

Ю. В. Румянцев
В. Ю. Румянцев
Ф. А. Романюк

**ФОРМИРОВАНИЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ
СОСТАВЛЯЮЩИХ ВХОДНЫХ ВЕЛИЧИН
В ЦИФРОВЫХ ОРГАНАХ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ**

Минск
БНТУ
2024

УДК 621.316.925

Румянцев, Ю. В. Формирование информационных составляющих входных величин в цифровых органах релейной защиты / Ю. В. Румянцев, В. Ю. Румянцев, Ф. А. Романюк. – Минск : БНТУ, 2024. – 175 с. – ISBN 978-985-31-0084-6.

В монографии рассмотрены вопросы комплексного подхода к определению информационных составляющих входных величин, контролируемых микропроцессорными устройствами защиты и автоматики. Все исследования выполнялись на математических моделях, реализованных в системе динамического моделирования Matlab-Simulink.

Монография рассчитана на научных сотрудников и инженерно-технический персонал энергосистем, будет полезна преподавателям, аспирантам, магистрантам и студентам вузов.

Табл. 5. Ил. 83. Библиогр. 80 назв.

Рекомендовано к изданию научно-техническим советом
Белорусского национального технического университета
(протокол № 7 от 26.06.2024)

Р е ц е н з е н т ы:

профессор кафедры систем управления УО «Белорусский
государственный университет информатики и радиоэлектроники»,
доктор технических наук, профессор *А. П. Кузнецов*;
профессор кафедры «Электрические системы»
Белорусского национального технического университета,
доктор технических наук, профессор *М. А. Короткевич*

ISBN 978-985-31-0084-6

© Румянцев Ю. В., Румянцев В. Ю.,
Романюк Ф. А., 2024

© Белорусский национальный
технический университет, 2024

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ	6
ВВЕДЕНИЕ	7
1. ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ПРОГРАММНЫХ КОМПЛЕКСОВ ДЛЯ ПРОВЕРКИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ УСТРОЙСТВ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ	10
1.1. Общие принципы реализации программных комплексов для функциональных испытаний микропроцессорных защит	10
1.2. Особенности расчета параметров блоков моделей электрооборудования из библиотеки SimPowerSystems.....	12
1.2.1. Расчет параметров основных библиотечных блоков для формирования модели обобщенного энергетического объекта.....	12
1.2.2. Методика расчета параметров блока модели трехфазного силового трансформатора.....	14
1.3. Блоки моделей отсутствующие в библиотеке SimPowerSystems и их реализация в Simulink	18
1.3.1. Блок модели трехфазной группы трансформаторов тока..	18
1.3.2. Модель стандартного цифрового измерительного органа.....	24
1.4. Использование искусственной нейронной сети для целей релейной защиты	29
1.4.1. Архитектура искусственной нейронной сети	30
1.4.2. Определение насыщения трансформатора тока на основе использования искусственной нейронной сети.....	33
2. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ФОРМИРОВАТЕЛИ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВХОДНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ОРГАНОВ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ ЗАЩИТ	43
2.1. Формирование ортогональных составляющих входных сигналов в цифровых измерительных органах микропроцессорных защит с коррекцией амплитудной динамической погрешности.....	43
2.1.1. Корректирующие коэффициенты для формирования эквивалентных ортогональных составляющих.....	44
2.1.2. Корректирующие коэффициенты для цифровых измерительных органов тока с повышенной динамикой установления выходного сигнала.	50

2.1.3. Формирование ортогональных составляющих в быстродействующих измерительных органах микропроцессорных защит, реагирующих на возрастание входных сигналов	54
2.1.4. Формирование ортогональных составляющих в быстродействующих измерительных органах микропроцессорных защит, реагирующих на возрастание и снижение входных сигналов	62
2.2. Формирование ортогональных составляющих сигналов с коррекцией фазовой динамической погрешности.....	76
2.2.1. Принципы выполнения формирователей ортогональных составляющих сигналов с коррекцией фазовой динамической погрешности.....	76
2.2.2. Формирование ортогональных составляющих с коррекцией динамической фазовой погрешности на основе обработки мгновенных значений сигналов	81
2.2.3. Формирование ортогональных составляющих с коррекцией фазовой динамической погрешности на основе обработки интегральных значений сигналов	87
2.3. Формирование ортогональных составляющих входных сигналов с комплексной коррекцией амплитудной и фазовой динамических погрешностей.....	91
3. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И РЕАЛИЗАЦИИ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦИФРОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ОРГАНОВ С ОДНИМ ВХОДНЫМ СИГНАЛОМ	99
3.1. Принципы выполнения цифровых измерительных органов с одним входным сигналом	99
3.1.1. Общие положения	99
3.1.2. Особенности построения цифровых измерительных органов тока и напряжения.....	100
3.1.3. Принципы реализации цифровых измерительных органов тока и напряжения.....	102
3.1.4. Оценка функционирования цифровых измерительных органов тока и напряжения в нормальном и аварийных режимах	105
3.2. Снижение влияния изменений частоты на функционирование цифровых измерительных органов	112
3.2.1. Алгоритм компенсации колебаний выходного сигнала ЦФ при отклонении частоты от номинальной.....	112

3.2.2. Быстродействующий метод определения амплитуды сигнала при колебаниях частоты	117
3.3. Цифровые измерительные органы тока обратной последовательности.....	119
3.3.1. Формирование ортогональных составляющих токов фаз в цифровых измерительных органах тока обратной последовательности.....	121
3.3.2. Анализ поведения цифрового измерительного органа тока обратной последовательности в нормальном и аварийных режимах	126
3.4. Цифровые измерительные органы тока нулевой последовательности.....	131
3.4.1. Анализ поведения цифрового измерительного органа тока нулевой последовательности в нормальном и аварийных режимах	133
3.4.2. Динамические свойства цифрового измерительного органа тока нулевой последовательности	135
4. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ОРГАНЫ С НЕСКОЛЬКИМИ ВХОДНЫМИ СИГНАЛАМИ НА ОСНОВЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ	139
4.1. Теоретические предпосылки, положенные в основу выполнения органа направления мощности и цифровая реализация его функционирования.....	139
4.1.1. Оценка качества функционирования цифрового органа направления мощности в нормальном и аварийных режимах.....	144
4.2. Принципы выполнения и алгоритм дистанционных измерений в цифровом измерительном органе сопротивления.....	153
4.2.1. Анализ теоретических положений и принципов выполнения цифровых измерительных органов сопротивления... ..	153
4.2.2 Оценка алгоритма цифрового вычисления полного сопротивления в нормальном и аварийных режимах	156
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	166
ЛИТЕРАТУРА	167

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ

АЦП – аналого-цифровой преобразователь.

БНТ – бросок намагничивающего тока.

ДПФ – дискретное преобразование Фурье.

КЗ – короткое замыкание.

МУРЗ – микропроцессорное устройство релейной защиты.

ОС – ортогональные составляющие.

ОЭО – обобщенный электроэнергетический объект.

ПК – программный комплекс.

ТТ – трансформатор тока.

ФНЧ – фильтр нижних частот.

ФСС – фильтры симметричных составляющих.

ЦФ – цифровой фильтр.

ЦИО – цифровой измерительный орган.

ЦИОТ – цифровой измерительный орган тока.

ЦИОС – цифровой измерительный орган сопротивления.

ЦИОТОП – цифровой измерительный орган тока обратной последовательности.

ЦИОТНП – цифровой измерительный орган тока нулевой последовательности.

ЦУФОС – цифровое устройство формирования ОС.

ЭС – электроэнергетическая система.

SPS – SimPowerSystems (библиотека электротехнических элементов системы динамического моделирования Matlab-Simulink).

ВВЕДЕНИЕ

Быстродействие микропроцессорных защит объектов электроэнергетических систем является одним из основных показателей их технического совершенства. Оно определяется главным образом быстротой срабатывания цифровых измерительных органов (ЦИО), на которую оказывают влияние два основных фактора.

Первый из них обусловлен возникновением электромагнитных переходных процессов при возмущениях (например, коротких замыканиях) в электроэнергетической системе, а также нелинейностью элементов конструкции измерительных трансформаторов, что приводит к существенному искажению контролируемых ЦИО защиты вторичных сигналов тока и напряжения, как по форме и частоте, так и по величинам их мгновенных значений.

Второй фактор вызван использованием в составе ЦИО стандартных цифровых фильтров (ЦФ) для выделения из сигналов вторичных токов и напряжений их основных гармоник.

В результате воздействия названных выше факторов может существенно возрасти время определения достоверных значений информационных составляющих входных величин (амплитудных и действующих значений сигналов основной и высших гармоник, их частот, фаз и фазовых сдвигов) контролируемых ЦИО, а также не исключается ложное срабатывание или отказы в работе последних.

Повлиять на существование первого фактора не представляется возможным, поэтому повышение быстродействия может быть достигнуто только совершенствованием ЦИО, за счет чего они станут способны минимизировать влияние первого фактора и повысить собственное быстродействие.

Стандартные ЦИО в микропроцессорных защитах электроустановок реализуются преимущественно с использованием ортогональных составляющих (ОС) входных контролируемых сигналов. Для формирования ОС в ЦИО микропроцессорных защит наиболее широко применяются ЦФ на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Их функционирование всегда является инерционным, а время установления выходного сигнала ограничено, как правило, длительностью одного периода основной частоты и не может быть уменьшено без снижения достоверности определения выходного сигнала. Вследствие этого, появляется изменяющаяся с течением

времени динамическая погрешность, состоящая из амплитудной и фазовой погрешностей. Указанную динамическую погрешность целесообразно, по возможности, компенсировать. Для этих целей предлагается определять информационные составляющие сигналов, контролируемых защитой, по специально сформированным ОС.

Цифровым фильтрам на основе ДПФ присуща еще одна погрешность, выражающаяся в наличии незатухающего колебательного процесса на его выходе при отклонении частоты контролируемого сигнала от номинальной, либо затухающего колебательного процесса, если в таком сигнале присутствует экспоненциально – затухающая аperiodическая составляющая.

Снижение влияния изменений частоты на определение ОС входных сигналов может быть достигнуто за счет использования формирователей с соответствующей адаптивностью. В основу их построения предлагается положить ДПФ или его модификации, дополненные алгоритмом компенсации колебаний амплитуд с последующим уточнением отсчетов мгновенных значений ОС.

Для повышения быстродействия функционирования ЦИО в случаях, когда форма контролируемого сигнала вторичного тока имеет характерную непериодическую искаженную форму, существенно отличающуюся от своей идеальной (например, при насыщении измерительного трансформатора тока), предлагается формировать ОС контролируемых сигналов в виде эквивалентных, являющихся функцией нелинейного усиливающего корректирующего коэффициента, действующего только в переходных режимах, и ОС, полученных с использованием ЦФ на основе ДПФ.

Учитывая вышеизложенное, **целью** настоящей монографии является рассмотрение основных принципов построения и реализации быстродействующих формирователей ОС входных сигналов. Использование последних позволяет с увеличенным быстродействием определять большинство контролируемых измерительными органами информационных составляющих входных величин, а также строить на основе указанных формирователей микропроцессорные защиты с повышенным техническим совершенством.

Материал монографии делится на четыре главы.

В первой главе рассмотрены вопросы построения компьютерных испытательных комплексов, с помощью которых проверяется правильность функционирования ЦИО микропроцессорных

устройств релейной защиты с использованием предлагаемых в настоящей работе новых технических решений. Инструментом исследования выбрана система динамического моделирования Matlab-Simulink.

Во второй главе рассмотрены принципы построения разработанных быстродействующих формирователей ОС входных контролируемых сигналов, которые предлагается использовать в ЦИО микропроцессорных защит.

В третьей главе рассмотрены принципы реализации быстродействующих ЦИО тока и напряжения, в которых контролируется один входной сигнал.

Четвертая глава посвящена разработке и исследованию функционирования органов направления мощности и органов сопротивления на основе быстродействующих формирователей ОС в различных аварийных режимах.

Монография будет полезной для научных сотрудников и инженеров, а также для студентов, магистрантов, аспирантов и преподавателей вузов электроэнергетических специальностей при разработке и освоении методов построения ЦИО для микропроцессорных защит.

1. ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ПРОГРАММНЫХ КОМПЛЕКСОВ ДЛЯ ПРОВЕРКИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ УСТРОЙСТВ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ

1.1. Общие принципы реализации программных комплексов для функциональных испытаний микропроцессорных защит

Наиболее рациональным и эффективным способом проверки микропроцессорных устройств релейной защиты (МУРЗ), контролирующих в процессе функционирования информационные составляющие входных сигналов такие как значения их амплитуды, фазы и иные параметры, является математическое моделирование. Для этой цели создаются математические модели: части электроэнергетической системы (ЭС), самого защищаемого электроэнергетического объекта, а также конкретного МУРЗ [1].

Указанные математические модели объединяются в программные комплексы (ПК), в которых имитируется подача к модели защиты токов и напряжений, близких по величине и форме к входным сигналам защиты в условиях реальной эксплуатации защищаемого электроэнергетического объекта.

Основным требованием, предъявляемым к ПК, является достоверность результатов моделирования режимов функционирования ЭС, которая достигается, в первую очередь, правильным выбором структуры и полнотой математического описания всех элементов, входящих в ЭС.

Поскольку создать полную модель всей ЭС не представляется возможным, то из ЭС выделяется фрагмент в виде, так называемого обобщенного электроэнергетического объекта (ОЭО). ОЭО – это часть ЭС, узел нагрузки, подстанция и т. д., в состав которого входит конкретный защищаемый элемент – силовой трансформатор, отходящая линия, крупный электродвигатель и т. п. Структура ОЭО и учитываемые параметры его элементов определяют достоверность результатов моделирования.

Структура математической модели ОЭО может быть жесткой или гибкой.

Жесткая структура характеризуется неизменным набором элементов с возможностью изменения их параметров. Она реализуется

на основе детального математического описания электрических и магнитных контуров моделируемых элементов путем решения дифференциальных и алгебраических уравнений.

На кафедре «Электрические станции» БНТУ на протяжении более 50 лет ведутся работы по математическому моделированию электроэнергетических объектов и разработке компьютерных программ для исследования поведения устройств релейных защит методом вычислительного эксперимента [2; 3]. За это время разработано большое количество ПК с жесткой структурой и создана научная школа в области информационного и математического обеспечения микропроцессорных устройств релейной защиты и автоматизации электроэнергетических систем.

Многолетний опыт использования данных ПК с жесткой структурой для проведения научных исследований, а также сравнение результатов моделирования с натурными испытаниями, при которых расхождение результатов не превышало 11 % [4; 5], позволяет утверждать, что результаты математического моделирования с высокой степенью точности и достоверности воспроизводят процессы в реальных энергетических объектах. Поэтому, ПК с жесткой структурой позволяют получать эталонные результаты моделирования, с которыми можно сравнивать результаты моделирования аналогичных ОЭО в составе других ПК, реализованных, например, в Matlab-Simulink.

Для гибкой структуры ОЭО набор элементов неограничен. Она реализуется в системе динамического моделирования (СДМ) типа Matlab-Simulink, в состав которой входит библиотека элементов SimPowerSystems (SPS), ориентированная на имитационное моделирование электрооборудования. В более поздних версиях СДМ Matlab-Simulink данная библиотека называется Simscape Electrical.

В СДМ Matlab-Simulink, в отличие от ПК с жесткой структурой, принципиально изменен подход к математическому обеспечению и управлению ходом вычислительного процесса моделирования. Модель ОЭО представляется в виде структурной схемы и не требует ее математического описания из-за наличия в библиотеке элементов SPS готовых блоков моделей электрооборудования [6].

Все блоки моделей, входящие в библиотеку элементов, проверены в лабораториях канадского производителя электроэнергии – компании Hydro-Québec, где подтверждена правильность их реали-

зации и математического описания [7]. Однако, в стандартных библиотеках SPS присутствуют не все необходимые блоки моделей электрооборудования. Например, отсутствует модель трансформатора тока (ТТ), блок модели микропроцессорной токовой защиты и, как следствие, блок модели ЦИОТ (ЦИОТ), а для модели силового трансформатора и некоторых других блоков моделей не приведены методики расчета их параметров. При этом, именно моделированию ТТ, как элементов, сигналы которых непосредственно воздействуют на входные цепи релейной защиты, следует уделять особое внимание.

Таким образом, результаты, получаемые от ПК, реализованных в СДМ Matlab-Simulink с использованием блоков SPS (далее – Matlab-Simulink-SPS), необходимо сравнить с эталонными результатами моделирования, а также с результатами натуральных испытаний. При этом, если достигается высокое совпадение результатов от разных источников, то это свидетельствует о том, что модели, разработанные в Matlab-Simulink-SPS адекватно функционируют, и могут быть использованы для построения других аналогичных систем, структура которых отличается от эталонной.

1.2. Особенности расчета параметров блоков моделей электрооборудования из библиотеки SimPowerSystems

1.2.1. Расчет параметров основных библиотечных блоков для формирования модели обобщенного энергетического объекта

Математические модели большинства электроэнергетического оборудования представляются стандартными блоками моделей библиотеки элементов SPS [8]. Задание таких параметров этих блоков, как: напряжение, частота, активная и реактивная мощности и т. п., обычно не вызывает затруднений. Однако, практически в каждом библиотечном блоке модели присутствует несколько основных параметров, для получения значения которых требуется произвести дополнительные расчеты. Ниже приведены основные блоки моделей, из которых формируется модель ОЭО с указанием особенностей расчета и задания их параметров [9].

Питающая система представляется стандартным блоком модели трехфазного источника напряжения «*Three-Phase Source*». К основным параметрам, требующим дополнительного расчета их

значений, относятся: собственное сопротивление источника R_s , Ом, и собственная индуктивность источника L_s , Гн. Значение индуктивности питающей системы L_s может быть определено по заданному току короткого замыкания $I_{к(3)}$ на шинах ОЭО напряжением $U_{ном}$, на котором производятся испытания.

$$L_s = \frac{U_{ном}}{\sqrt{3}I_{к(3)}\omega}, \quad (1.1)$$

где ω – номинальная угловая частота.

Значение активного сопротивления R_s может быть определено исходя из значения постоянной времени экспоненциально-затухающей апериодической составляющей тока повреждения (например, при времени $\tau = 0,05$ с сопротивление $R_s \cong 20 L_s$).

Силовой трансформатор представляется стандартным блоком модели трехфазного двухобмоточного трансформатора «*Three-phase Transformer (Two Windings)*». Методика расчета подробно рассмотрена в п. 1.2.2.

Линия электропередачи представляется стандартным блоком модели трехфазной последовательной *RLC*-цепи «*Three-Phase Series RLC Branch*».

