1988. – 312 с.
3. Казанский, В.Е. Измерительные преобразователи тока в релейной защите / В.Е. Казанский. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 240 с.
4. Кожович, Л.А. Современная релейная защита с датчиками тока на базе катушки Роговского / Л.А. Кожович, М.Т. Бишоп: Cooper Power Systems, США // Современные направления развития систем релейной защиты и автоматики энергосистем: Сб. докладов Международной науч.-техн. конф. – 2009. – 7-10 сентября. – М.: Научно-инженерное информационное агентство. – С. 39-48.
5. Кувшинов, Г.Е. Современные направления развития измерительных преобразователей тока для релейной защиты и автоматики: монография / Г.Е. Кувшинов, Д.Б. Соловьев; Российская таможенная академия, Владивостокский филиал. – Владивосток: РИО Владивостокского филиала Российской таможенной академии, 2012. – 315 с.
6. Ward, D.A. Using Rogowski coils for transient current measurements / D.A. Ward, J. La T. Exon // IEE Science and Engineering Journal. – June 1993. – Vol 2. – No 3.
7. Белов, А.Г. Синтез измерительных преобразователей переменного тока для силовых преобразовательных устройств: дис. канд. техн. наук: 05.09.03 / Белов Аристарх Георгиевич. – М.: ВНИИЦ, № 0015141. 2000.
8. Белов, А.Г. Методы повышения точности измерения переменных токов посредством дифференцирующих измерительных преобразователей / А.Г. Белов, Г.Е. Кувшинов // Состояние и проблемы измерений: материалы 8-ой Всероссийской науч.-техн. конф. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. – С. 128–129.

9. Овчаренко, Н.И. Автоматика электрических станций и электроэнергетических систем: учебник для вузов / Н.И. Овчаренко. – М: изд-во НЦ ЭНАС, 2003. – 504 с.: ил.
10. Овчаренко, Н.И. Автоматика энергосистем: учебник для вузов. – 3-е изд., исправленное / Н.И. Овчаренко; под ред. чл.-корр. РАН, докт. техн. наук, проф. А.Ф. Дьяконова. – М.: Издательский дом МЭИ, 2009. – 476 с.: ил.
11. Овчаренко, Н.И. Элементы автоматических устройств энергосистем: учебник для вузов. – В 2-х кн. Кн. 2. – 3-е изд., перераб. и доп. / Н.И. Овчаренко. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 272 с.: ил.
12. Сергиенко, Л.И. Электроэнергетические системы морских судов: учебник для мореход. училищ / Л.И. Сергиенко, В.В. Миронов. – М.: Транспорт, 1991. – 264 с.
13. Китаенко, Г.И. Справочник судового электротехника. – В 3-х т. Т. 1. – 2-е изд., перераб. и доп. / Г.И. Китаенко. – Л.: Судостроение, 1980. – 528 с.
14. Дудченко, Л.Н. Управление частотой и активной мощностью в энергообъединении: учебное пособие / Л.Н. Дудченко. – Благовещенск: Амурский гос. ун-т., 1999. – 116 с.
15. Patel, Mukund R. Shipboard electrical power systems / Mukund R. Patel. – USA. – NY: CRC Press, 2012. – 340 p.
16. Bevrani, Hassan. Intelligent automatic generation control / Hassan Bevrani, Takashi Hiyama. – USA. – NY: CRC Press, 2011. – 290 p.
17. Ion Boldea. Synchronous generators / Boldea Ion. – USA. – NY: CRC Press, 2006.
18. Islam, Mohammed M. Handbook to IEEE Standard 45tm: a guide to electrical installations on shipboard / Mohammed M. Islam. – USA. – NY: IEEE Press, 2004.
19. Hamdy Ahmed Ashour. Load sharing realization of parallel operated synchronous generators within ship micro-grid using microcontrollers / Hamdy Ahmed Ashour, Magdy Mostafa El-attar // The international maritime transport & logistics conference. – 2013. – 17-19 March.

20. Богодайко, И.А. Дифференциальная защита шин с использованием катушек Роговского / И.А. Богодайко, А.С. Зинкеева, Г.Е. Кувшинов, Ю.В. Мясоедов // Энергетика: управление, качество и эффективность использования энергоресурсов: сб. трудов шестой Всероссийской научно-технической конференции с международным участием. – Т. 1. Электроэнергетика. – Благовещенск: АмГУ, 2011. – С. 426-431.