Защищаемая линия характеризуется длиной $L_{л}$, удельными активным $r_{уд}$ и реактивным $x_{уд}$ сопротивлениями:

$$R_{л} = r_{уд}L_{л}, \quad (1.2)$$

$$L_{л} = x_{уд}L_{л}/\omega. \quad (1.3)$$

Нагрузка представляется стандартным блоком модели трехфазной последовательной *RLC*-нагрузки «*Three-Phase Series RLC Load*».

Выключатель представляется стандартным блоком модели силового трехфазного выключателя переменного тока «*Three-Phase Breaker*». Управление им может осуществлять по внешним сигналам (1/0 – включить/отключить).

Повреждение (КЗ) представляется стандартным блоком модели трехфазного короткозамыкателя «*Three-Phase Fault*». Моделирует

трехфазное устройство, замыкающее фазы между собой, а также на землю.

Разработка *блока модели трехфазной группы ТТ*, отсутствующих в библиотеке SPS, подробно рассматривается в п. 1.3.1.

1.2.2. Методика расчета параметров блока модели трехфазного силового трансформатора

В библиотеке элементов SPS имеется несколько блоков моделей силовых трансформаторов – с учетом и без учета нелинейных свойств его магнитопровода, однофазных и трехфазных, двух и трехобмоточных. Особый интерес представляет модель трехфазного двухобмоточного трансформатора с учетом нелинейных свойств его магнитопровода, которая является важнейшим элементом как для моделирования ОЭО, так и для проверки правильности функционирования проектируемых ЦИО [10].

Блок модели трехфазного двухобмоточного трансформатора «*Three-phase Transformer (Two Windings)*» построен на основе моделей трех однофазных трансформаторов. Методика расчета значений параметров блока модели трехфазного двухобмоточного трансформатора с учетом нелинейных свойств его магнитопровода в доступных русско- и англоязычных источниках отсутствует.

Основы расчета классической схемы замещения трехфазного силового трансформатора, а также особенности расчета значений параметров стандартного блока модели однофазного силового трансформатора без учета нелинейных свойств его магнитопровода изложены в [11; 12].

Рассматриваемый блок модели трансформатора из библиотеки SPS приведен на рис. 1.1 [7].

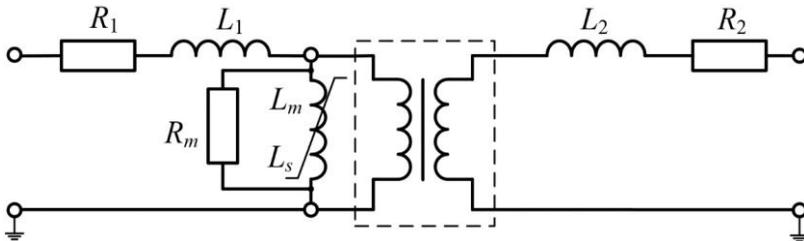


Рис. 1.1. Блок модели силового двухобмоточного трансформатора

Подлежат расчету в о. е. следующие параметры схемы замещения блока модели «*Three-phase Transformer (Two Windings)*»: активное сопротивление первичной и вторичной обмотки трансформатора $R_{1(o. e.)}$, $R_{2(o. e.)}$; индуктивность первичной и вторичной обмотки трансформатора $L_{1(o. e.)}$, $L_{2(o. e.)}$; активное сопротивление и индуктивность ветви намагничивания $R_{m(o. e.)}$, $L_{m(o. e.)}$. Индуктивность L_m учитывает действие основного магнитного потока, а активное сопротивление R_m эквивалентно потерям в стали магнитопровода.

В табл. 1.1 приведены каталожные данные трехфазного двухобмоточного силового трансформатора типа ТДН-16000/110 со схемой соединения обмоток Y_0/Δ -11. Для этого трансформатора в табл. 1.2 приведены формулы и результаты расчета параметров схемы замещения блока модели трехфазного двухобмоточного трансформатора «*Three-phase Transformer (Two Windings)*», в котором используются только каталожные данные силового трансформатора [10]: $S_{ном}$ – номинальная мощность силового трансформатора, ВА; P_k – мощность потерь короткого замыкания, Вт; U_k – напряжение короткого замыкания, %; P_0 – мощность потерь холостого хода, Вт; I_0 – ток холостого хода, %.

В модели также необходимо задать значения номинальных напряжений обмоток высшего (ВН) и низшего (НН) напряжений силового трансформатора $U_{1ном}$ и $U_{2ном}$, V соответственно и номинальную частоту $f_{ном}$, Гц.

Следует отметить, что в о. е. индуктивность и индуктивное сопротивление имеют одинаковое значение.

Таблица 1.1. Каталожные данные трансформатора типа ТДН-16000/110

Параметр	Значение	Параметр	Значение
$S_{ном}$, МВА	16	$U_{1ном}$, кВ	115
U_k , %	10,5	$U_{2ном}$, кВ	10,5
P_k , кВт	85	I_0 , %	0,7
P_0 , кВт	19	$f_{ном}$, Гц	50

Таблица 1.2. Формулы расчета параметров схемы замещения

Параметр	Значение, о. е.
$R_1 = R_2$	$R_{1(oe)} = R_{2(oe)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{P_k}{S_{ном}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{85 \cdot 10^3}{16 \cdot 10^6} = 0,0027$
$L_1 = L_2$	$L_{1(oe)} = L_{2(oe)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_k}{100} = \frac{1}{2} \cdot \frac{10,5}{100} = 0,0525$
R_m	$R_{m(oe)} = \frac{S_{ном}}{P_0} = \frac{16 \cdot 10^6}{19 \cdot 10^3} = 842,1$
L_m	$L_{m(oe)} \approx \frac{100}{I_0} = \frac{100}{0,7} = 142,9$

Нелинейные свойства магнитопровода блока модели трансформатора «*Three-phase Transformer (Two Windings)*» описываются амплитудной характеристикой – зависимостью потокосцепления Ψ от тока намагничивания I_{μ} . для чего необходимо располагать геометрическими параметрами трансформатора, которые зачастую отсутствуют в каталожных данных.

Постановка ненагруженного трансформатора под напряжение вызывает насыщение стали его магнитопровода, что в свою очередь приводит к возникновению значительных бросков намагничивающих токов (БНТ). Значение амплитуды данного тока зависит от нескольких факторов: фазы включения, остаточной намагниченности, значения потокосцепления в точке излома характеристики намагничивания («*knee-point*») и наклона характеристики намагничивания в области глубокого насыщения – L_s , который в основном зависит от значения индуктивности «*air-core inductance*» – L_{ac} . Значение L_s связано с L_{ac} следующей зависимостью [7]:

$$L_s = L_{ac} - L_1, \quad (1.4)$$

где L_1 – индуктивность первичной обмотки.

Анализ источников [13–16] показал, что однозначность в оценке параметров характеристики намагничивания отсутствует, однако можно указать диапазоны изменений этих параметров. Так, вне зависимости от мощности трансформатора, индуктивность L_{ac} рекомен-

дуются принимать равной удвоенному значению напряжения (индуктивности) короткого замыкания (о. е.), а точка излома характеристики намагничивания («knee-point») лежит в пределах 1,1–1,2 о. е.

В рассматриваемом случае амплитудная характеристика представляется двумя прямыми, каждая из которых характеризуется своим значением индуктивности в о. е. (рис. 1.2). Первая прямая соответствует функционированию трансформатора в номинальном режиме (наклон данной прямой определяется значением L_m), вторая – работе трансформатора с вошедшим в режим глубокого насыщения магнитопроводом (наклон данной прямой определяется значением L_s). Точка излома характеристики намагничивания («knee-point») – начало насыщения (на рис. 1.2 данная точка обозначена как «Point2»).

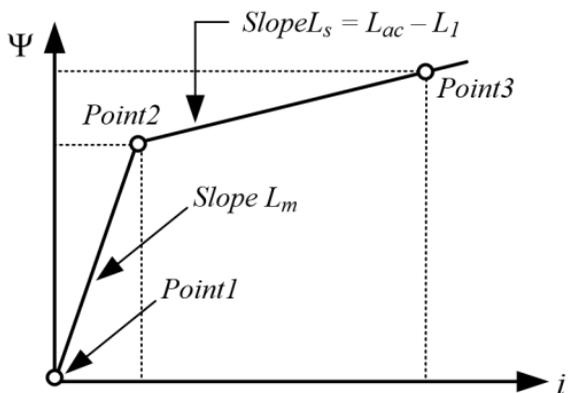


Рис. 1.2. Представление характеристики намагничивания магнитопровода трансформатора

Координаты характерных точек кривой намагничивания применительно к рассматриваемому трансформатору ТДН-16000/110 при условии отсутствия остаточной намагниченности магнитопровода приведены в табл. 1.3 [10].

Проверка рассчитанных параметров блока модели силового трансформатора (табл. 1.2, 1.3) проводилась путем сравнения результатов моделирования режима БНТ, возникающего вследствие насыщения стали магнитопровода ненагруженного силового транс-

форматора, при его постановке на холостой ход со стороны высшего напряжения.

Таблица 1.3. Формулы расчета координат точек кривой намагничивания

Ψ , о. е.	Характерная точка
Point 1	$\Psi_{point1} = 0$
Point 2	$\Psi_{point2} = 1,15$
Point 3	$\Psi_{point3} = \Psi_{point2} + \frac{1,5U_k}{100} = 1,15 + \frac{1,5 \cdot 10,5}{100} = 1,308$
I_m , о. е.	Характерная точка
Point 1	$i_{point1} = 0$
Point 2	$i_{point2} = \frac{\Psi_{point2} I_0}{100} = \frac{1,15 \cdot 0,7}{100} = 0,008$
Point 3	$i_{point3} = 1$

Результаты были получены в ПК, реализованном в Matlab-Simulink-SPS с использованием блока модели «*Three-phase Transformer (Two Windings)*», и ПК с жесткой структурой с эталонными результатами. Значения параметров элементов обеих моделей задавались идентичными. Полученное высокое совпадение (93 %) результатов моделирования в различных ПК позволяет сделать вывод о возможности использования приведенных выше выражений для расчета параметров блока модели «*Three-phase Transformer (Two Windings)*».

Указанный блок модели силового трансформатора, параметры которого рассчитаны в соответствии с вышеприведенной методикой также был использован в комплексной модели для исследования микропроцессорной дифференциальной защиты двухобмоточного силового трансформатора, реализованной в Matlab-Simulink-SPS [17].

1.3. Блоки моделей отсутствующие в библиотеке SimPowerSystems и их реализация в Simulink

1.3.1. Блок модели трехфазной группы трансформаторов тока

Основной проблемой при моделировании ТТ является отсутствие в общедоступных источниках геометрических параметров его

магнитной системы: сечения магнитопровода и средней длины магнитной силовой линии.

Практически всегда известны следующие характеристики ТТ: класс точности, номинальная предельная кратность, номинальная вторичная нагрузка и коэффициент трансформации. Еще две важные характеристики – активное сопротивление вторичной обмотки и вольт-амперная характеристика (ВАХ) зачастую являются неизвестными.

Характеристика намагничивания электротехнической стали не зависит от геометрических и номинальных параметров ТТ и отражает только свойство материала, в то время как ВАХ ТТ напрямую зависит от данных параметров. Характеристики намагничивания электротехнических сталей, применяемых для производства магнитопроводов различных типов ТТ, в общем случае подобны. Исходя из этого появляется возможность создания упрощенной модели трехфазной группы ТТ с исходными параметрами модели, определяемыми только по паспортным данным ТТ, входящих в моделируемую группу трансформаторов [18].

Для получения упрощенной модели ТТ можно принять, что все магнитопроводы ТТ изготовлены из стали одной марки и имеют одинаковую характеристику намагничивания. В качестве такой характеристики примем типовую среднюю кривую (рис. 1.3), приведенную в [19], под которой далее и будем понимать характеристику намагничивания.

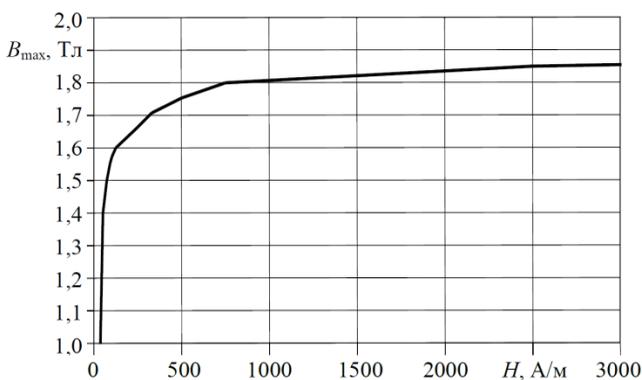


Рис. 1.3. Типовая характеристика намагничивания

В основу математической модели трехфазной группы ТТ положена математическая модель одиночного ТТ [2]. Математическая модель трехфазной группы ТТ с соединением вторичных обмоток и нагрузок в «звезду с нулевым проводом» содержит уравнения трех однофазных ТТ и строится в соответствии с рис. 1.4.

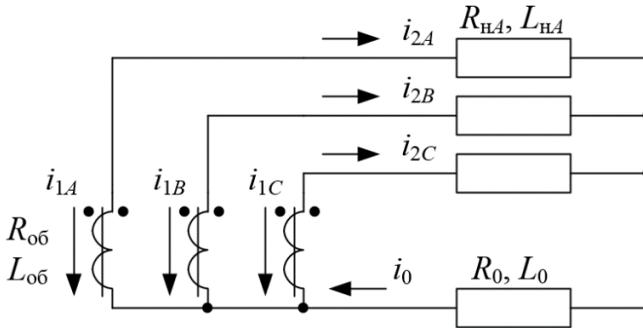


Рис. 1.4. Схема соединения вторичных обмоток и нагрузок ТТ в «звезду с нулевым проводом»

Реализация математической модели трехфазной группы ТТ в Matlab-Simulink при известных геометрических параметрах магнитной системы ТТ приведена в [20] и описывается с учетом принятых выше допущений системой уравнений (1.5):

$$\begin{cases} \frac{dB_j}{dt} = \frac{1}{w_2 s_c} \left[(R_{0б} + R_{нj}) i_{2j} + R_0 i_0 \right]; \\ i_{2j} = \frac{w_1}{w_2} i_{1j} - \frac{l_c}{w_2} H_j; \\ B_{mj} = f(H_j); \quad j = A, B, C \\ i_0 = i_{2A} + i_{2B} + i_{2C}, \end{cases} \quad (1.5)$$

где $R_{0б}$ – активное сопротивление вторичной обмотки; R_n – активное сопротивление нагрузки; s_c – сечение стали магнитопровода; R_0 – активное сопротивление нулевого провода; l_c – средняя длина силовой линии магнитного поля; w_1, w_2 – число витков первичной и вторичной обмотки соответственно; $B_m = f(H)$ – средняя характеристика намагничивания электротехнической стали (зависимость амплитуды магнитной индукции B_m от действующего значения напряженно-

сти магнитного поля H при номинальной частоте $f = 50$ Гц); i_1, i_2 – мгновенные значения первичного и вторичного тока ТТ соответственно; i_0 – мгновенное значение тока, протекающего в нулевом проводе ТТ.

Система уравнений (1.5) содержит следующие неизвестные константы: $w_1, w_2, s_c, l_c, R_{об}$, причем число витков w_1 первичной обмотки ТТ обычно составляет 1 или 2. После выражения неизвестных констант через паспортные данные ТТ и принятую характеристику намагничивания система уравнений, описывающая упрощенную модель трехфазной группы ТТ (с $I_{2ном} = 5$ А и обмоткой класса 10Р) в общем случае примет следующий вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dB_j}{dt} = \frac{83,34 \left[(0,0004 I_{1ном} + R_{Hj}) i_{2j} + R_0 i_0 \right]}{K_{ном} (0,0004 I_{1ном} + R_{номj})}, \\ i_{2j} = \frac{5 i_{1j}}{I_{1ном}} - 2,25 \cdot 10^{-4} \cdot K_{ном} H_j; \\ B_{mj} = f(H_j); \quad j = A, B, C \\ i_0 = i_{2A} + i_{2B} + i_{2C}, \end{array} \right. \quad (1.6)$$

где $I_{1ном}, I_{2ном}$ – номинальные первичный и вторичный токи ТТ соответственно; $K_{ном}$ – номинальная предельная кратность ТТ; $R_{ном}$ – номинальное активное сопротивление нагрузки ТТ.

На основе (1.6) в Matlab-Simulink была реализована упрощенная модель трехфазной группы ТТ с соединением вторичных обмоток и нагрузок по схеме «звезда с нулевым проводом».

Для проверки достоверности предлагаемой упрощенной модели ТТ было проведено сравнение с моделью ТТ, учитывающей геометрические параметры магнитной системы. Такой ТТ входит в комплексную математическую модель линии (программный комплекс с жесткой структурой UKZLINE) [2; 21], которая содержит: математическое описание питающей системы, силового трансформатора, линии электропередачи, измерительных трансформаторов тока и напряжения, а также смежных элементов, оказывающих заметное количественное и качественное влияние на характер протекания аварийных и послеаварийных режимов. Рассматриваемый программный комплекс предназначен для выработки входных сигналов

двух- и трехступенчатой токовой защиты линий 6–10 (35) кВ. Учет нелинейных характеристик намагничивания $B_m = f(H)$ магнитопроводов силового трансформатора и измерительных трансформаторов тока позволяет получить наиболее близкие к реальным формы кривых вторичных токов ТТ.

ПК UKZLINE позволяет получать в качестве эталонных результатов моделирования временную последовательность численных величин мгновенных значений вторичных токов ТТ, которые впоследствии могут быть использованы в ПК для испытания правильности функционирования МУРЗ линий 6–35 кВ с односторонним питанием.

На рис. 1.5 приведена графическая оболочка данного программного комплекса и структура модели исследования.

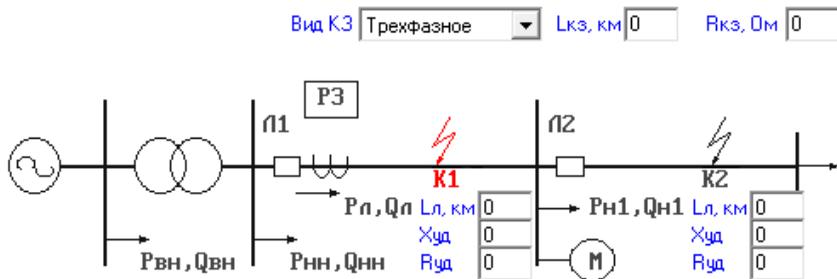


Рис. 1.5. Графическая оболочка программного комплекса

В Matlab-Simulink-SPS была составлена модель ОЭО с аналогичной рис. 1.5 структурой [22]. Модель ОЭО приведена на рис. 1.6.

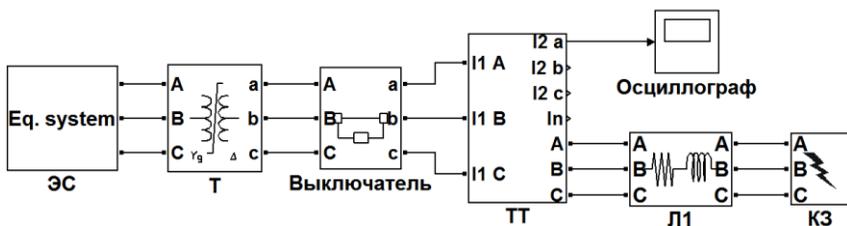


Рис. 1.6. Модель фрагмента сети в SimPowerSystems

Параметры элементов сети в ПК и модели в Matlab-Simulink-SPS задавались идентичными. Отличие состояло лишь в используемой модели ТТ, которая в схеме на рис. 1.6 принималась в одном случае упрощенной, реализованной в соответствии с выражениями (1.6), а во втором, реализованной в соответствии с выражениями (1.5). Расчет параметров модели силового трансформатора в SPS был произведен по методике, изложенной в п. 1.2.2.

В качестве моделируемого, был выбран ТТ типа ТПЛ-10 со следующими параметрами: коэффициент трансформации 400/5 А, класс точности обмотки – 10Р, $K_{ном} = 13$, $R_{ном} = 0,6$ Ом, $R_{об} = 0,28$ Ом, $s_c = 0,00112$ м², $l_c = 0,48$ м, $w_1 = 2$, $w_2 = 159$. Данные параметры были заданы для модели ТТ в составе ПК UKZLINE. Для упрощенной модели ТТ в составе ПК, реализованного в Matlab-Simulink-SPS, задавались только следующие параметры: коэффициент трансформации 400/5 А, класс точности обмотки – 10Р, $K_{ном} = 13$ и $R_{ном} = 0,6$ Ом. Для всех моделей действительная вторичная нагрузка была принята равной 0,2 Ом, а сопротивление нулевого провода – 0,2 Ом. Сравнение полученных результатов моделирования приведено на рис. 1.7

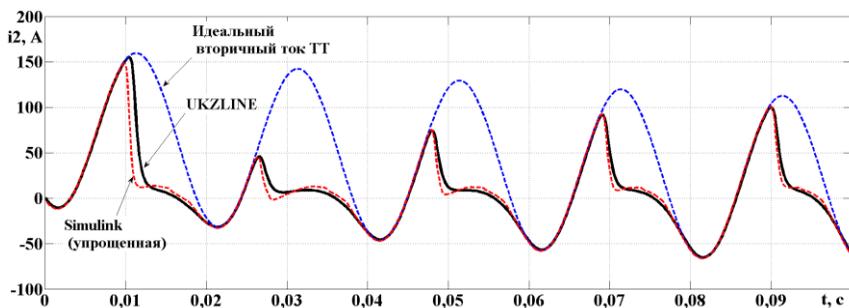


Рис. 1.7. Результаты моделирования режима насыщения трехфазной группы ТТ (фаза А)

Как видно из рис. 1.7, имеет место близкое совпадение результатов, что подтверждает достоверность упрощенной модели ТТ. Исходя из вышеизложенного, можно утверждать, что разработанные модели силового трансформатора и трансформаторов тока являются адекватными, что подтверждено сравнением результатов их функ-

ционирования с эталонными результатами. Поэтому данные блоки моделей могут быть использованы при реализации ПК с гибкой структурой, требующих для своего функционирования использования только каталожных данных.

1.3.2. Модель стандартного цифрового измерительного органа

Детальной моделью можно считать такую модель ЦИО, которая включает в себя описания всех узлов, а также их взаимодействие между собой. На практике такой тип модели ЦИО может быть создан только производителем устройства. Обобщенной моделью ЦИО можно считать модель, которая функционирует подобно реальному устройству с учетом принятых допущений. В данном типе модели учитываются не все узлы устройства. Следует отметить, что средства моделирования накладывают определенные ограничения на возможную степень детализации разрабатываемой модели.

Стандартные ЦИОТ тока имеют схожую структуру в зависимости от назначения МУРЗ [23; 24]. Модель стандартного ЦИОТ, разработанного и реализованного в Matlab-Simulink, приведена на рис. 1.8 [1; 9].

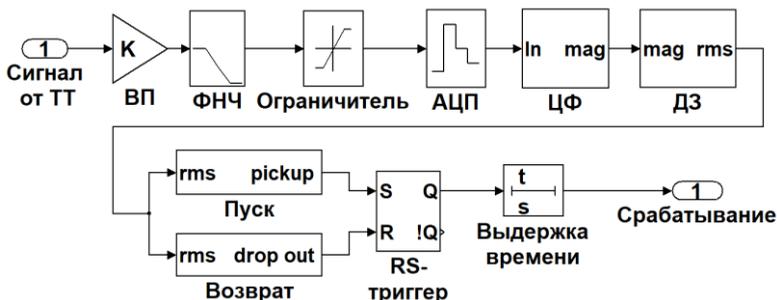


Рис. 1.8. Разработанная модель стандартного измерительного органа тока

Входной преобразователь (блок «ВП») предназначен для преобразования вторичного тока ТТ в пропорциональное напряжение заданного уровня, определяемое техническими характеристиками применяемых электронных компонентов МУРЗ. ВП также обеспечивает гальваническую развязку между внешними и внутренними цепями устройства.

Физически ВП обычно реализуется на базе малогабаритного промежуточного ТТ с экраном между первичной и вторичной обмотками. Вторичная обмотка такого ТТ нагружена на сопротивление определенного значения, зависящего как от параметров самого промежуточного ТТ, так и от напряжения насыщения операционных усилителей на базе которых реализовывается последующий компонент ЦИОТ. Многочисленные испытания [25] показали, что ВП существенно не влияет на точность преобразования входного сигнала, поэтому блок «ВП» представляется блоком усиления сигнала «Gain». Параметром блока является значение отношения заданного значения напряжения к максимально возможному ожидаемому значению напряжения, пропорционального вторичному току.

В соответствии с теоремой Найквиста [26] сигнал, подаваемый на вход аналого-цифрового преобразователя (блок «АЦП»), должен предварительно проходить через фильтр низших частот (блок «ФНЧ») для подавления компонентов, частота которых превышает половину частоты дискретизации. Физически это ФНЧ второго порядка, обычно реализуемый на базе операционных усилителей (ОУ). Блок «ФНЧ» представляется блоком модели «2nd-Order Filter». Основным параметром блока является значение частоты среза.

Ограничитель напряжения (блок «Ограничитель») предназначен для ограничения значения входного напряжения аналого-цифрового преобразователя (АЦП), допустимое значение которого обычно меньше значения напряжения насыщения ОУ в ФНЧ. Блок «Ограничитель» представляется блоком «Saturation». Параметрами блока являются значения верхнего и нижнего пределов ограничения входного сигнала.

АЦП предназначен для дискретизации выходного непрерывного сигнала ФНЧ. Блок «АЦП» представляется блоком «Zero-Order Hold». Параметром блока является отношение значения периода основной частоты к значению числа выборок за данный период.

Цифровой фильтр (ЦФ) является основным элементом в составе ЦИО и его представление в модели может различаться в зависимости от назначения ЦИО [27; 28].

Основными параметрами цифрового сигнала являются: число выборок за период основной частоты N и период дискретизации (время между двумя соседними выборками)

$$T = \frac{1}{f_0 N}, \quad (1.7)$$

где f_0 – частота основной гармоники, Гц.

Входной сигнал цифровой защиты $y(nT)$ содержит полезный сигнал $u(nT)$ и помеху $e(nT)$:

$$y(nT) = u(nT) + e(nT), \quad (1.8)$$

где $n = 1, \dots, N$ – целое число, соответствующее номеру выборки.

Назначение ЦФ заключается в определении значения полезного сигнала $u(nT)$ (обычно это основная гармоника, реже – высшая, кратная основной) и в максимально возможном подавлении помехи $e(nT)$. В общем случае, сигнал помехи содержит: высшие гармоники кратные основной частоте, экспоненциально затухающие аperiodические составляющие, а также затухающие и незатухающие гармонические составляющие с частотой, отличной от основной [29].

В зависимости от предполагаемого набора компонент в помехе, реализуются следующие типы ЦФ, такие как: ЦФ на основе метода наименьших квадратов (МНК) [30], на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ) [31], на основе формирователей ортогональных составляющих (ФОС) [32] и др. Рассмотрим более подробно наиболее широко используемый в микропроцессорных защитах ЦФ на основе ДПФ.

Коэффициенты при косинусной u_c и синусной u_s ортогональных составляющих ДПФ:

$$u(nT) = u_c(nT) + ju_s(nT) = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y(nT) \left[\cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + j \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right], \quad (1.9)$$

где k – номер гармоники значение амплитуды которой подлежит определению.

Выражение (1.9) удобно представить в виде:

$$u(nT) = \sum_{k=0}^{N-1} y(nT) A_c(nT) + j \sum_{k=0}^{N-1} y(nT) A_s(nT), \quad (1.10)$$

где $A_c(nT)$, $A_s(nT)$ – коэффициенты соответственно косинусного и синусного фильтров.

В практике построения алгоритмов функционирования зарубежных МУРЗ широко используются косинусные фильтры (КФ) [1; 21], коэффициенты которых определяются из действительной части выражения (1.9):

$$A_c(nT) = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right). \quad (1.11)$$

Наследуя все преимущества ДПФ, косинусный фильтр является практически нечувствительным к аperiodическим составляющим сигнала.

В стандартном исполнении, применительно к ДПФ, ЦФ реализуется двумя блоками моделей «*Digital Filter*», которыми осуществляется определение косинусной и синусной ОС совместно с дополнительными блоками «*Gain*», «*Math Function*», «*Sum*» и «*Sqrt*», осуществляющими нормирование, возведение в квадрат, суммирование, извлечение квадратного корня соответственно (рис. 1.9). Основными параметрами блоков «*Digital Filter*» являются предварительно рассчитанные коэффициенты ЦФ для косинусной (1-й блок модели «*Digital filter*») и синусной (2-й блок модели «*Digital filter*») ОС. Параметром блока «*Gain*» является значение отношения $2/N$. Блоки «*Math Function*», «*Sum*» и «*Sqrt*» параметров не имеют.

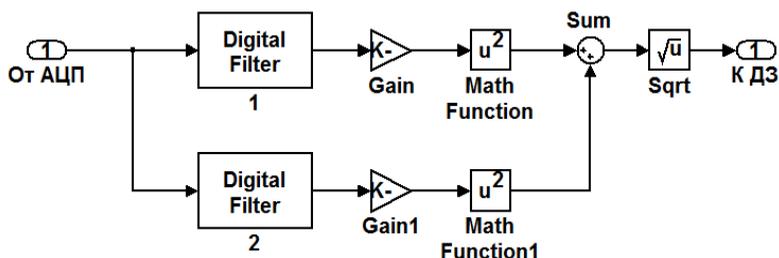


Рис. 1.9. Представление ЦФ двумя блоками моделей *Digital Filter*

Определение действующего значения по значению амплитуды выходного сигнала ЦФ осуществляется блоком «ДЗ», который представляется блоком «Gain». Параметром блока является значение $1/\sqrt{2}$.

В результате проведенных исследований [27; 28], установлено, что из упомянутых выше ЦФ наилучшие показатели качества в условиях воздействий, приближенных к реальным, демонстрирует косинусный фильтр.

Известно [29], что ТТ обеспечивает передачу неискаженного вторичного тока к цепям МУРЗ только в случае гармонического характера тока повреждения, действующее значение которого не превышает допустимого, и величине вторичной нагрузки равной или менее номинальной. Наличие же экспоненциально затухающей апериодической составляющей во входном сигнале, даже при допустимых кратностях первичного тока ТТ приводит к насыщению стали его магнитопровода и искажению формы вторичного тока. Гармонический состав токов на входе и выходе ТТ представлен на рис. 1.10.

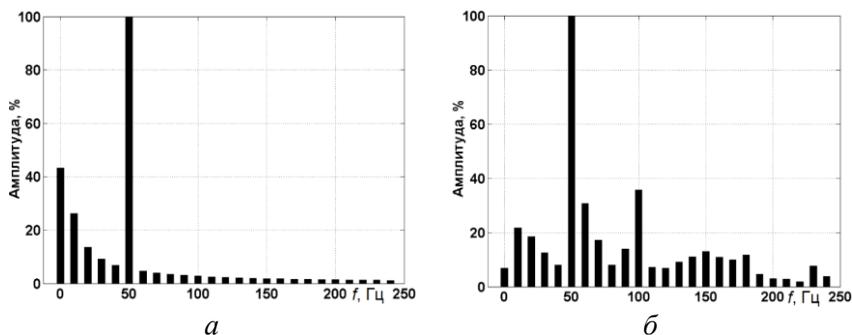


Рис. 1.10. Спектры сигнала: *a* – на входе ТТ; *б* – на выходе ТТ

Для надежного функционирования ЦИОТ необходимо, чтобы условие его пуска (возврата) выполнялось в течение времени, равного $3T-5T$. Это условие представляется разработанными блоками «Пуск» и «Возврат» на рис. 1.8. Если условие пуска (возврата) выполняется (не выполняется), то на выходе соответствующего блока формируются логические сигналы 1 (0). Сигнал с выхода блока «Пуск» поступает на *S*-вход (установить), а сигнал с выхода блока «Возврат» – на *R*-вход (сбросить) *RS*-триггера, представленного бло-

ком модели «*S-R Flip-Flop*». Прямой выход *RS*-триггера *Q* подключается к блоку «Выдержка времени», представленного блоком «*Discrete On/Off Delay*», который начинает отсчет выдержки времени (при условии ее задания), если на его входе присутствует логическая 1. Такое условие возникает тогда, когда действующее значение полезного сигнала превышает значение уставки пуска. Если это условие будет выполняться в течение всей выдержки времени, то на выходе блока «Выдержка времени» установится логическая 1, являющаяся признаком срабатывания ЦИОТ. Если за время отсчета выдержки времени действующее значение полезного сигнала станет ниже значения уставки возврата, то ЦИОТ вернется в исходное состояние, на выходе *RS*-триггера установится логический 0 и срабатывание ЦИОТ не произойдет.

В отличие от реальных ЦИОТ их модели не накладывают никаких физических ограничений, связанных с техническими параметрами используемых электронных компонентов.

Рассмотренные основные элементы ПК и методики расчета их параметров будут широко использоваться в последующих главах настоящей работы при проверке работоспособности предлагаемых быстродействующих формирователей ортогональных составляющих (ОС) и выполненных на их основе ЦИО тока и напряжения. Все результаты исследований представленных в монографии, включая большинство графического материала, выполнены в Matlab-Simulink-SPS.

1.4. Использование искусственной нейронной сети для целей релейной защиты

Искусственная нейронная сеть (ИНС) является одним из передовых направлений в технологии искусственного интеллекта. В последнее время наблюдается повышенный интерес к ее использованию в различных отраслях электроэнергетики, в том числе в релейной защите. Существующие МУРЗ используют традиционную цифровую обработку контролируемых сигналов, сводящуюся к умножению значений последовательных выборок контролируемых сигналов тока и напряжения на заранее определенные коэффициенты с целью получения тех или иных параметров контролируемого сигнала. При этом вычисляемые значения параметров часто не от-

ражают реальных процессов происходящих в защищаемом электрооборудовании ввиду, например, насыщения трансформатора тока. Использование ИНС совместно с традиционной цифровой обработкой сигналов обеспечивает иной подход к функционированию как измерительной, так и логической частей МУРЗ, что позволяет значительно повысить быстродействие и надежность функционирования таких устройств релейной защиты по сравнению с их традиционной реализацией [33; 34]. Одно из возможных приложений ИНС для целей релейной защиты заключается в установлении искаженных и неискаженных участков сигнала вторичного тока ТТ при его насыщении [35]. В разделе детально рассмотрены этапы практической реализации ИНС в Matlab-Simulink на примере ее использования для определения насыщения трансформатора тока.

1.4.1. Архитектура искусственной нейронной сети

Своим появлением ИНС обязана развитию знаний о принципах функционирования человеческого мозга, а именно нейрона, обладающего возможностью получения, обработки и дальнейшей передачи электрохимических сигналов по нервным путям [36]. Искусственный нейрон (рис. 1.11) в ИНС представляет собой единицу обработки информации и является упрощенным прототипом биологического нейрона, предназначенного для выполнения аналогичных функций в мозге.

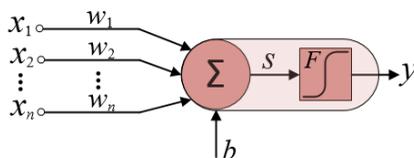


Рис. 1.11. Модель искусственного нейрона

Искусственный нейрон можно представить как вычислительный узел, на входы которого поступают некоторые входные значения (x_1, x_2, \dots, x_n). Каждый вход нейрона имеет свой собственный весовой коэффициент (w_1, w_2, \dots, w_n), т. е. перед поступлением в нейрон каждое входное значение умножается на соответствующий

весовой коэффициент и только после этого поступает непосредственно в нейрон, где суммируется с остальными взвешенными значениями, поступившими на другие входы, и со значением смещения b , предназначенного для более точной подстройки значения на выходе нейрона. Таким образом, в нейроне формируется некоторое промежуточное выходное значение $S = (x_1 w_1 + x_2 w_2 + \dots + x_n w_n) + b$, поступающее на вход активационной функции F , на выходе которой и формируется окончательное выходное значение нейрона y . Назначением указанной функции является ограничение амплитуды значения S до уровня выходного значения y .

Существует большое разнообразие активационных функций F . Рассмотрим одну из наиболее распространенных нелинейных функций – гиперболический тангенс, которая в зависимости от поступающего на ее вход значения S возвращает на свой выход значение y в диапазоне $[-1, 1]$. Таким образом, выходное значение нейрона зависит от многих переменных:

$$y = f([x_1, x_2, \dots, x_n], [w_1, w_2, \dots, w_n], b, F). \quad (1.12)$$

Для построения ИНС образующие ее нейроны должны быть определенным образом объединены в так называемые слои, где каждый нейрон соединен с каждым из нейронов предыдущего и последующего слоев, причем связь между нейронами одного слоя отсутствует. В общем случае ИНС состоит из входного слоя, одного или нескольких скрытых слоев и выходного слоя (рис. 1.12).

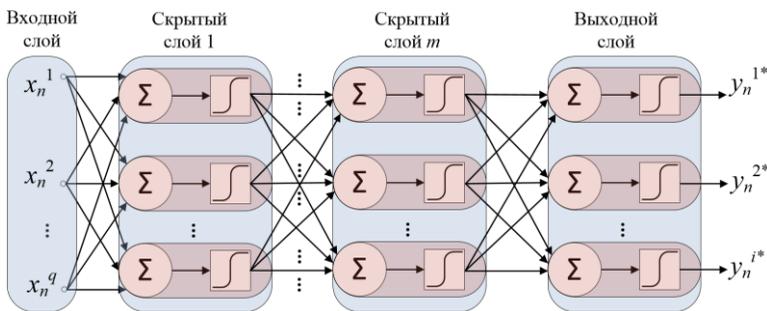


Рис. 1.12. Одна из возможных конфигураций многослойной искусственной нейронной сети

Следует отметить, что вычисления производятся только в скрытых и выходном слоях, входной слой не содержит нейронов и предназначен исключительно для ввода в ИНС входных значений. Веса весовые коэффициенты w и смещения b на рис. 1.12 не показаны.