21. Богодайко, И.А. Стенд для экспериментального исследования выполненных на основе катушек Роговского устройств релейной защиты и автоматики электроэнергетических систем // Сб. трудов пятой Всероссийской конференции с международным участием «Энергетика: Управление, качество и эффективность использования энергоресурсов». Том II. – Благовещенск: АмГУ, 2011. – С. 159–162.

22. Патент РФ № 2396661. Измерительное устройство дифференциальной токовой защиты шин // Кувшинов Г.Е., Мясоедов Ю.В., Нагорных (Зинкеева) А.С., Богодайко И.А. – Бюл. 2010. № 22.

23. Белов, А.Г. Аналоговые интегрирующие фильтры для дифференцирующих индукционных преобразователей тока / А.Г. Белов, И.А. Богодайко, В.А. Герасимов // Энергетика: управление, качество и эффективность использования энергоресурсов: сб. трудов пятой Всероссийской научно-технической конференции с международным участием. – Благовещенск, 2008. – С. 355–357.

24. Мазалёва, Н.Н. Усовершенствование устройств распределения реактивных нагрузок судовых синхронных генераторов: дис. канд. техн. наук: 05.09.03 / Наталья Николаевна Мазалева. – Владивосток: ДВГТУ, 2006. – 275 с.

25. Kojovic, L.A. Practical Aspects of Rogowski Coil Applications to Relaying / Ljubomir A. Kojovic, Robert Beresh, Martin T. Bishop, etc. // IEEE PSRC Special Report. – USA. – 2010. – 72 p.

26. Shepard, D.E. An overview of Rogowski coil current sensing technology/ D.E. Shepard, D.W. Yuach. – Grove City, Ohio: LEM DynAmp Inc, 1999. – 13 p.

27. Осокин, Б.В. Электрооборудование судов / Б.В. Осокин, О.П. Хайдуков. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Транспорт, 1982. – 352 с.

28. Казанский, В.Е. Трансформаторы тока в устройствах релейной защиты и автоматики / В.Е. Казанский. – М.: Энергия, 1978. – 264 с.

29. Электрический блок РЧМ-50Г. Техническое описание. Пд2.578.000 ТО. – 1977. – 35 с.

30. Овчаренко, Н.И. Микропроцессорная автоматика синхронных генераторов и компенсаторов / Н.И. Овчаренко. // Библиотечка электротехника, приложение к журналу «Энергетик». – Вып. 10. – М: НТФ «Энергопрогресс», 2004. – 96 с.

31. Овчаренко, Н.И. Аналоговые и цифровые элементы автоматических устройств энергосистем / Н.И. Овчаренко. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 320 с.

32. Load sharing module: installation and operation manual [Электронный ресурс]: manual 26011 (revision C): Woodward. – USA. – 2002. – 30 p. Режим доступа: <http://www.woodward.com/LSM.aspx>

33. EGCP-2: installation manual [Электронный ресурс]: manual 26076 (revision F): Woodward. – USA. – 2008. – 136 p. Режим доступа: <http://www.woodward.com/egcp2.aspx?terms=EGCP-2>

34. Load sharing unit LSU-113DG [Электронный ресурс]: data sheet: DEIF. – Denmark. – 7 p. Режим доступа:

http://www.deif.com/Ecom/Power_-_Control_Technology/Synchronisation_-_Load_Sharing/LSU_113DG.aspx

35. Система управления и защиты электростанции PPM-3 [Электронный ресурс]: общее описание / Data sheet: DEIF. – Denmark. – 5 p. Режим доступа:

http://www.deif.com/Ecom/Marine_-_Offshore_Technology/Marine_-_Offshore_Control_Technology/Products/Power_Management/PPM_3.aspx

36. Load sharing module LSM100 [Электронный ресурс]: data sheet: Huegli Tech. – USA.– 1997. – 5 p. Режим доступа:

<http://www.huegli-tech.com/en/products/governing-systems/synchroniser-load-sharer.html>