Для получения высокой производительности количество скрытых слоев может быть более одного, тогда сети называются многослойными ИНС. При этом число как самих слоев, так и нейронов в них может различаться и подбирается опытным путем.

После того как выбрана конфигурация ИНС, ее необходимо обучить. Под процессом обучения понимается совокупность действий, приводящих к тому, что ИНС на своих выходах возвращает желаемые (или близкие к ним) значения при заданных входных. Для обучения требуется заранее подготовленный набор обучающих данных, состоящий из пар входных и соответствующих им выходных значений:

$$\left[\left(x_1^1 \dots x_1^q, y_1^1 \dots y_1^i \right), \left(x_2^1 \dots x_2^q, y_2^1 \dots y_2^i \right) \dots \left(x_n^1 \dots x_n^q, y_n^1 \dots y_n^i \right) \right], \quad (1.13)$$

где $(x_n^1 \dots x_n^q)$ – входные значения обучающей пары; $(y_n^1 \dots y_n^i)$ – соответствующие $(x_n^1 \dots x_n^q)$ выходные (желаемые) значения обучающей пары.

Количество обучающих пар n должно, по возможности, описывать практически все режимы функционирования заменяемого ИНС реального объекта.

Упрощенно обучение сводится к последовательной многократной подаче на входы ИНС значений $(x_n^1 \dots x_n^q)$ каждой обучающей пары, сравнению возвращаемых ИНС значений $(y_n^{1*} \dots y_n^{i*})$ со значениями $(y_n^1 \dots y_n^i)$ и вычислению ошибки (разницы между желаемым и полученным значениями). Далее, при известной величине ошибки, по специальному алгоритму обратного распространения происходит корректировка значений весовых коэффициентов w и смещений b с целью минимизации получаемой ошибки обучения. Из вышеизложенного следует, что обучение ИНС – это процесс поиска глобального минимума многомерной функции ошибки, перемен-

ными для которой являются всевозможные сочетания весов и смещений.

Процесс обучения прекращается при достижении усредненной для всех пар набора обучающих данных ошибкой некоторого малого значения, или при превышении заданного числа эпох алгоритма обучения (числа прогонов всех пар набора данных через ИНС), или в случае превышения заданного времени обучения.

1.4.2. Определение насыщения трансформатора тока на основе использования искусственной нейронной сети

Как было отмечено выше насыщение ТТ приводит к затягиванию времени срабатывания или вовсе к отказу функционирования устройств релейной защиты. А так как в общем случае при использовании классических электромагнитных ТТ исключить возможность их насыщения невозможно, то выявление указанного режима функционирования является актуальной технической задачей.

Предлагается для этой цели использовать ИНС, которая совместно с традиционным способом определения насыщения на основе контроля значений соседних выборок вторичного тока позволяет реализовать быстрый и надежный комбинированный детектор насыщения трансформатора тока.

При выявлении насыщения ТТ могут выполняться следующие основные действия, нацеленные на обеспечение правильного функционирования или исключения ложной работы устройств защиты в указанных условиях [35]:

1. Блокировка работы защиты.
2. Переключение со стандартного алгоритма работы защиты на специально-предназначенный для работы в условиях насыщения ТТ.
3. Перевод защиты на работу с другой группой уставок, рассчитанной специально для работы в условиях насыщения ТТ.
4. Перевод защиты на алгоритмы, обеспечивающие восстановление истинной формы вторичного тока.
5. Переход защиты на цифровые фильтры короткого окна, функционирующие только на неискаженных участках сигнала вторичного тока.

Существует большое количество традиционных способов определения моментов входа ТТ в режим насыщения и выхода из него.

Однако большинство известных способов основаны на методе анализа формы вторичного тока ТТ, имеющей характерные особенности при насыщении и выходе из него, а именно – практически скачкообразное его спадание и резкое восстановление соответственно.

Использование отмеченной выше особенности формы вторичного тока ТТ является наиболее простым и интуитивно понятным методом определения насыщения. Т. к. в нормальном режиме вторичный ток ТТ изменяется по синусоидальному закону подобно первичному, то разница значений между соседними выборками не может превышать однозначно определяемого значения, а учитывая, что при насыщении ТТ форма его вторичного тока значительно искажается, то следовательно, и указанная разница будет значительно превышать данное вычисленное значение уставки (которое зависит от частоты дискретизации и ожидаемого уровня тока повреждения).

Необходимо отметить, что разница значений двух соседних выборок, по сути, является конечной разностью первого порядка (далее – первая разность) или же подобной ей первой производной [37].

Наибольшая разработанность рассмотренного метода представлена в [38], где выполнено исследование использования конечных разностей различных порядков для выявления момента входа ТТ в насыщение и выхода из него. Наиболее оптимальным было признано использование третьей конечной разности, однако отмечены и ее недостатки, а именно: не всегда четкое определение момента выхода ТТ из насыщения.

Среди «нетрадиционных» методов отдельно можно выделить использование ИНС [23], которые свободны от описанных выше недостатков и пригодны для использования в режиме реального времени в устройствах релейной защиты. Далее подробнее рассмотрим использование ИНС для целей определения моментов входа ТТ в насыщение и выхода из него.

Кратко рассмотрим этапы реализации ИНС в Matlab-Simulink с использованием пакета расширения Neural Network Toolbox [39] (в последних версиях Matlab-Simulink данный пакет носит название Deep Learning Toolbox) с целью его использования для рассматриваемого случая.

На рис. 1.13 представлена одна из возможных конфигураций ИНС.

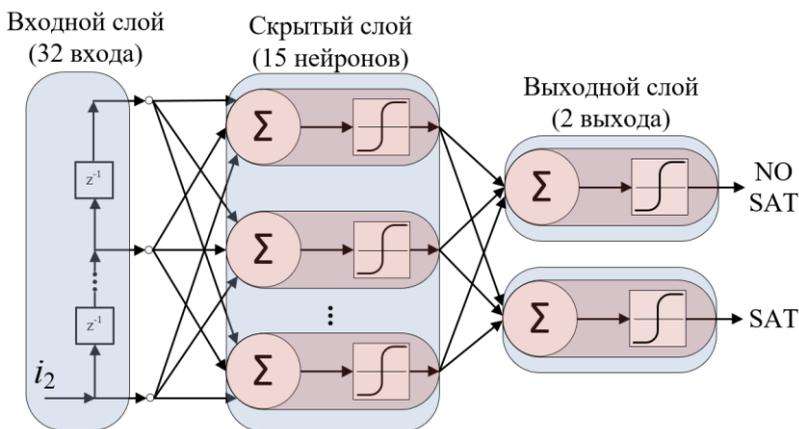


Рис. 1.13. Конфигурация искусственной нейронной сети для определения насыщения трансформатора тока

Данная ИНС может быть использована в реальном темпе моделирования системы Matlab-Simulink для получения на ее выходе на каждом шаге дискретизации (принятым равным 32 отсчетам на период промышленной частоты) сигнала наличия (SAT) или отсутствия насыщения (No SAT) ТТ при подаче на ее входы скользящего окна данных вторичного тока ТТ. Поэтому количество входов и выходов ИНС должно составлять 32 и 2 соответственно.

Для рассматриваемого случая набор обучающих данных должен содержать пары дискретизированных по времени сигналов вторичного тока ТТ (входные значения) и поставленное им в соответствие значение 0 или 1 (выходные значения), указывающие на отсутствие или наличие насыщения ТТ соответственно.

Для формирования набора обучающих данных в системе Matlab-Simulink с использованием библиотеки элементов SPS была реализована модель ОЭО, представленная на рис. 1.14.

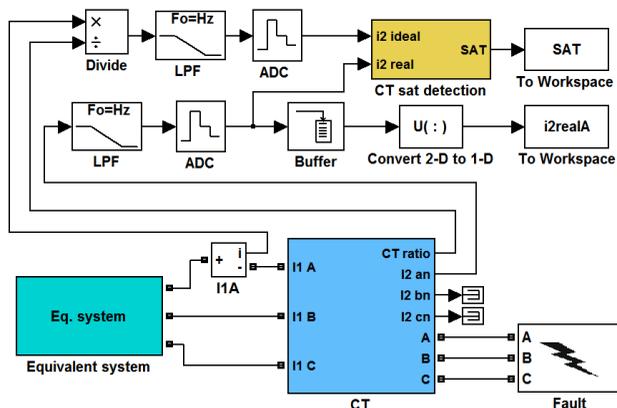


Рис. 1.14. Формирование набора обучающих данных с использованием модели части энергосистемы, реализованной в Matlab-Simulink

Рассматриваемая модель включает следующие блоки: ОЭО («*Equivalent system*»), повреждение («*Fault*»), ТТ («*CT*»). Остальные представленные на рис. 1.14 блоки используются для перевода аналоговых сигналов тока в цифровой вид, их предварительной фильтрации и формирования набора обучающих данных таким образом, что входные (*i2realA*) значения каждой обучающей пары набора являются цифровым отображением скользящего «вдоль» указанных сигналов тока окна данных. Для получения выходных значений каждой обучающей пары дискретизированные значения вторичного тока ТТ специальным образом обрабатываются блоком выявления насыщения («*CT sat detection*»), где на его выходе формируются значения 0 и 1 (SAT).

Трансформатор тока принят со следующими параметрами: коэффициент трансформации – 600/5 А (т. е. $I_{1\text{ном}} = 600$ А), номинальная предельная кратность ($K_{\text{ном}}$) – 20, номинальная вторичная нагрузка ($S_{\text{ном}}$) – 20 ВА, фактическая вторичная нагрузка ($S_{\text{н}}$) – 20 ВА, класс точности – 10Р, остаточная намагниченность ($B_{\text{ост}}$) отсутствует т. е. принимается равной 0 Тл.

Действующее значение тока КЗ $I_{\text{кз}}$ изменяется в диапазоне: $(0,5 \cdot I_{1\text{ном}} \cdot K_{\text{ном}} - 3 \cdot I_{1\text{ном}} \cdot K_{\text{ном}})$ А.

Постоянная времени экспоненциально затухающей апериодической составляющей тока повреждения τ изменяется в диапазоне: 0–0,1 с.

Угол возникновения повреждения φ изменяется в диапазоне: $0-360^\circ$.

В связи с изменением во всем возможном диапазоне φ , набор обучающих данных формировался с использованием только токов ТТ фазы А.

Для формирования набора шаг изменения каждого параметра блока, моделирующего питающую эквивалентную систему, подбирался индивидуально, исходя из влияния степени его изменения на получаемую форму искаженного сигнала вторичного тока ТТ, как с целью получения разнообразных форм вторичного тока ТТ, так и с целью получения адекватного по размеру набора обучающих данных. Процесс многократного запуска и изменения параметров модели был автоматизирован средствами Matlab. С учетом вышеизложенного, общее количество пар данного набора составило 86016.

Оценку качества обучения ИНС удобно производить с помощью построения графика зависимости изменения ошибки обучения от количества эпох. При этом, в качестве критерия ошибки часто используют среднеквадратическую ошибку mse , которая отражает разницу между полученным и ожидаемым значением на выходе ИНС. На рис. 1.15 приведен в логарифмическом масштабе график изменения ошибок mse для обучающего, проверочного и тестового наборов данных для ИНС с 15 нейронами в скрытом слое, с полученным наилучшим показателями обучения. Остановка обучения и фиксация $mse = 0,018$ для ИНС на 307 итерации.

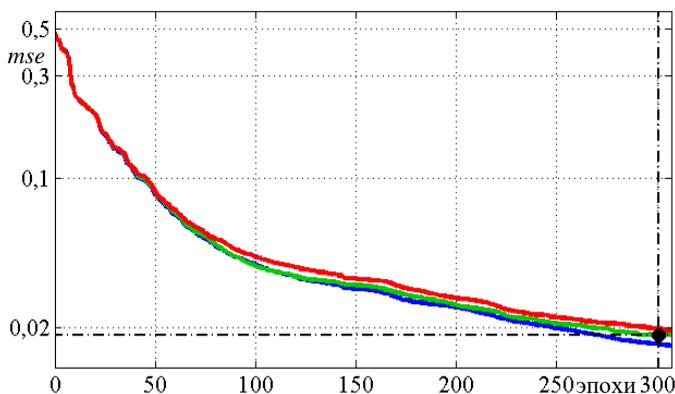


Рис. 1.15. Изменение ошибки mse в процессе обучения искусственной нейронной сети

Еще одним способом оценки качества обучения является так называемая матрица ошибок. На ее главной диагонали (зеленые квадраты) располагаются числа, соответствующие количеству правильно распознанных примеров, а по бокам от главной диагонали – неверно распознанные примеры. На рис. 1.16 приведена суммарная матрица ошибок для полученной ИНС, из которой видно, что 46543 пар набора обучающих данных верно распознаны как не содержащие насыщения (No SAT) и 37799 пар – как содержащие насыщение ТТ (SAT). При этом, 643 примера не содержащих насыщение распознаны как содержащие его, а 1031 пример, содержащий насыщение, распознан как не содержащий его. Суммарная точность верного распознавания ИНС составила 98 %.

	No SAT	SAT	
No SAT	46543 54.1%	1031 1.2%	97.8% 2.2%
SAT	643 0.7%	37799 43.9%	98.3% 1.7%
	98.6% 1.4%	97.3% 2.7%	98% 1.9%

Рис. 1.16. Матрица ошибок для реализованной искусственной нейронной сети

В ходе проведения вычислительных экспериментов было установлено, что, несмотря на хорошие показатели качества обучения, в отдельных случаях, полученная ИНС ложно определяла начало насыщения ТТ, хотя в действительности насыщения не наблюдалось. И наоборот, была установлена безошибочность определения момента выхода ТТ из насыщения.

Как было отмечено выше, определение насыщения ТТ с использованием третьей разности Δ^3 свободно от указанного недостатка,

но обладает, наоборот, слабой способностью к определению момента выхода ТТ из насыщения.

С учетом изложенного, предлагается для определения моментов входа и выхода ТТ из насыщения использовать комбинированный способ, использующий сильные стороны каждого описанного метода, а именно: использовать для определения момента входа ТТ в насыщение сигналы от ИНС и третьей разности, собранные по логическому «И», а для определения момента выхода – только сигнала от ИНС.

Метод третьей разности основан на сравнении значения данной разности для сигнала вторичного тока ТТ с заранее заданной уставкой, зависящей от частоты дискретизации и максимального ожидаемого значения тока повреждения, а именно:

$$|\Delta^3 = i_{2(n)} - 3i_{2(n-1)} + 3i_{2(n-2)} - i_{2(n-3)}| > k\sqrt{2}I_f \left[2\sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \right]^3, \quad (1.14)$$

где Δ^3 – третья конечная разность; $i_{2(n)}$, $i_{2(n-1)}$, $i_{2(n-2)}$, $i_{2(n-3)}$ – текущая и предыдущие выборки вторичного тока ТТ соответственно; I_f – ожидаемое максимальное значение тока повреждения; N – число выборок на период промышленной частоты; k – страховочный коэффициент, учитывающий влияние ФНЧ в устройствах защиты.

Если частота дискретизации является известным значением (в рассматриваемом случае $N = 32$), то с заданием значения максимального ожидаемого тока повреждения возникают следующие трудности. Во-первых, использование максимального значения тока повреждения требует его предварительного вычисления, что не всегда возможно в условиях отсутствия исходных данных. Во-вторых, в условиях изменения топологии ЭС требуется постоянный пересчет данного значения. В-третьих, использование максимального ожидаемого тока повреждения загроубляет уставку, т. к. фактический ток повреждения практически всегда будет иметь меньшее значение.

Избавиться от всех перечисленных сложностей позволяет использование фактического значения тока повреждения, вычисляемого в режиме реального времени специальным цифровым измерительным органом тока (ЦИОТ) [43; 44]. Данный ЦИОТ в условиях измерения им искаженного, вследствие насыщения ТТ, сигнала

вторичного тока формирует на своем выходе эквивалентный сигнал максимально приближенный к истинному действующему значению. При этом в режиме отсутствия насыщения данный ЦИОТ функционирует как стандартный ЦФ.

На рис. 1.17 представлена реализация предлагаемого комбинированного органа.

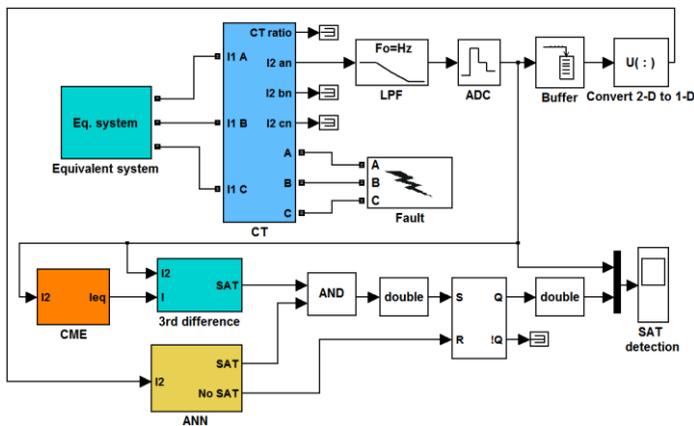


Рис. 1.17. Разработанная в Matlab-Simulink модель для определения насыщения трансформатора тока с использованием разработанного комбинированного детектора

Помимо ранее рассмотренных блоков на рис. 1.17 представлены блок измерительного органа тока «CME», блок «3rd difference» для определения насыщения ТТ на основе третьей конечной разности в соответствии с (1.14) и блок «ANN», реализующий экспортированную в Simulink полученную ИНС. На выходах *No SAT* и *SAT* блока «ANN» формируются сигналы отсутствия и наличия насыщения ТТ соответственно.

Рассмотрим функционирование полученного комбинированного детектора на примере его использования для определения насыщения ТТ. В автоматизированном режиме было выполнено большое число вычислительных экспериментов с различным сочетанием как параметров ОЗО, так и параметров модели ТТ. Полученные с использованием представленной на рис. 1.17 модели характерные результаты функционирования предлагаемого комбинированного детектора приведены на рис. 1.18 и 1.19.

На рис. 1.18 приведен пример насыщения ТТ при протекании тока КЗ без экспоненциально затухающей аperiodической составляющей. Сигнал работы детектора насыщения масштабирован и нанесен на каждый рисунок для возможности оценки правильности его функционирования. Скачкообразное изменение его сигнала с 0 до 100 означает определение входа ТТ в насыщение и, наоборот, изменение сигнала со 100 до 0 означает фиксацию выхода ТТ из насыщения.