37. Load sharing module LSM672: data sheet: Huegli Tech. – USA. – 1997. – 7 p.

38. Load sharing module LSM201: data sheet: Huegli Tech. – USA. –1999. – 11 р.
39. Selectable AC-transducer TAS-331DG [Электронный ресурс]: data sheet: DEIF. – Denmark. – 5 р. Режим доступа:
http://www.deif.com/Ecom/Marine_-_Offshore_Technology/Marine_-_Offshore_Control_Technology/Applications/Naval/Military/Corvettes/TAS_331DG.aspx
40. Афанасьев, В.В. Трансформаторы тока / В.В. Афанасьев, Н.М. Адоньев, В.М. Кибель и др. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, 1989. – 416 с.
41. Толщин, В.И. Автоматизация судовых энергетических установок: учебник / В.И. Толщин, В.А. Сизых. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: ТРАНСЛИТ, 2006. – 352 с.
42. Михайлов, В.А. Автоматизированные электроэнергетические системы судов / В.А. Михайлов. – Л.: Судостроение, 1977. – 512 с.
43. Гуртовцев, А.Л. Измерительные трансформаторы тока 0,4-10 кВ. Возможности улучшения характеристик [Электронный ресурс] / А.Л. Гуртовцев // Новости электротехники. – 2008. – № 1 (49). – Режим доступа:
<http://www.news.elteh.ru/arh/2008/49/14.php>
44. Мелешин, В.И. Транзисторная преобразовательная техника / В.И. Мелешин. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
45. Гуртовцев, А.Л. Измерительные трансформаторы тока на 0,4 кВ: испытания, выбор, применение [Электронный ресурс] / А.Л. Гуртовцев, В.В. Бордаев, В.И. Чижонков // Новости электротехники. – 2004. – № 2 (26). – Режим доступа:
<http://www.news.elteh.ru/arh/2004/26/12.php>
46. Measuring current transformers, type ASR/ASK [Электронный ресурс]: technical documentation: DEIF. – 2014. – Режим доступа:
http://www.deif.com/Ecom/Marine_-_Offshore_Technology/Switchboard_Equipment/Products/Current_Transformers/ASR_ASK.aspx
47. Split core current transformers, type KBU [Электронный ресурс]: technical documentation: DEIF. – 2014. – Режим доступа:
http://www.deif.com/Ecom/Marine_-_Offshore_Technology/Switchboard_

Equipment/Products/Current_Transformers/KBU.aspx

48. Protection current transformer, type SASR/SASK [Электронный ресурс]: technical documentation: DEIF. – 2014. – Режим доступа:

http://www.deif.com/Ecom/Marine_-_Offshore_Technology/Switchboard_Equipment/Products/Current_Transformers/SASR_SASK.aspx

49. Трансформаторы тока [Электронный ресурс]: каталог продукции: ООО «ТД «Автоматика»». – 2012. – Режим доступа:

<http://www.tdtransformator.ru/catalog/izmeritelnye/toka.htm>

50. Раскулов, Р.Ф. Погрешности трансформаторов тока. Влияние токов короткого замыкания [Электронный ресурс] / Р.Ф. Раскулов // Новости электротехники. – 2005. – № 2 (32). – Режим доступа:

<http://www.news.elteh.ru/arh/2005/32/14.php>

51. Джексон, Р.Г. Новейшие датчики / Р.Г. Джексон. – М.: Техносфера, 2007. – 384 с.

52. Маргелов, А. Датчики тока компании Honeywell / А. Маргелов // Новости электроники. – 2006. – № 8. – 18-22 с.

53. Чекмарев, А. Датчики тока и напряжения АBB – от печатной платы до преобразователей-гигантов / А. Чекмарев // Силовая электроника. – 2006. – № 3. – 56-57 с.

54. Датчики тока и напряжения для промышленности [Электронный ресурс]: промышленный каталог: LEM. – 2008. – 48 с. – Режим доступа:

http://www.efo-power.ru/BROSHURES_CATALOGS/LEM/Industry_Current_and_Voltage_Transducers_RUS.pdf

55. Current sensors. Voltage sensors: technical catalogue: ABB. – 2011. – 131 p.

56. Бонерт, К. Прорыв в области измерения сильных постоянных токов. Новый оптоволоконный датчик тока FOCS от АBB для электрохимических производств / Клаус Бонерт, Петер Гугенбах // АBB Ревю. – 2005. – № 1. – 6-10 с.

57. Лебедев, В.Д. Измерительные преобразователи тока для цифровых устройств релейной защиты и автоматики / В.Д. Лебедев, Г.А. Филатова, А.Е. Нестерихин // Современные направления развития систем релейной защиты и авто-

матики энергосистем: Сб. докладов Международной науч.-техн. конф. – 2013. – 3-7 июня. – Екатеринбург.

58. Абраменкова, И. Оптические датчики тока и напряжения / И. Абраменкова, И. Корнеев, Ю. Троцкий // Компоненты и технологии. – 2010. – № 8. – 60-63 с.

59. Rahmatian, F. Applications of high-voltage fiber optic current sensors / Farnoosh Rahmatian, James N. Blake // IEEE-PES. – 2006. – 6 p.

60. ABB FOCS – Fiber-Optic Current Sensors [Электронный ресурс]: data sheet: ABB. – 2002. – 2 p. – Режим доступа:

<http://www.abb.ru/product/seitp322/87658a38b941842dc1256f480034c11c.aspx?productLanguage=ru&country=RU>

61. Fiber optic current sensor [Электронный ресурс]: specifications: Airak. – 2006. – 2 p. – Режим доступа:

<http://airak.com/downloads.htm>

62. Technical datasheet for the DISCOS current sensor [Электронный ресурс]: Powersense. – Denmark. – 2011. – 4 p. – Режим доступа:

http://www.powersense.com/images/Download/Datasheets/DataSheet_Indoor_Current_Sensor_5111.pdf

63. Technical datasheet for the DISCOS outdoor current sensor - for mounting on mv transformer connections [Электронный ресурс]: Powersense. – Denmark. – 2011. – 4 p. – Режим доступа:

http://www.powersense.com/images/Download/Datasheets/DataSheet_Outdoor_Current_Sensor_-_Transformer_5111.pdf

64. Technical datasheet for the DISCOS outdoor combined sensor - for mounting on MV overhead lines [Электронный ресурс]: Powersense. – Denmark. – 2014. – 4 p. – Режим доступа:

http://www.powersense.com/images/Download/Datasheets/DataSheet_Outdoor_Combined_Sensor_1114.pdf

65. Flexible optical current transformers. COSI-NXCT F3 [Электронный ресурс]: technical documentation: ALSTOM. – 2010. – 4 p. – Режим доступа:

http://www.alstom.com/Global/US/Resources/Documents/IEEE%20TD%2012/DIT_FlexibleOptical%20Current%20Transformers.pdf

66. Silva R.M. Optical current sensors for high power system: a review / Ricardo M. Silva, Hugo Martins, Ivo Nascimento, etc. // Applied sciences. – 2012. – № 2. – 602-628 p.

67. Duncan, P.G. Fiber optic current and potential sensors for naval shipboard use [Электронный ресурс] / Paul Grems Duncan, Stephen Mastro. – 2005. – 8 p. – Режим доступа:

http://www.airak.com/downloads/Airak_Navy_Sensor_Overview.pdf

68. KECA 250 B1 indoor current sensor [Электронный ресурс]: catalogue: ABB. – 2011. – Режим доступа:

<http://www.abb.co.uk/product/db0003db004279/c125739900636470c1257196005f430a.aspx#!>

69. Power Electronic Measurements Ltd [Электронный ресурс]: PEM. – Режим доступа:

<http://www.pemuk.com/>

70. RT 2000 [Электронный ресурс]: data sheet: LEM. – 2014. – 3 p. – Режим доступа:

http://www.lem.com/docs/products/rt_2000.pdf

71. RCTi and RCTi-3ph Technical notes [Электронный ресурс]: PEM. – 2011. – 17 p. – Режим доступа:

<http://www.pemuk.com/Userfiles/RCTi/RCTi-Technical-notes.pdf>

72. Sidewinder AC current sensor [Электронный ресурс]: press release: Pulse electronics. – 2011. – 9 p. – Режим доступа:

<http://www.pulseelectronics.com/download/3775/g043/pdf>

73. Sidewinder - current sensor. PA320XNL Series [Электронный ресурс]: data sheet: Pulse electronics. – 2013. – 2 p. – Режим доступа:

<http://productfinder.pulseelectronics.com/product/PA3202NL>

74. Kojovic, L.A. PCB Rogowski coils – high precision low power sensors / L.A. Kojovic // CIGRE.– 2004. – Paris, France.

75. Guillod, T. Design of a PCB Rogowski Coil based on the PEEC Method / T. Guillod, D. Gerber, J. Biela, A. Musing // CIPS 2012.– March 2012. – Nuremberg, Germany. – 7 p.

76. Обыденнов, Е. Применение датчиков тока Pulse Electronics на основе катушки Роговского с семейством специализированных STPMxx интегральных микросхем в аппаратуре учета энергоресурсов / Е. Обыденнов // Вестник электроники. – Апрель 2012. – № 1 (33). – С. 32-36.