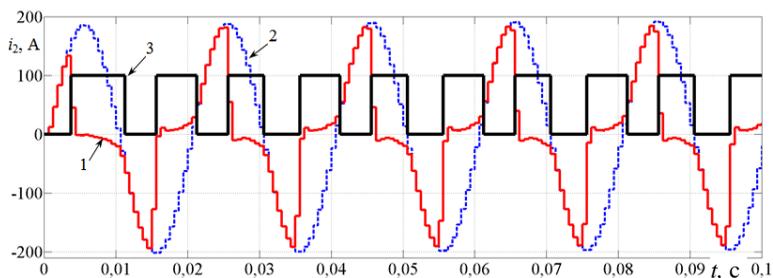


Рис. 1.18. Результаты функционирования комбинированного детектора при $I_{кз} = 16547 \text{ A}$, $\varphi = 90^\circ$, $\tau = 0,065 \text{ с}$:

1 – реальный вторичный ток трансформатора тока; 2 – идеальный вторичный ток трансформатора тока; 3 – выходной сигнал комбинированного детектора

Далее рассмотрим пример насыщения ТТ при протекании тока КЗ с экспоненциально затухающей аperiodической составляющей (рис. 1.19).

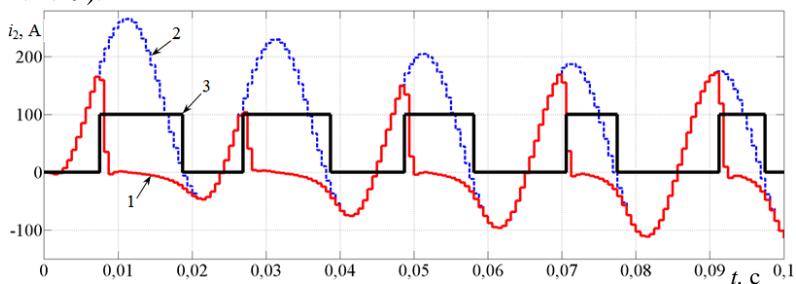


Рис. 1.19. Результаты функционирования комбинированного детектора при $I_{кз} = 12456 \text{ A}$, $\varphi = 346^\circ$, $\tau = 0,057 \text{ с}$:

1 – реальный вторичный ток трансформатора тока; 2 – идеальный вторичный ток трансформатора тока; 3 – выходной сигнал комбинированного детектора

Для каждого случая значения параметров модели ТТ выбирались таким образом, чтобы не совпадать с параметрами ТТ при формировании обучающих данных. Дополнительно для каждого случая учитывалось наличие положительной или отрицательной остаточной намагниченности.

Полученные при проведении многочисленных вычислительных экспериментов результаты подтвердили исключительную точность функционирования предложенного комбинированного детектора на основе традиционного метода и ИНС. Он позволяет быстро и безошибочно определять моменты входа и выхода ТТ из насыщения вне зависимости от типа насыщения, наличия остаточной намагниченности, степени насыщения ТТ и его вторичных параметров.

Минимальная задержка в определении моментов входа и выхода ТТ из насыщения обусловлена тем, для надежного функционирования детектора необходимо, чтобы условие его пуска (возврата) выполнялось в течение времени, равного 2-м последовательным выборкам контролируемого сигнала вторичного тока.

Предлагаемый комбинированный детектор также может быть использован для определения насыщения не только ТТ₁ с использованием которого были получены наборы обучающих данных, но и для ТТ₂ с отличными от ТТ₁ коэффициентом трансформации. Основное условие применимости заключается в том, чтобы действующее значение тока КЗ $I_{кз}$ находилось в диапазоне: $(0,5 \cdot I_{ном} \cdot K_{ном} - 3 \cdot I_{ном} \cdot K_{ном})$ А, где значение параметра $I_{ном}$ относится к ТТ₂, а параметр $K_{ном}$ – к ТТ₁.

2. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ФОРМИРОВАТЕЛИ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВХОДНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ОРГАНОВ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ ЗАЩИТ

В микропроцессорных защитах электроэнергетических систем определение информационных параметров входных контролируемых сигналов в основном осуществляется с использованием их ортогональных составляющих [29]. Для формирования ОС в современных микропроцессорных защитах применяются ЦФ, которые обладают инерционностью. Вследствие этого переходные режимы формирования ОС сопровождаются появлением в них динамической погрешности, изменяющейся с течением времени и полностью исчезающей при наступлении установившегося режима. Она состоит из динамических амплитудной и фазовой погрешностей, которые могут существенно влиять на функционирование соответствующих ЦИО и создавать предпосылки для их излишних срабатываний при внешних повреждениях и замедления срабатывания при внутренних.

2.1. Формирование ортогональных составляющих входных сигналов в цифровых измерительных органах микропроцессорных защит с коррекцией амплитудной динамической погрешности

Быстродействие ЦИО микропроцессорных защит электроустановок определяется главным образом двумя факторами [40]. Первый из них связан с появлением при повреждениях в контролируемых сигналах апериодических и гармонических составляющих, обусловленных переходными процессами и нелинейностью элементов электроустановок. Это может приводить к насыщению стали магнитопроводов измерительных трансформаторов и существенному искажению их вторичных сигналов. При этом искажаются не только формы вторичных сигналов, но и существенно уменьшаются абсолютные величины их мгновенных значений.

Второй фактор, обусловлен использованием для выделения из указанных сигналов основных гармоник ЦФ, что вносит дополнительную инерционность в процедуру формирования полезных сигналов. В существующих микропроцессорных защитах для форми-

рования ОС входных сигналов главным образом используются ЦФ на основе ДПФ [41].

Основным недостатком указанных ЦФ является их невысокое быстродействие, а также приемлемая точность только при использовании в качестве входных сигналов периодических функций. Однако при КЗ токи и напряжения зачастую изменяются не по синусоидальному закону, что вносит дополнительные погрешности в определение контролируемого защитой информационного параметра сигнала.

В результате воздействия указанных двух факторов может недопустимо затягиваться время определения достоверных значений параметров контролируемых ЦИО величин. Одним из способов повышения быстродействия ЦИО является применение гибкой цифровой фильтрации, активируемой при возникновении повреждения [42]. В ее основе лежит использование ЦФ с малым окном наблюдения, например, равным длительности половины периода основной частоты. Однако эффективность их функционирования достигается только при синусоидальном входном сигнале основной гармоники.

Для решения данной проблемы предлагается формировать прогнозные ОС эквивалентного сигнала – x_{eqs} , x_{eqc} . Указанные ОС являются функцией текущего значения корректирующего коэффициента k_k и ОС основной частоты x_c , x_s , выделяемых с помощью ЦФ на основе ДПФ. Скорость изменения эквивалентных ОС в переходных режимах определяется характером изменения нелинейного корректирующего коэффициента.

2.1.1. Корректирующие коэффициенты для формирования эквивалентных ортогональных составляющих

В общем случае, корректирующий коэффициент k_k , с использованием которого рассчитываются ОС соответствующего эквивалентного сигнала, определяется как произведение корректирующего коэффициента k_n , учитывающего степень искажения вторичных сигналов вследствие насыщения магнитопровода измерительного трансформатора, и коэффициента k_f , отражающего инерционность ЦФ с помощью которых формируются ОС основных гармоник вторичных сигналов:

$$k_k = k_n \cdot k_\phi. \quad (2.1)$$

Руководствуясь результатами исследований, приведенными в [43], коэффициент k_n определяется из следующих соображений.

В переходных режимах работы ТТ пропорциональность трансформации первичного тока во вторичный существенно нарушается. При этом, вторичный ток ТТ, который является контролируемым сигналом для ЦИО микропроцессорных защит, отличается от идеально трансформированного, как по форме, так и по величине. Это приводит к тому, что время установления сигнала на выходе стандартного ЦИОТ, рассмотренного в п. 1.3.2, увеличивается до недопустимых значений. В результате – нарушаются основные требования к устройствам защиты, такие как быстродействие и надежность, что, в ряде случаев, делает быстродействующую защиту электрооборудования малоэффективной.

Для решения этой проблемы предлагается формировать выходной сигнал ЦИО в зависимости от величины коэффициента нелинейных искажений THD [44]. Коэффициент нелинейных искажений THD учитывает все высшие гармоники, присутствующие в контролируемом сигнале, которые появляются, в том числе и при насыщении ТТ:

$$THD = \sqrt{\frac{X_{ВХ}^2}{X_1^2} - 1}, \quad (2.2)$$

где $X_{ВХ}$, X_1 – действующие значения соответственного входного сигнала и его основной гармоники.

Значение $THD > 0,75$ свидетельствует о глубокой степени насыщения ТТ [45], поэтому целесообразно формировать эквивалентный сигнал так, чтобы при малой степени насыщения ТТ он незначительно отличался от действующего значения контролируемого сигнала, а при глубокой степени насыщении – превышал данное значение.

Из (2.2) можно получить выражение для корректирующего коэффициента k_n , который определяется отношением амплитуд, либо действующих значений, что равнозначно, входных сигналов и их основных гармоник [44]:

$$k_H = \sqrt{THD^2 + 1} = \frac{X_{BX}}{X_1}. \quad (2.3)$$

Для определения коэффициента k_Φ можно воспользоваться приведенным ниже выражением, полученным для k_k в результате обобщений выполненных методом вычислительного эксперимента исследований [46; 47]:

$$k_k = m \cdot \left(\frac{X_{BX}}{X_1} - 1 \right) + 1 = m \cdot \alpha + 1. \quad (2.4)$$

В основе этого выражения лежит интуитивно понятное положение о запаздывании сигнала на выходе ЦФ, вызванного инерционностью фильтра, безотносительно причин, вызвавших его. Запаздывание происходит только в переходном режиме и оценивается степенью различия α значений входного сигнала и его основной гармоники:

$$\alpha = \frac{X_{BX}}{X_1} - 1. \quad (2.5)$$

В свою очередь коэффициент α , как следует из (2.3), также является функцией THD и зависит от уровня высших гармоник во входном сигнале:

$$\alpha = \frac{X_{BX}}{X_1} - 1 = \sqrt{1 + THD^2} - 1. \quad (2.6)$$

В установившемся режиме, при $X_{BX} = X_1$, $\alpha = 0$, коэффициент k_k в выражении (2.4) должен равняться 1, что и достигается добавлением 1 в указанную формулу. При наступлении переходного режима X_{BX} нарастает быстрее, чем X_1 , поэтому $X_{BX} > X_1$ и $\alpha > 0$. Скорость подъема переходной характеристики регулируется безразмерным коэффициентом m .

Т. о. присутствие во входном сигнале $X_{\text{вх}}$ высших гармоник является в данном случае положительным фактором, позволяющим существенно ускорить процесс установления выходного сигнала ЦФ.

Численное значение m выбирается в зависимости от времени установления выходного сигнала ЦФ, формирующих ОС основных гармоник контролируемых сигналов.

Если указанное выше время установления не превышает одного периода основной частоты, что характерно для большинства используемых в микропроцессорных защитах ЦФ, то вполне приемлемо для k_{ϕ} использовать выражение (2.4) со значением коэффициента $m = 1$:

$$k_{\phi} = \frac{X_{\text{вх}}}{X_1}. \quad (2.7)$$

С учетом этого, подставив в (2.1) значения k_n и k_{ϕ} соответственно из (2.3) и (2.7) получим:

$$k_k = \frac{X_{\text{вх}}^2}{X_1^2}. \quad (2.8)$$

Если в формуле (2.4) принять коэффициент

$$m = \left(\frac{X_{\text{вх}}}{X_1} + 1 \right), \quad (2.9)$$

то из нее можно получить выражение для k_k такое же, как по формуле (2.8).

К формированию корректирующего коэффициента k_k можно подойти комплексно, не разделяя его на k_n и k_{ϕ} [48; 49].

В нормальном режиме при синусоидальном сигнале x на входе ЦФ на его выходе присутствует синусоидальный сигнал основной частоты x_1 с такой же амплитудой. При внезапном изменении сигнала x , сигнал на выходе фильтра x_1 достигает установившегося значения с некоторым запаздыванием, обусловленным инерционностью ЦФ.

В сигнале переходного режима, даже синусоидальном по форме (кривая 3, рис. 2.1), помимо составляющей основной гармоники (кривая 1) содержатся постоянная составляющая и высшие гармоники (кривые 2), значения амплитуд которых вначале возрастают, а затем снижаются до нулевых значений при наступлении установившегося режима. При этом значение амплитуды основной гармоники сигнала x_1 на выходе ЦФ постепенно возрастает и достигает значения амплитуды входного сигнала x после завершения переходного процесса.

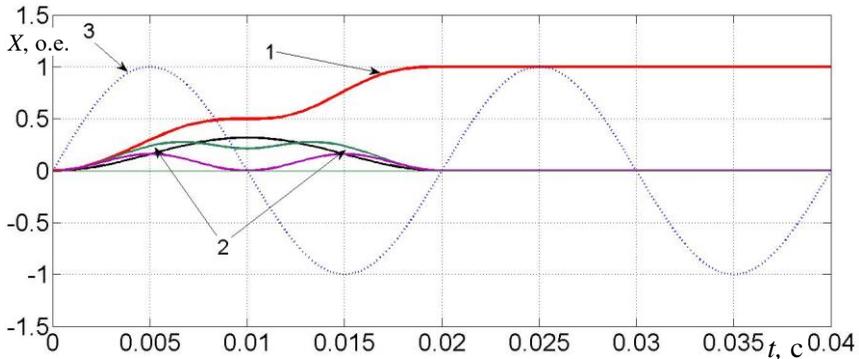


Рис. 2.1. Переходный режим при синусоидальном сигнале

Поскольку описанный выше процесс сопровождается изменением гармонического состава в сигнале, то его можно зафиксировать по возникновению нелинейных искажений THD согласно выражению (2.2). При этом, текущие значения корректирующего коэффициента k_k в переходном режиме изменяются в широком диапазоне и возвращаются к значению $k_k = 1$ после завершения переходного процесса.

Руководствуясь только наличием высших гармоник в контролируемом сигнале, которое вызвано как насыщением ТТ, так и инерционностью ЦФ, можно получить формулу для определения корректирующего коэффициента k_k , аналогичную выражению (2.8):

$$k_k = THD^2 + 1 = \frac{X_{\text{ВХ}}^2}{X_1^2}. \quad (2.10)$$

В переходных режимах мгновенные значения k_k могут возрастать из-за влияния случайных факторов. Вследствие этого на переходной характеристике эквивалентного сигнала будут появляться выбросы. Для их исключения и получения гладкой переходной характеристики необходимо ограничить текущие значения корректирующего коэффициента на максимальном уровне $k_{k\max}$.

Для определения значения $k_{k\max}$ целесообразно перейти к аналоговому представлению сигнала. Для этих целей необходимо существенно увеличить дискретизацию сигнала, например, от используемых 24-х выборок на период основной частоты перейти к 128 выборкам. В этом случае, сигнал, оставаясь по форме дискретным, максимально приближается к аналоговому, что позволяет воспользоваться более удобным для анализа интегральным преобразованием Фурье.

Характер переходного процесса зависит от момента возникновения гармонического сигнала, т. е. от его фазы. Наиболее характерен переходный процесс при входных воздействиях с фазой $\varphi = 0$ или $\varphi = \pi/2$, поэтому в качестве входных гармонических воздействий целесообразно использовать сигналы вида $x(t) = \sin \omega t$ или $x(t) = \cos \omega t$ [50].

Как показывают проведенные исследования [48], наибольшее значение $k_{k\max}$ получается при косинусоидальном входном сигнале $x(t) = \cos \omega t$, при котором окончательное значение корректирующего коэффициента:

$$k_k(t) = \frac{2\omega T(2\omega t + \sin 2\omega t)}{4\sin^4 \omega t + (2\omega t + \sin 2\omega t)^2}. \quad (2.11)$$

По выражению (2.11) в диапазоне времени $0,005 \leq t \leq 0,02$ с, когда наблюдается наиболее интенсивное нарастание сигнала, был построен график изменения $k_k(t)$ (рис. 2.2), из которого видно, что в указанном диапазоне значение $k_{k\max} = 3,2$ (кривая 1).

Для приближенного аналитического определения максимума коэффициента $k_{k\max}$ можно пренебречь первым членом в знаменателе выражения (2.11), что несущественно повлияет на получаемое значение, но значительно упростит выражение:

$$k_{\kappa}(t) = \frac{2\omega T}{2\omega t + \sin 2\omega t} = \frac{4\pi}{2\omega t + \sin 2\omega t}. \quad (2.12)$$

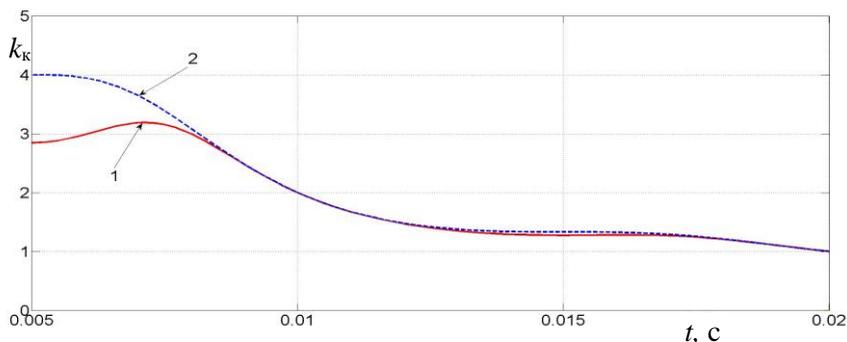


Рис. 2.2. Изменение корректирующего коэффициента

По выражению (2.12) построена зависимость (кривая 2, на рис. 2.2), позволившая определить максимальное значение $k_{\kappa\max} = 4$.

Таким образом, значение $k_{\kappa\max} = 4$ можно рекомендовать в качестве максимального значения корректирующего коэффициента. Все остальные выбросы $k_{\kappa\max} > 4$ могут возникать в первые моменты коммутации, когда в ЦФ происходит замещение доаварийных выборок аварийными.

2.1.2. Корректирующие коэффициенты для цифровых измерительных органов тока с повышенной динамикой установления выходного сигнала.

Бывают случаи, когда скорость нарастания сигнала с использованием квадратичного корректирующего коэффициента, определяемого по выражению (2.10) оказывается недостаточно высокой. Это присуще, в основном, ЦИОТ, функционирующим при глубоком насыщении ТТ.

Принимая во внимание изложенное выше, применительно к ЦИОТ, корректирующий коэффициент $k_{\kappa n}$ можно представить по аналогии с (2.1) также в виде произведения двух коэффициентов k_{ϕ} и k_n , первый из которых обеспечивает компенсацию запаздывания

вследствие инерционности ЦФ, а второй – учитывает степень насыщения ТТ.