77. Патент РФ № 2240622. Устройство для испытания токовой защиты. // Кувшинов Г.Е., Морозов Б.А. – Бюл. 2004. – № 6.

78. Патент РФ № 2139500. Устройство для измерения переменной величины. // Белов А.Г., Кувшинов Г.Е. – Бюл. – 1999, – № 28.

79. Патент РФ № 2437064. А.С. Коршунов, Г.Е. Кувшинов, О.С. Михайленко. Устройство и способ измерения переменной величины. Зарегистрировано в гос. реестре изобретений 20.12.2011.

80. Патент РФ № 2239224. Устройство токовой стабилизации источника напряжения // Г.Е. Кувшинов, Н.Н. Мазалева. – Бюл. 2004. – № 30.

81. Патент РФ № 2428705. Измерительный преобразователь тока обратной последовательности // А.Н. Козлов, Г.Е. Кувшинов, А.М. Ханнанов. – Бюл. 2011. – № 25.

82. Патент РФ № 2359310. Устройство для равномерного распределения реактивной мощности // Г.Е. Кувшинов, Ю.М. Горбенко, Н.Н. Мазалева. – Бюл. 2009. – № 17.

83. Патент РФ № 2518846. Комлев А.В., Кувшинов Г.Е., Мазалева Н.Н., Соловьев Д.Б. Устройство для измерения активного тока. Зарегистрировано в гос. реестре изобретений 09.04.2014; опубл. 10.06.2014, Бюл. № 16.

84. Комлев, А.В. Однофазные измерительный преобразователь активного тока / М.А. Вертков, А.В. Комлев, Г.Е. Кувшинов // Материалы науч. конф. Вологодские чтения, Вып. 81. – Владивосток: ДВФУ, 2012. – С. 150-153.

85. Комлев, А.В. Исследование однофазного измерительного преобразователя активного тока, выполненного на основе трансреакторов / А.В. Комлев, Г.Е.

Кувшинов // Электро. Электротехника, электроэнергетика, электротехническая промышленность – 2013. – № 3. – С. 13-18. ISSN 1995-5685.

86. Забродин, Ю.С. Промышленная электроника: учебник для вузов / Ю.С. Забродин. – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.

87. Бессонов, Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи / Л.А. Бессонов. – 9-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1996. – 638 с.

88. Дьяконов, В.П. Maple 9,5/10 в математике, физике и образовании / В.П. Дьяконов. – М.: СОЛОН-Пресс, 2006. – 720 с.

89. Вольдек, А.И. Электрические машины / А.И. Вольдек. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.

90. Кувшинов, Г.Е. Регулирование напряжения рыбопромыслового светотехнического оборудования: учебное пособие / Г.Е. Кувшинов, Е.П. Матафонова. – Владивосток: Дальрыбвтуз, 2004. – 129 с.

91. Найвельт, Г.С. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: справочник / Г.С. Найвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусайнов и др. – М.: Радио и связь, 1985. – 576 с.

92. Комлев, А.В. Дифференцирующие измерительные преобразователи тока для релейной защиты и автоматики в сетях с напряжением до 1 кВ / А.В. Комлев, Д.Б. Соловьев // Электротехнические комплексы и системы управления. – 2011. – № 4. – С. 65-69. ISSN 1990-5246.

93. McLyman, C. Wm. T. Transformer and inductor design handbook / Colonel Wm. T. McLyman. – The 4th edition. – USA. – NY: CRC Press, 2011.

94. ГОСТ 6323-79. Провода с поливинилхлоридной изоляцией для электрических установок. Технические условия. – Введ. 1980-01-01. – М.: ИПК издательство стандартов, 1998. – Переиздание с изменениями. – 15 с.

95. Магнитопроводы ленточные из электротехнической стали [Электронный ресурс]: каталог продукции: изготовитель ООО «Завод-эллипс». – 2006. – 47 с. – Режим доступа:

<http://zavod-ellips.tiu.ru/>

96. Электротехнический справочник: в 3-х т. Т.2. Электротехнические изделия и устройства / Под общ. ред. профессоров МЭИ и др. – 7-е изд., испр. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 712 с.

97. Амелин, С.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9, 10 / С.А. Амелин, М.А. Амелина. – Электронное издание. – Смоленск: Смоленский филиал НИУ МЭИ, 2012. – 617 с.

98. Москатов, Е.А. Справочник по полупроводниковым приборам [Электронный ресурс] / Е.А. Москатов. – 2-е изд. – Таганрог: 2005. – 219 с. Режим доступа:

http://www.moskatov.narod.ru/Books/Reference_book_about_semiconductor_details_2.pdf

99. Шенк, Х. Теория инженерного эксперимента / Х. Шенк. – 2-е изд. – М.: Мир, 1972. – 381 с.

100. Володарский, Е.Т. Планирование и организация измерительного эксперимента: учебное пособие / Е.Т. Володарский, Б.Н. Малиновский, Ю.М. Туз. – К.: Вища шк. Головное изд-во, 1987. – 380 с.

101. Комлев, А.В. Выбор параметров и результаты экспериментального исследования измерительного преобразователя активного тока / И.А. Богодайко, М.А. Вертков, А.В. Комлев, Г.Е. Кувшинов // Материалы науч.-техн. конф. Энергетика: управление, качество и эффективность использования энергоресурсов. – Благовещенск: 2013.

102. Комлев, А.В. Экспериментальное исследование однофазного измерительного преобразователя активного тока с дифференцирующими индукционными преобразователями тока / А.В. Комлев // Сб. материалов Международного научного форума студентов, аспирантов и молодых ученых стран Азиатско-Тихоокеанского региона, Ч. 1. – Владивосток: ДВФУ, 2012. – С. 324-328.

Приложение А
(справочное)

Патент «Устройство для измерения активного тока»

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2518846

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ АКТИВНОГО ТОКА

Патентообладатель(ли): *Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Дальневосточный федеральный университет" (ДФУ) (RU)*

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № 2012133699

Приоритет изобретения 06 августа 2012 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 09 апреля 2014 г.

Срок действия патента истекает 06 августа 2032 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 518 846** ⁽¹³⁾ **C2**(51) МПК
G01R 19/00 (2006.01)ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21)(22) Заявка: 2012133699/28, 06.08.2012

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
06.08.2012

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 06.08.2012

(43) Дата публикации заявки: 20.02.2014 Бюл. № 5

(45) Опубликовано: 10.06.2014 Бюл. № 16

(56) Список документов, цитированных в отчете о
поиске: US 20120025807 A1, 02.02.2012. RU
2224262 C1, 20.02.2004. RU 88159 U1,
27.10.2009. US 7521919 B2, 21.04.2009. US
7583202 B2, 01.09.2009

Адрес для переписки:

690950, Приморский край, г. Владивосток, ГСП,
ул. Суханова, 8, ДВФУ, отдел интеллектуальной
собственности

(72) Автор(ы):

Комлев Антон Владимирович (RU),
Кувшинов Геннадий Евграфович (RU),
Мазалева Наталья Викторовна (RU),
Соловьёв Денис Борисович (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего
профессионального образования
"Дальневосточный федеральный
университет" (ДВФУ) (RU)

(54) УСТРОЙСТВО ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ АКТИВНОГО ТОКА

(57) Реферат:

Изобретение относится к области измерения электрических величин, в частности для измерения активной составляющей тока в трехфазных сетях. Технический результат заявленного изобретения выражается в снижении материалоемкости за счет замены двух трансформаторов тока, обладающих высокой массой и стоимостью, двумя дифференцирующими индукционными преобразователями тока и упрощении конструкции и, как следствие, снижении трудоемкости изготовления за счет того, что устройство имеет два, а не четыре выходных зажима, к которым подводится пропорциональная активному току источника напряжения разность напряжений первого и второго мостовых выпрямителей. При этом в устройстве для измерения активного тока трехфазного источника напряжения в качестве измерительных преобразователей переменного

тока применены первый и второй дифференцирующие индукционные преобразователи тока, катушки которых индуктивно связаны с одним и тем же токопроводом тока нагрузки, который подключен ко второму зажиму трехфазного источника напряжения, а также вторые выходные зажимы первого и второго мостовых выпрямителей объединены в один общий узел, к которому подключены вторые крайние зажимы первого и второго переменных резисторов. Начала катушек первого и второго дифференцирующих индукционных преобразователей тока подключены соответственно ко вторым входным зажимам первого и второго мостовых выпрямителей, а выводы подвижных контактов первого и второго переменных резисторов являются выходными зажимами устройства. 2ил.

RU 2 518 846 C 2

RU 2 518 846 C 2