В результате выполненных исследований [51] установлено, что корректирующий коэффициент k_{ϕ} обеспечивает компенсацию запаздывания, вносимого как инерционностью ЦФ, так и насыщением ТТ при незначительной и средней его степени и вычисляется согласно выражению (2.10).

При возрастании степени насыщения происходит увеличение состава высших гармоник во вторичном токе, а текущее действующее значение основной гармоники X_{1n} уменьшается. Вследствие этого корректирующий коэффициент k_{ϕ} , определяемый по (2.10), увеличивается, благодаря чему достигается частичная компенсация запаздывания, обусловленного насыщением стали магнитопровода ТТ.

При глубокой степени насыщения, когда в первичном токе присутствует значительная апериодическая составляющая с большой постоянной времени затухания, необходим отдельный дополнительный ее учет с помощью корректирующего коэффициента k_n .

Для фиксации режима насыщения магнитопровода ТТ можно воспользоваться коэффициентом гармонических искажений $THDr_n$, текущие значения которого определяются уровнем содержания высших гармоник во входном токе. При неучете постоянной составляющей в указанном токе, что вполне допустимо, значения $THDr_n$ рассчитываются по выражению:

$$THDr_n = \sqrt{1 - \frac{X_{1n}^2}{X_{вхл}^2}}. \quad (2.13)$$

Степень искажения входного тока вследствие насыщения ТТ оценивается коэффициентом искажения KI_n , который является функцией $THDr_n$.

В режимах глубокого насыщения ТТ при наличии в первичном токе апериодической составляющей с большой постоянной времени затухания, значения KI_n должны существенно возрасти в соответствии с увеличением $THDr_n$, достигая наибольшей величины при $THDr_n = 1$. При медленном выходе из указанных режимов из-за большой постоянной времени затухания необходимо обеспечить плавное

снижение KI_n до значения, равного нулю, при полном затухании апериодической составляющей.

Простейшая нелинейная зависимость $KI_n = f(THDr_n)$, позволяющая выполнить указанные условия, имеет вид:

$$KI_n = mTHD_m^2 = m \left(1 - \frac{X_{1n}^2}{X_{вхл}^2} \right), \quad (2.14)$$

где m – постоянный коэффициент, посредством которого задается диапазон изменения KI_n (рекомендованные значения $m = 0,3-0,4$).

В установившихся режимах при отсутствии насыщения ТТ, когда $THDr_n = 0$, коэффициент $KI_n = 0$, а в случае глубокого насыщения при $THDr_n \rightarrow 1$ значение $KI_n \rightarrow m$.

Корректирующий коэффициент k_n должен возрасти с увеличением KI_n и плавно снижаться по мере затухания переходного процесса, принимая в установившемся режиме, когда $KI_n = 0$, значение, равное 1. С учетом изложенного выше, получим выражение для текущих значений корректирующего коэффициента $k_{нл}$:

$$k_{нл} = KI_n + 1 = m \left(1 - \frac{X_{1n}^2}{X_{вхл}^2} \right) + 1. \quad (2.15)$$

После подстановки в (2.1) значений $k_{фл}$ и $k_{нл}$ соответственно из (2.10) и (2.15) формула для расчета текущих значений корректирующего коэффициента $k_{кн}$ примет вид:

$$k_{кн} = (m + 1) \frac{X_{вхл}^2}{X_{1n}^2} - m. \quad (2.16)$$

Расширить функциональные возможности и повысить быстродействие ЦИОТ в режимах глубокого насыщения ТТ при наличии в первичном токе значительной апериодической составляющей с большой постоянной времени затухания, когда существенно затягивается время формирования достоверных значений ОС эквивалентного сигнала тока, позволяет еще одна формула [52] определения

корректирующего коэффициента, усиливающая выражения (2.4) и (2.10). В ее основе лежит рассмотренная выше методика с использованием коэффициента нелинейных искажений:

$$k_k = m \left(\frac{X_{\text{вх}}}{X_1} - \frac{X_1}{X_{\text{вх}}} \right) + 1, \quad (2.17)$$

где m – задаваемый параметр, обеспечивающий модификацию корректирующего коэффициента и определяющий быстродействие формирования ОС эквивалентного сигнала тока. Рекомендованное значение m , полученное в результате проведенных вычислительных экспериментов, равно 2,5.

Таким образом, при наличии в токе короткого замыкания апериодической составляющей с большой постоянной времени затухания, ЦИОТ реализованный с использованием корректирующего коэффициента по выражению (2.17) достигает уровня срабатывания примерно на 3–4 периода длительности основной частоты быстрее, чем ЦИО с корректирующим коэффициентом на основе выражения (2.10). Задавая различные значения параметра m , можно изменять быстродействие указанного ЦИОТ в зависимости от конкретных применений.

При отсутствии в токе короткого замыкания апериодической составляющей или при малой постоянной времени ее затухания оба ЦИО функционируют одинаково.

В табл. 2.1 представлены рассмотренные выше варианты корректирующих коэффициентов и формулы для их определения. Все корректирующие коэффициенты являются функцией $k_k = f(X_{\text{вх}} / X_1)$, а отношение $X_{\text{вх}} / X_1$, в свою очередь, согласно выражению (2.3), зависит от величины THD .

При этом, как указывалось выше, минимальное значение коэффициента нелинейных искажений, при котором ТТ входит в область глубокого насыщения составляет $THD = 0,75$. Для этого значения рассчитаны корректирующие коэффициенты, которые приведены в табл. 2.1, и по величинам которых можно судить об относительной скорости нарастания выходного сигнала ЦФ в переходном режиме.

Как видно из табл. 2.1, варианты 2, 3, 4 обладают схожей динамикой. Однако представляется, что наиболее универсальным и простым в реализации обладает метод получения ОС эквивалентного

сигнала с использованием 3-го варианта определения k_k по выражению (2.10).

Таблица 2.1. Формулы для определения корректирующих коэффициентов

№	Корректирующий коэффициент	Значение k_k при THD = 0,75	№ формулы
1	$k_k = \sqrt{THD^2 + 1} = \frac{X_{BX}}{X_1}$	1,25	(2.3)
2	$k_k = m \cdot \left(\frac{X_{BX}}{X_1} - 1 \right) + 1$ $m = 2,4$	1,6	(2.4)
3	$k_k = \frac{X_{BX}^2}{X_1^2}$	1,56	(2.10)
4	$k_k = (m + 1) \frac{X_{BX}^2}{X_1^2} - m$ $m = 0,3-0,4$	1,78	(2.16)
5	$k_k = m \left(\frac{X_{BX}}{X_1} - \frac{X_1}{X_{BX}} \right) + 1$ $m = 2,5$	2,125	(2.17)

2.1.3. Формирование ортогональных составляющих в быстродействующих измерительных органах микропроцессорных защит, реагирующих на возрастание входных сигналов

Процедура формирования эквивалентных сигналов предполагает вычисления их ОС в функции корректирующих коэффициентов и ОС основных гармоник вторичных сигналов [40].

Как указывалось выше, наиболее универсальный корректирующий коэффициент k_k определяется как отношение квадратов действующих значений входного вторичного сигнала к действующему значению основной гармоники согласно выражению (2.10).

В основу определения квадратов действующих значений входного сигнала для произвольной выборки n положено выражение:

$$X_{\text{вх}n}^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_{\text{вх}}^2(n), \quad (2.18)$$

где $n = 1, \dots, N$ – целое число, соответствующее номеру выборки входного сигнала; $x_{\text{вх}}(n)$ – выборки входного сигнала; N – число выборок сигнала в окне наблюдения.

Для получения ОС основной гармоники входного сигнала могут быть использованы различные алгоритмы цифровой фильтрации с постоянными коэффициентами, такие как: ЦФ на основе метода наименьших квадратов, ДПФ и др. [34; 35]. ЦФ на основе ДПФ являются наиболее распространенными в микропроцессорных защитах и будут рассматриваться в настоящей работе.

Выделение косинусной x_{cn} и синусной x_{sn} ОС основной гармоники ЦФ на основе ДПФ осуществляется по выражениям:

$$\begin{aligned} x_{cn} &= \sum_{n=1}^N a_{cn} \cdot x_{\text{вх}}(n); \\ x_{sn} &= \sum_{n=1}^N a_{sn} \cdot x_{\text{вх}}(n), \end{aligned} \quad (2.19)$$

где a_{cn}, a_{sn} – коэффициенты соответственно косинусного и синусного ЦФ, которые определяются как:

$$\begin{aligned} a_{cn} &= \frac{2}{N} \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right); \\ a_{sn} &= \frac{2}{N} \sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right). \end{aligned} \quad (2.20)$$

Значение амплитуды основной гармоники для произвольной выборки n вычисляется как:

$$X_{mn} = \sqrt{x_{cn}^2 + x_{sn}^2}. \quad (2.21)$$

Квадраты действующих значений основной гармоники для выборок n определяются в соответствии с выражением:

$$X_{1n}^2 = \frac{x_{cn}^2 + x_{sn}^2}{2}. \quad (2.22)$$

Вычисление ОС эквивалентных сигналов производится по значениям x_{cn} , x_{sn} и корректирующих коэффициентов k_{kn} :

$$\begin{aligned} x_{eqcn} &= k_{kn} \cdot x_{cn}; \\ x_{eqsn} &= k_{kn} \cdot x_{sn}. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Основное условие реализуемости предложенной методики повышения быстродействия ЦИО микропроцессорных защит с положительным эффектом состоит в том, чтобы переходная характеристика алгоритма получения квадратов действующих значений входного сигнала была круче и располагалась выше аналогичной характеристики алгоритма формирования квадратов действующих значений основной гармоники указанного сигнала. Этому условию полностью отвечают ЦФ на основе ДПФ.

По значениям x_{eqcn} , x_{eqsn} вычисляется либо амплитудное:

$$X_{eqmn} = \sqrt{x_{eqcn}^2 + x_{eqsn}^2}, \quad (2.24)$$

либо действующее значение эквивалентного сигнала:

$$X_{eqn} = \sqrt{\frac{x_{eqcn}^2 + x_{eqsn}^2}{2}}. \quad (2.25)$$

Количество формируемых эквивалентных сигналов определяется числом входных сигналов. Для ЦИО с одним входным сигналом область срабатывания располагается на числовой оси, для органа с двумя входными сигналами – на плоскости, для органа с тремя и более сигналами – в общем случае в пространстве с тремя и более координатами.

На рис. 2.3 представлена структурная схема ЦИО [49].

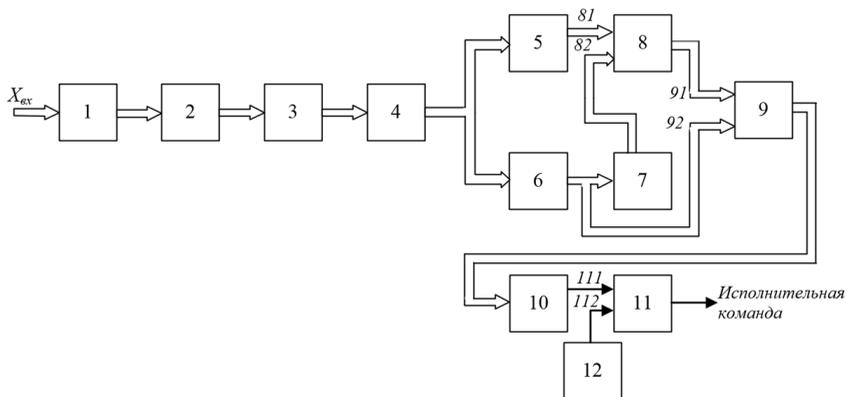


Рис. 2.3. Структурная схема ЦИО

Блок входных преобразователей 1 преобразует входные вторичные сигналы, представленные обобщенным сигналом $x_{вх}$, поступающие от измерительных трансформаторов защищаемого объекта, в пропорциональные сигналы напряжения. Количество преобразователей в блоке 1 определяется числом входных сигналов, а каждый из них представляет собой промежуточный трансформатор с экраном между первичной и вторичной обмотками для обеспечения помехоустойчивости ЦИО.

Блок фильтров нижних частот 2 состоит из активных фильтров 2-го порядка с многоконтурной обратной связью по числу входных вторичных сигналов, каждый из которых выполнен на операционном усилителе. Назначением входящих в блок 1 фильтров является подавление спектральных компонент, частота которых превышает половину частоты дискретизации.

Аналого – цифровой преобразователь 3 осуществляет преобразование выборок выходных напряжений блока фильтров в цифровые коды.

Оперативное запоминающее устройство 4 выполняет функцию хранения последних N выборок каждого вторичного сигнала, которые обрабатываются в последующих блоках.

Блок определения квадратов действующих значений вторичных сигналов 5 функционирует согласно выражению (2.18). В основу реализации блока формирования ортогональных составляющих основных гармоник вторичных сигналов 6 положено ДПФ, при котором выделение косинусной x_{cn} и синусной x_{sn} ОС осуществляется по выражениям (2.19), (2.20).

Блок определения квадратов действующих значений основных гармоник вторичных сигналов 7 функционирует в соответствии с выражением (2.22).

В блоке определения корректирующих коэффициентов 8 вычисляются их численные значения для произвольной выборки n в соответствии с (2.10).

Блок формирования ортогональных составляющих эквивалентных сигналов 9 реализует функцию вычисления последних по значениям x_{cn} , x_{sn} и корректирующих коэффициентов k_{kn} в соответствии с (2.23).

В блоке определения параметров контролируемых ЦИО величин 10 по значениям x_{eqcn} , x_{eqsn} определяются согласно (2.25) действующие значения эквивалентных сигналов, а также с использованием известных выражений [53] вычисляются величины сравниваемых параметров.

Блок сравнения 11 сопоставляет вычисленные параметры с уставками, которые формируются в блоке задания уставок 12.

Блок 12 предназначен для дискретного изменения уровней срабатывания ЦИО и выполнен на базе задатчиков двоично-десятичного кода.

Оценка эффективности предложенной методики производилась с помощью модели ЦИОТ, реализованного на основе стандартного ЦИОТ (см. п. 1.3.2) в Matlab-Simulink-SPS (рис. 2.4).

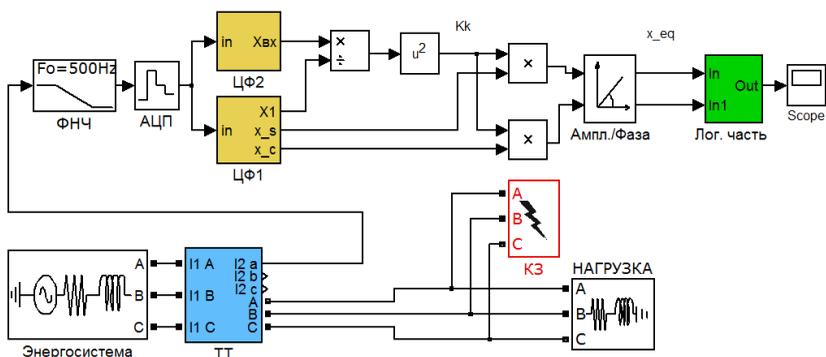


Рис. 2.4. Структура модели оценки эффективности ЦИОТ

В состав модели ЦИОТ входят следующие блоки:

Фильтр нижних частот 2-го порядка (блок «ФНЧ») представляется блоком модели «2nd-Order Filter» и предназначен для подавления компонентов, частота которых превышает половину частоты дискретизации.

Аналого-цифровой преобразователь (блок «АЦП») представляется блоком «Zero-Order Hold» и предназначен для дискретизации выходного непрерывного сигнала блока «ФНЧ».

Основной цифровой фильтр (блок «ЦФ1») предназначен для вычисления ОС основной гармоники входного сигнала по выражениям (2.19).

Реализация ЦФ основана на использовании ДПФ и представляется двумя библиотечными блоками моделей «Digital Filter», параметрами которых являются предварительно рассчитанные коэффициенты для косинусной a_{cn} и синусной a_{sn} ОС, по которым определяется значение амплитуды и фазы основной гармоники входного вторичного сигнала [35]. На выходе блока формируется действующее значение сигнала X_1 , а также его ортогональные составляющие x_{cn} и x_{sn} .

Дополнительный ЦФ (блок «ЦФ2») предназначен для определения действующего значения входного сигнала $X_{вх}$ и представляется блоком модели «Digital Filter», который реализуется, как корень квадратный из выражения (2.18).

В двух последующих блоках («Деление» и «Возведение в квадрат») формируется, согласно выражению (2.20), корректирующий коэффициент k_k , который умножается соответственно на x_{cn} и x_{sn} .

для вычисления ОС эквивалентных сигналов x_{eqsn} и x_{eqcn} по выражению (2.23). Для определения значения амплитуды и фазы эквивалентного сигнала используется стандартный блок «*Cartesian to Polar*», выходы которого соединяются с логической частью ЦИОТ, в которой, в зависимости от особенностей конкретной защиты, формируются необходимые входные величины. Так, для ЦИОТ в блоке «Логическая часть» определяется действующее значение эквивалентного сигнала, контролируется количество последовательных выборок сигнала, превышающих уровень срабатывания для надежности срабатывания ЦИОТ, задается выдержка времени и т. п.

Проверку функционирования модели ЦИОТ, разработанной в Matlab-Simulink, целесообразно проводить с использованием 2-х видов тестовых воздействий – синусоидального сигнала с частотой 50 Гц (идеализированное воздействие), а также сигналом, приближенным к реальному вторичному ТТ при КЗ. Для этих целей модель ЦИОТ была дополнена блоками моделей ОЭО, нагрузки, ТТ и блоком КЗ, реализация которых подробно рассмотрена в разделе 1.

Одним из критериев, по которому оценивается качество фильтрации, является время установления сигнала на выходе ЦИОТ.

Сравнивалось быстрдействие предлагаемого ЦИОТ, формирующего действующее значение эквивалентного сигнала X_{eq} , с действующим значением сигнала основной гармоники X_1 , формируемого ЦИОТ на основе ДПФ при синусоидальном входном воздействии (рис. 2.5). Время установления эквивалентного сигнала составляет 0,075 с, что приблизительно в 2,5 раза быстрее, чем у ЦИОТ на основе ДПФ.

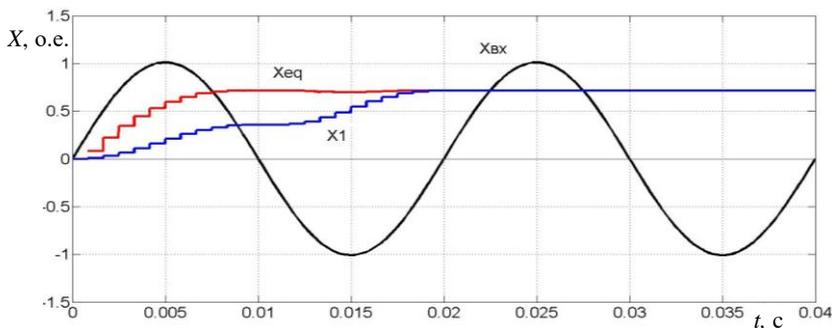


Рис. 2.5. Результаты функционирования модели предлагаемого ЦИОТ и модели ЦИОТ на основе ДПФ

На рис. 2.6 приведены результаты моделирования, применительно к ЦИОТ, полученные с использованием представленной выше модели при сложном воздействии.

В промежутке времени $t = 0,00-0,04$ с моделируется доаварийный режим, при котором вторичный ток ТТ синусоидален. В момент времени $t = 0,04$ с возникает трехфазное КЗ – аварийный режим, при котором форма вторичного тока ТТ искажается (кривая 1) по сравнению с идеально трансформируемым сигналом (кривая 2).

На этом же рис. представлена реакция на сложное несинусоидальное воздействие 2-х видов ЦИОТ.

Кривая 4 отражает работу ЦИОТ на основе ДПФ, а кривая 3 – работу предлагаемого ЦИОТ.

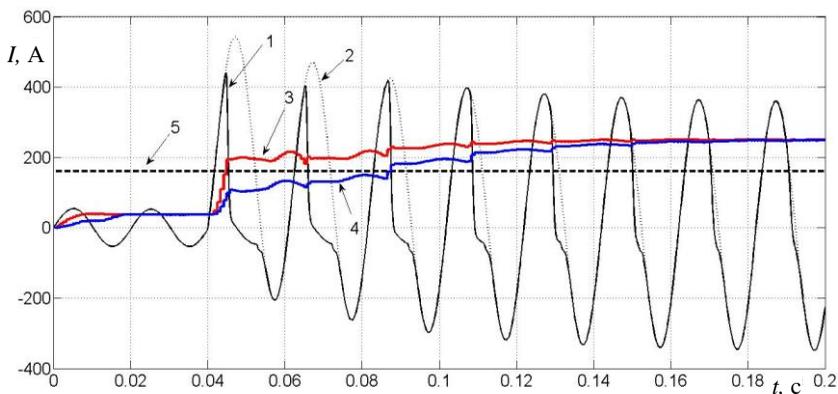


Рис. 2.6. Результаты моделирования предлагаемого ЦИОТ при сложном входном воздействии

Как видно из рис. 2.6, время нарастания выходных сигналов рассматриваемых ЦИОТ до уровня срабатывания (принятого, к примеру, равным 160 А – прямая 5) у предлагаемого ЦИОТ наступает в момент времени равный 0,045 с, а у ЦИОТ на основе ДПФ – в 0,085 с, т. е. последний срабатывает на 2 периода основной частоты позже. При этом, предлагаемый ЦИОТ показывает высокое быстродействие и в абсолютном выражении – срабатывая через 0,005 с после наступления КЗ.

2.1.4. Формирование ортогональных составляющих в быстродействующих измерительных органах микропроцессорных защит, реагирующих на возрастание и снижение входных сигналов

Характерными состояниями контролируемого микропроцессорной защитой сигнала являются его установившееся значение в нормальном режиме, возрастание при КЗ и спад при отключении КЗ. Принимая за основу выделения ОС основной гармонике входного сигнала ДПФ, можно отметить, что характеристики существующих формирователей ОС могут быть существенно улучшены во всех перечисленных режимах [54].

На рис. 2.7 (кривая 1) представлена переходная характеристика амплитудного значения ЦФ на основе ДПФ, принятого в качестве основного, при подаче и снятии синусоидального сигнала частотой 50 Гц.

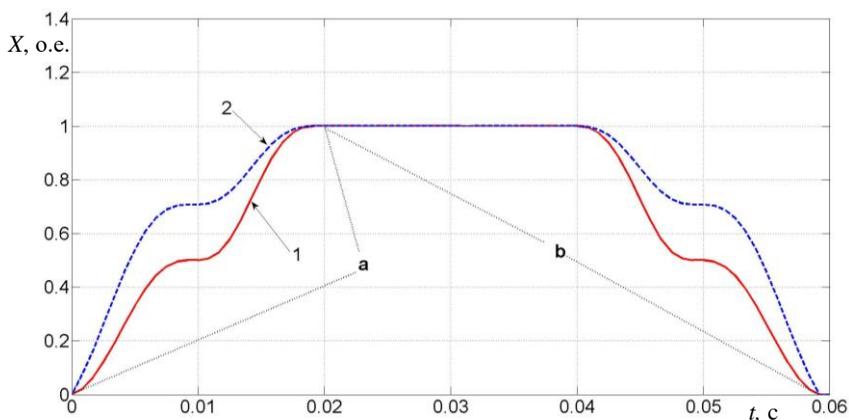


Рис. 2.7. Переходные характеристики ЦФ

В качестве дополнительного выбран ЦФ, формирующий амплитудные значения входного сигнала $X_{вхmn}$ в соответствии с выражением (2.18):

$$X_{вхmn} = \sqrt{\frac{2}{N} \sum_{n=1}^N x_{вх}^2(n)}. \quad (2.26)$$

Переходная характеристика данного ЦФ для амплитудных значений при подаче и снятии синусоидального сигнала основной частоты приведена на том же рис. 2.7 (кривая 2).

Основное условие реализуемости предлагаемого метода состоит в том, чтобы переходная характеристика дополнительного ЦФ в областях подъема и спада сигнала располагалась выше аналогичной характеристики базового ЦФ.

Корректирующий коэффициент $k_{\text{кн}}$ для различных участков переходной характеристики основного фильтра определяется по-разному. Выделим на характеристике 1 (рис. 2.7) два участка: a – участок нарастания сигнала; b – участок неизменного состояния либо спада сигнала. Если произвольная выборка n находится в пределах участка a , то ей присваивается признак $c = 1$, а когда n расположена на участке b , то $c = 0$.

Для задания признака c фиксируются два смежных амплитудных значения сигнала основного фильтра $X_{1m(n-r)}$ и X_{1mn} , по которым рассчитывается параметр P :

$$P = \frac{X_{1mn}}{X_{1m(n-r)}}(1 - \varepsilon). \quad (2.27)$$

Если $P \leq 1$, то $c = 0$, в противном случае $c = 1$. Постоянная $0 < \varepsilon \leq 0,1$ в выражении (2.27) обеспечивает отстройку от кратковременных провалов амплитудных значений сигнала основного ЦФ, когда на участке a $X_{1mn} < X_{1m(n-r)}$, а на участке b $X_{1mn} > X_{1m(n-r)}$.

Численное значение $k_{\text{кн}}$ для произвольной выборки n в пределах участка a ($c = 1$) рассчитывается по выражению [40; 47]:

$$k_{\text{кн}} = m \left(\frac{X_{\text{вхmn}}}{X_{1mn}} - 1 \right) + 1, \quad (2.28)$$

где m – постоянный коэффициент.

Для произвольной выборки n на участке b ($c = 0$) $k_{\text{кн}}$ принимается равным 1.

Принимая во внимание отмеченное выше с учетом признака c , получим общее выражение для определения $k_{кп}$ для произвольной выборки n , находящейся на любом из участков a, b [54]:

$$k_{кп} = c \left[m \left(\frac{X_{вхmn}}{X_{1mn}} - 1 \right) + 1 \right] + 1 - c. \quad (2.29)$$

При выборе численного значения постоянного коэффициента m необходимо учитывать, что с его увеличением возрастает быстродействие формирования ОС эквивалентного сигнала. Однако после превышения m некоторой величины на переходной характеристике отмечаются выбросы указанного сигнала. Оптимальным будет такое значение m , при котором достигается высокое быстродействие формирования ОС эквивалентного сигнала при гладкой переходной характеристике и с отсутствием на ней выбросов. В результате проведенных исследований установлено, что оптимальным значением указанного коэффициента является $m \leq 2,4$.

Следует отметить, что в переходных режимах текущие значения $k_{кп}$, определяемые по (2.29), могут существенно возрастать. Большие $k_{кп}$ обуславливают ухудшение частотных свойств алгоритма формирования эквивалентного сигнала. Совпадение частотных свойств указанного алгоритма и ДПФ обеспечивается ограничением $k_{кп}$, что не оказывает существенного влияния на его быстродействие.

На рис. 2.8 представлена структурная схема цифрового устройства формирования ОС эквивалентного сигнала, в каждом блоке которой выполняется определенное преобразование сигнала или реализуется математическое выражение в соответствии с рассмотренным выше алгоритмом [55].

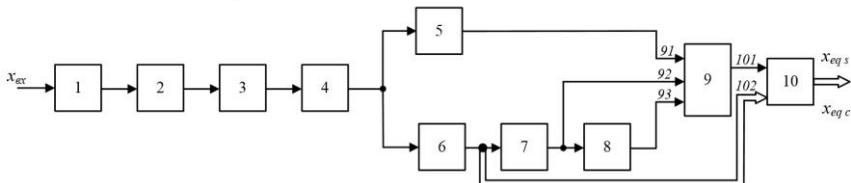


Рис. 2.8. Структурная схема цифрового устройства формирования ОС эквивалентного сигнала в микропроцессорных защитах

Назначения блоков 1–4 аналогично рассмотренной выше структурной схеме на рис. 2.3.

В блоке 5, с использованием дополнительного ЦФ, определяется амплитудное значение входного сигнала $X_{вхmn}$ согласно (2.26).

В основу выполнения блока формирования ОС основной гармоники входного сигнала 6 положено ДПФ, при котором с помощью основного ЦФ по выражениям (2.19) выделяются косинусная x_{cn} и синусная x_{sn} ОС.

Блок определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала X_{1mn} 7 реализует выражение (2.21).

В блоке определения характера изменения входного сигнала 8 формируется признак c . Для этой цели фиксируются два смежных амплитудных значения основной гармоники входного сигнала X_{1mn} и $X_{1m(n-r)}$, по которым с учетом постоянной ϵ согласно выражению (2.27) вычисляется параметр P . Если выполняется условие $P \leq 1$, то признаку c присваивается значение $c = 0$, в противном случае $c = 1$.

В блоке 9 определения корректирующего коэффициента k_{kn} реализуется выражение (2.29), позволяющее учесть характер изменения сигнала: в случае нарастания сигнала ($c = 1$) корректирующий коэффициент принимает значение, определяемое выражением (2.28), а при его неизменном характере или спаде ($c = 0$) значение $k_{kn} = 1$, что соответствует вычислению ОС сигнала по алгоритму ДПФ, согласно (1). Как отмечалось выше, оптимальное значение постоянного коэффициента m , входящего в (2.29), при котором отсутствует перерегулирование переходной характеристики и достигается приемлемое быстроедействие, составляет $m = 2,4$.

Блок формирования ОС эквивалентного сигнала x_{eqcn}, x_{eqsn} 10 реализует функцию их вычисления по значениям x_{cn}, x_{sn} и величине корректирующего коэффициента k_{kn} по выражениям (2.23).

На рис. 2.9 представлены результаты функционирования предлагаемого устройства формирования ОС эквивалентного сигнала и основного ЦФ на основе ДПФ, при синусоидальном воздействии (кривая 3). Время установления амплитудного значения эквивалентного сигнала (кривая 1) при $m = 2,4$ составляет менее 0,5 периода основной частоты, что в 2 с лишним раза выше, чем у ЦФ на основе ДПФ (кривая 2). В установившемся режиме и при спаде сигнала оба ЦФ функционируют идентично.

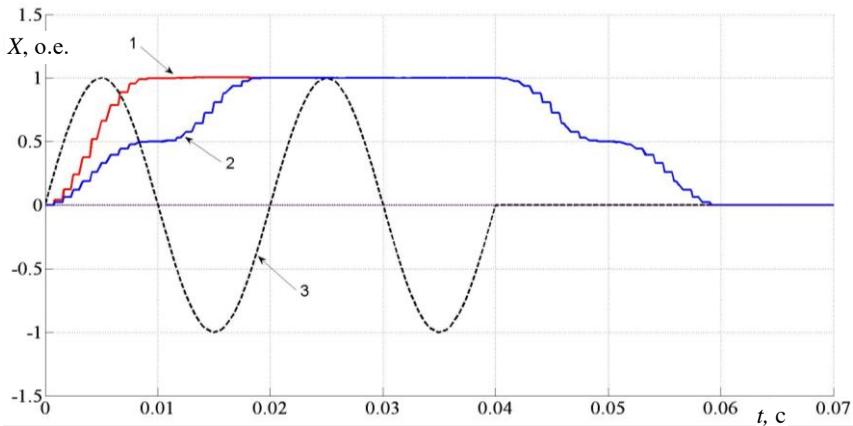


Рис. 2.9. Результаты функционирования моделей ЦФ

Частотные свойства формирователя ОС эквивалентного сигнала оценивались по его амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) в сравнении с АЧХ ЦФ на основе ДПФ. Результаты расчетов АЧХ сравниваемых ЦФ представлены на рис. 2.10. АЧХ предлагаемого формирователя ОС (кривая 1) и ЦФ на основе ДПФ (кривая 2) полностью совпадают во всем исследуемом частотном диапазоне. Незначительные отличия в низкочастотной области связаны с большим шагом изменения частоты в 5 Гц для сокращения времени расчета.

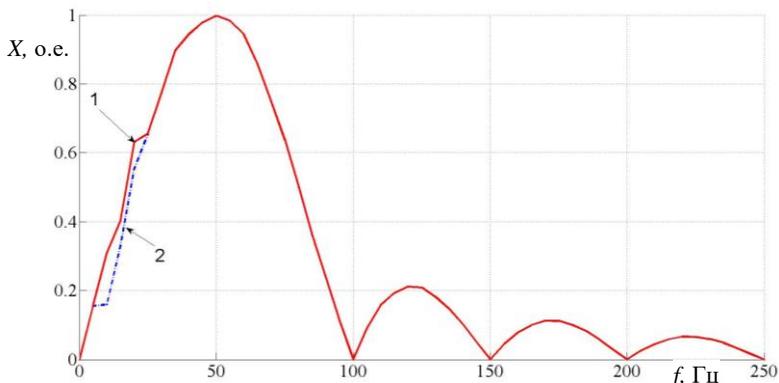


Рис. 2.10. АЧХ формирователя ОС эквивалентного сигнала и ЦФ на основе ДПФ

На рис. 2.11 приведены результаты расчетов с использованием воздействия, приближенного к реальному вторичному току ТТ. Такое воздействие получено с помощью комплексной математической модели, включающей модели ОЭО, защищаемого объекта, измерительного ТТ, а также моделей вышеперечисленных ЦФ, реализованной в Matlab-Simulink-SPS.

В промежутке времени $t = 0,00-0,1$ с моделируется доаварийный режим, при котором вторичный ток ТТ (контролируемый сигнал) синусоидален. В момент времени $t = 0,1$ с происходит трехфазное КЗ – аварийный режим, при котором форма вторичного тока ТТ искажается (кривая 3). При этом, время нарастания выходных сигналов в переходном режиме существенно различаются: у предлагаемого формирователя ОС выходной сигнал нарастает быстрее (кривая 1) и располагается выше выходного сигнала ЦФ на основе ДПФ (кривая 2). Так продолжается до момента времени $t = 0,24$ с, когда заканчивается переходный процесс и форма вторичного тока ТТ становится синусоидальной. В послеаварийном режиме и при исчезновении сигнала функционирование формирователя ОС эквивалентного сигнала не отличается от ЦФ на основе ДПФ.

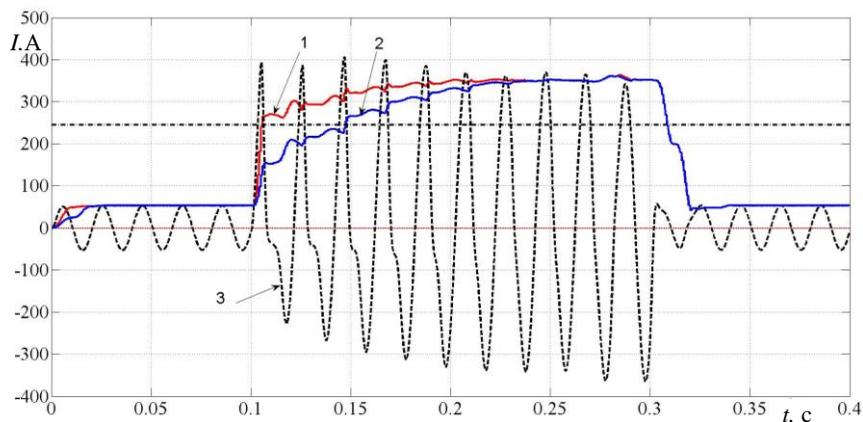


Рис. 2.11. Результаты моделирования при сложном входном воздействии

При необходимости увеличить быстродействие ЦИО в сравнении с фильтром на основе ДПФ как при подъеме, так и при спаде сигнала предлагается более совершенная методика определения корректирующих коэффициентов [48].

На первом этапе формируется корректирующий коэффициент k_{kn} , который будем называть *базовым* (его формирование рассмотрено в п. 2.1), а при определении косинусной x_{eqcn} и синусной x_{eqsn} ОС эквивалентного сигнала для выборки n будем использовать *результатирующий* k_m корректирующий коэффициент:

$$\begin{aligned} x_{eqcn} &= k_m x_{cn}; \\ x_{eqsn} &= k_m x_{sn}. \end{aligned} \quad (2.30)$$

Численное значение результирующего корректирующего коэффициента k_m является функцией базового корректирующего коэффициента k_{kn} , который непосредственно рассчитывается по амплитудам сигналов основного и дополнительного ЦФ с учетом характера изменения сигнала.

Для определения характера изменения входного сигнала $x(t)$ формируется признак c , которому соответствуют три характерные участка кривой, представленной на рис. 2.12: 1 – сигнал возрастает; 2 – сигнал не изменяется; 3 – сигнал снижается. Так, участку 1 присваивается признак $c = 1$, участку 2 – признак $c = 0$, а участку 3 – признак $c = -1$. Определение признака c происходит в два этапа.

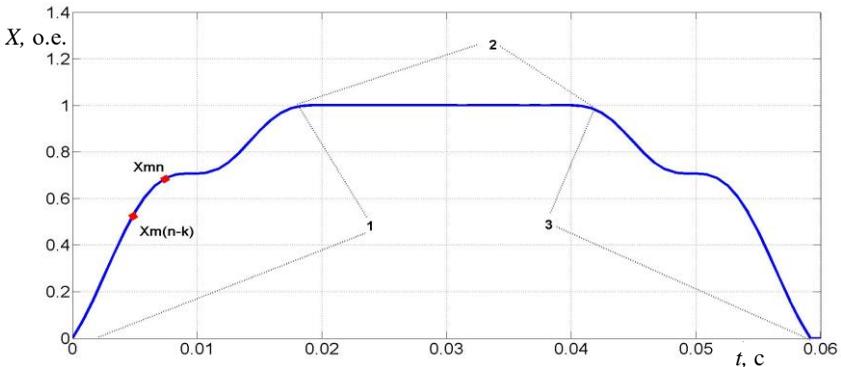


Рис. 2.12. Переходная характеристика цифрового фильтра

На первом этапе объединяются участки 1, 2 и им присваивается промежуточный признак $c_1 = 1$, а участку 3 – промежуточный признак $c_1 = -1$. Далее фиксируются два смежных амплитудных значе-

ния основной гармоники входного сигнала X_{1mn} и $X_{1m(n-k)}$, по которым вычисляется параметр P_1 :

$$P_1 = \frac{X_{1mn}}{X_{1m(n-k)}} \cdot (1 + \varepsilon), \quad (2.31)$$

где постоянная $0 < \varepsilon \leq 0,1$ обеспечивает отстройку от кратковременных провалов амплитудных значений сигнала основной гармоники.

Если выполняется условие $P_1 \geq 1$, то это соответствует объединенным участкам 1 и 2 (сигнал нарастает либо не изменяется) с присвоением промежуточного признака $c_1 = 1$, в противном случае по промежуточному признаку $c_1 = -1$ идентифицируется участок 3.

На втором этапе объединяются участки 3 и 2, для них вырабатывается промежуточный признак $c_2 = -1$, участку 1 присваивается $-c_2 = 1$ и вычисляется параметр P_2 :

$$P_2 = \frac{X_{1mn}}{X_{1m(n-k)}} \cdot (1 - \varepsilon). \quad (2.32)$$

Объединенные участки 3 и 2 определяются по условию $P_2 \leq 1$ при промежуточном признаке $c_2 = -1$, в противном случае $-c_2 = 1$, что соответствует 1 участку.

Результирующий признак определяется по выражению:

$$c = \frac{c_1 + c_2}{2}. \quad (2.33)$$

Все этапы определения характера изменения сигнала по рассмотренной выше методике сведены в табл. 2.2.

Таблица 2.2. Параметры и признаки определения характера изменения входного сигнала

Параметры		Признаки			Номер участка
P_1	P_2	n_1	n_2	n	
$P_1 \geq 1$	$P_2 > 1$	1	1	1	1
$P_1 \geq 1$	$P_2 \leq 1$	1	-1	0	2
$P_1 < 1$	$P_2 \leq 1$	-1	-1	-1	3

При известном базовом корректирующем коэффициенте $k_{кн}$, который вычисляется по выражению (2.10), результирующий корректирующий коэффициент определяется как:

$$k_{rn} = 0,5 \cdot (|c| + c) \cdot k_{кн} + 0,5 \cdot (|c| - c) \cdot \frac{1}{k_{кн}} + 1 - |c|. \quad (2.34)$$

Численное значение k_{rn} для произвольной выборки n рассчитывается по величине базового корректирующего коэффициента $k_{кн}$ для этой же выборки с учетом характера изменения сигнала. В случае нарастания сигнала ($c = 1$), результирующий корректирующий коэффициент принимает значение базового корректирующего коэффициента $k_{rn} = k_{кн}$, при его неизменном состоянии ($c = 0$) – коэффициент $k_{rn} = 1$, т. е. совпадает с характеристиками ЦФ на основе ДПФ, а при спаде сигнала ($c = -1$) приобретает значение, обратное величине базового корректирующего коэффициента: $k_{rn} = 1/k_{кн}$.

Оценка эффективности предлагаемого метода формирования ОС входных сигналов проводилась с использованием цифровой модели, реализованной в Matlab-Simulink-SPS. Укрупнено модель содержит составные блоки, в которых моделируется работа основных элементов цифрового устройства формирования ОС (ЦУФОС): входного преобразователя, фильтра нижних частот, аналого-цифрового преобразователя, основного и дополнительного фильтров, признаков и коэффициентов, определяющих характер изменения сигнала, базового и результирующего корректирующих коэф-

фициентов, а также вычислительных блоков, на выходах которых формируются ОС эквивалентного сигнала x_{eqsn} , x_{eqsn} .

На рис. 2.13 представлены результаты функционирования предлагаемого ЦУФОС (кривая 1) в сравнении с ЦФ, реализованным с использованием ДПФ (кривая 2), при их включении на синусоидальное входное воздействие единичной амплитуды с частотой 50 Гц (кривая 3).

Время установления значения амплитуды эквивалентного сигнала X_{meqn} составляет менее 0,5 периода основной частоты, что более чем в 2 раза быстрее, чем у ЦФ на основе ДПФ. В установившемся режиме оба устройства функционируют идентично. Однако при спаде сигнала, предлагаемое ЦУФОС возвращается в исходное состояние быстрее.

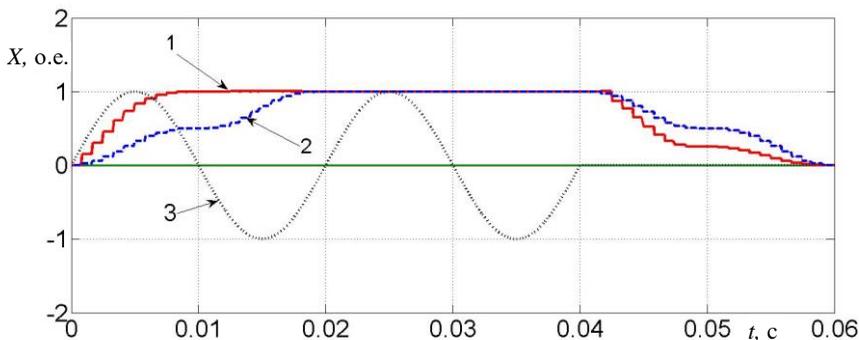


Рис. 2.13. Результаты функционирования моделей цифровых фильтров

На рис. 2.14 приведены результаты расчетов при сложном гармоническом входном воздействии, имитирующем функционирование ЦУФОС и ЦФ на основе ДПФ в различных режимах функционирования сети: нормальный режим – возникновение КЗ – установившийся режим – отключение КЗ – бестоковая пауза – успешное автоматическое повторное включение (АПВ).

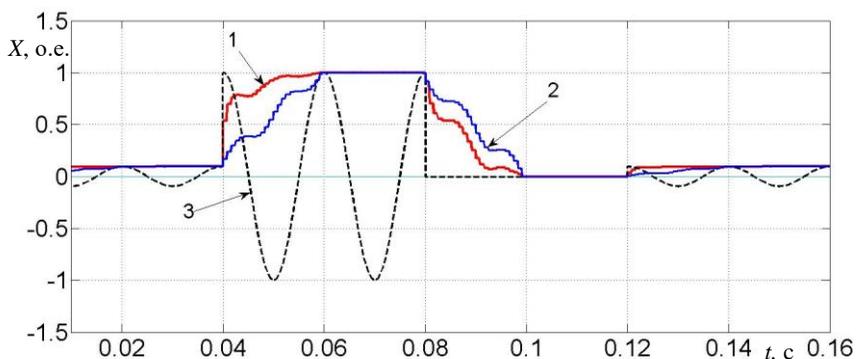


Рис. 2.14. Функционирование формирователя ортогональных составляющих при сложном гармоническом входном воздействии

В промежутке времени $t = 0,00–0,04$ с моделируется доаварийный режим. В момент времени $t = 0,04$ с происходит трехфазное КЗ – аварийный режим. При этом, время нарастания выходных сигналов рассматриваемых моделей в переходном режиме существенно различаются: у предлагаемого ЦУФОС выходной сигнал нарастает быстрее (кривая 1) и располагается выше выходного сигнала ЦФ на основе ДПФ (кривая 2). Так продолжается до момента времени $t = 0,06$ с, когда заканчивается переходный процесс от 0,04 до 0,06 с и кривые сливаются.

В момент времени $t = 0,08$ с КЗ отключается и сигналы обоих устройств спадают до нуля, при этом скорость спадания у ЦУФОС существенно выше. Далее наступает бестоковая пауза, а затем, в момент времени $t = 0,12$ с, происходит успешное АПВ и значения амплитуды обоих сигналов возвращаются к доаварийному уровню.

Необходимо отметить, что любая коммутация сопровождается значительным повышением значения корректирующего коэффициента, что подтверждает необходимость его ограничения на уровне $k_{\text{кmax}} = 4$.

Для проверки правильности определения значения амплитуды эквивалентного сигнала основной гармоники (рис. 2.15, кривая 1) незатухающего гармонического воздействия, использовался сигнал (кривая 2) вида: $x(t) = \sin(\omega t) + 2 \sin(2\omega t) + 3 \sin(3\omega t)$.

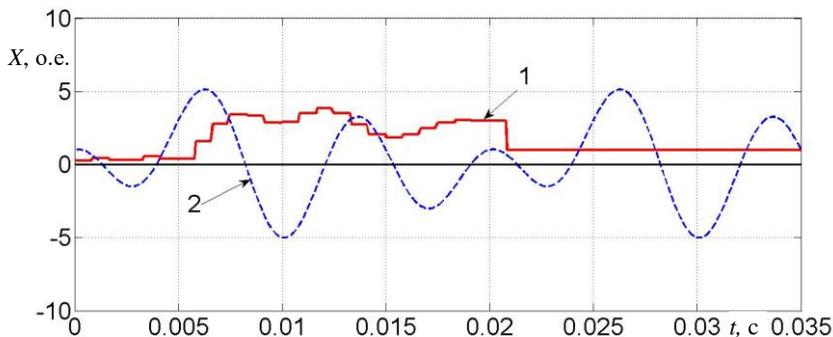


Рис. 2.15. Выделение основной гармоники цифровым устройством формирования ортогональных составляющих из сложного гармонического сигнала

Необходимо отметить, что по сравнению с реализациями ЦУФОС рассмотренными выше, предлагаемое устройство, благодаря улучшенному алгоритму определения характера изменения входного сигнала, практически за время равное длительности периода основной частоты выделяет основную гармонику из сильно зашумленного сигнала. Это связано с тем, что ЦФ на основе ДПФ при гармоническом входном сигнале выделяет первую гармонику за время равное длительности одного периода основной частоты. При этом признак c характера изменения входного сигнала формируется по переходной характеристике ЦФ на основе ДПФ и ему в установленном режиме, т. е. через период основной частоты, присваивается значение $c = 0$. В этом случае, результирующий корректирующий коэффициент становится равным $k_{кл} = 1$ и формирование ОС, а, следовательно, и амплитудных значений выходного сигнала производится без ускорения непосредственно основным ЦФ на основе ДПФ.

Для увеличения скорости нарастания сигнала в переходном режиме при одинаковом характере его спада, по сравнению с рассмотренным выше методом, можно использовать более «сильный» базовый коэффициент $k_{кл}$ определяемый по выражению (2.16). Метод формирования ОС с указанным базовым корректирующим коэффициентом [51] отличается высокой эффективностью в режимах сильного насыщения ТТ при сложном входном сигнале с наличием

в нем аperiodической составляющей и большой постоянной времени затухания.

В этом случае, применительно к ЦИОТ базовый корректирующий коэффициент $k_{кн}$ на подъеме характеристики (рис. 2.12) будет вычисляться по аналогии с (2.16), но с учетом соответствующих обозначений. Так, принимая $I_{вхn} = X_{вх}$ и $I_{1n} = X_1$ получим выражение для корректирующего коэффициента на подъеме характеристики:

$$k_{кн} = (m + 1) \frac{I_{вхn}^2}{I_{1n}^2} - m.$$

На спаде $k_{кн}$ определяется по обратному значению коэффициента, определяемого по (2.10):

$$k_{кн} = \frac{I_{1n}^2}{I_{вхn}^2},$$

где $I_{вхn}$ – текущее действующее значение контролируемого сигнала тока; I_{1n} – то же основной гармонике контролируемого сигнала тока.

Общее выражение для определения результирующего корректирующего коэффициента для произвольной выборки n , расположенной на любом из участков кривой (рис. 2.12), будет иметь вид

$$k_m = 0,5(|c| + c) \left[(m + 1) \frac{I_{вхn}^2}{I_{1n}^2} - m \right] + 0,5(|c| - c) \frac{I_{1n}^2}{I_{вхn}^2} - |c| + 1. \quad (2.35)$$

Более высокая эффективность предлагаемого метода формирования ОС с использованием результирующего коэффициента, определяемого по формуле (2.35) в сравнении с рассчитанным по (2.34), имеет место в режимах сильного насыщения ТТ. Как следует из представленных на рис. 2.16 результатов исследований, при сложном входном воздействии (кривая 1) и сильном насыщении магнитопровода ТТ переходная характеристика эквивалентного сигнала тока по предложенному методу (кривая 2) располагается выше (при более быстром достижении установившегося значения) аналогич-

ной характеристики реализованного ранее метода (кривая 3). В результате обеспечивается повышение быстродействия формирования эквивалентных ОС в 1,5–2 раза.

Как видно из рис. 2.16, при спаде входного тока (отключения КЗ) оба метода формирования ОС функционируют идентично.

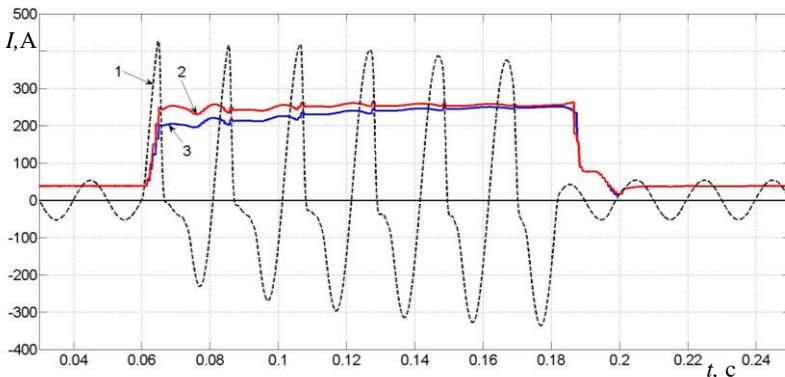


Рис. 2.16. Изменение действующего значения эквивалентного тока при сильном насыщении магнитопровода трансформаторов тока

В качестве параметра для относительной оценки динамических свойств различных методов формирования ОС можно использовать изменение отношения действующих значений эквивалентных сигналов токов, полученных с помощью сравниваемых методов. При значениях указанного параметра, близких к единице, методы являются практически идентичными, и чем больше они отличаются от единицы, тем более высокими динамическими свойствами обладает один из них.

На рис. 2.17 приведено согласованное по времени с рис. 2.16 изменение отношения действующих значений эквивалентных токов k , полученных с помощью предложенного и рассмотренного ранее методов, при сильном (кривая 1) и слабом (кривая 2) насыщениях ТТ. Анализ представленных зависимостей свидетельствует о более высоких динамических свойствах метода формирования ОС с использованием результирующего корректирующего коэффициента по выражению (2.35) в сравнении с рассчитанным по (2.34) для условий глубокого насыщения магнитопровода ТТ и о практиче-

ском совпадении указанных свойств при его малой степени насыщения или его отсутствии.

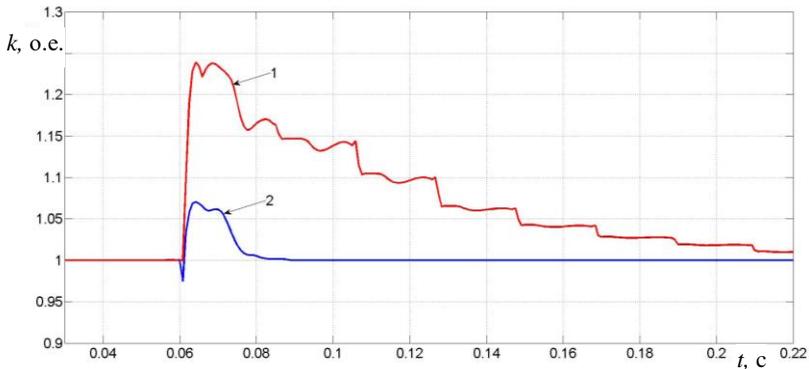


Рис. 2.17. Отношение действующих значений эквивалентных токов, полученных предложенным и известным методами, при сильном (кривая 1) и слабом (кривая 2) насыщениях магнитопровода трансформаторов тока

Дальнейшее повышение быстродействия формирования ОС входных токов может быть осуществлено за счет реализации принципа адаптивности путем соответствующего текущего изменения входящего в (2.35) коэффициента m .

2.2. Формирование ортогональных составляющих сигналов с коррекцией фазовой динамической погрешности

2.2.1. Принципы выполнения формирователей ортогональных составляющих сигналов с коррекцией фазовой динамической погрешности

При сложном входном сигнале $u_{вх}(t)$ с помощью ЦФ на основе ДПФ из него выделяется основная гармоника $u_{вх}(t)$ (рис. 2.18). В установившемся режиме выходной сигнал фильтра $u_{вых}(t)$ совпадает с входным $u_{вх}(t)$. При наступлении переходного режима $u_{вх}(t)$ и $u_{вых}(t)$ сдвинуты по фазе на угол $\Delta\varphi$, являющийся динамической фазовой погрешностью. Указанная погрешность с течением времени снижается и исчезает вообще после завершения переходного процесса в ЦФ.

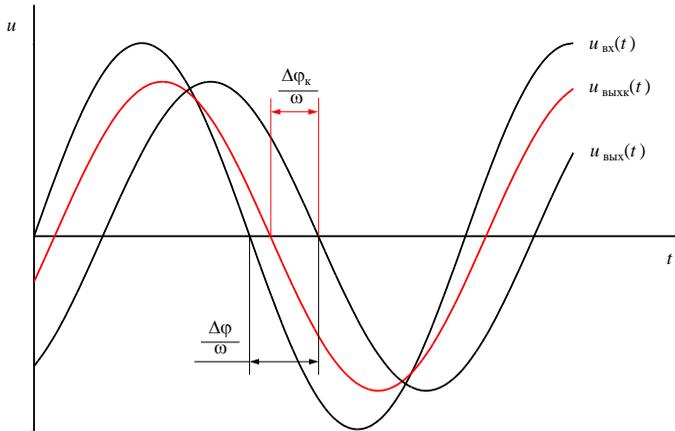


Рис. 2.18. Временные диаграммы сигналов на входе и выходе ЦФ

Задачей коррекции фазовой динамической погрешности является определение приближенного значения угла компенсации $\Delta\phi_k$ и формирование на этой основе выходного сигнала $u_{\text{выхк}}(t)$ максимально приближенного к $u_{\text{вх}}(t)$ (рис. 2.18) [56].

Для полной компенсации необходимо получить $\Delta\phi_k = \Delta\phi$, что весьма затруднительно из-за влияния методической погрешности определения $\Delta\phi_k$ и других факторов. Значение $\Delta\phi_{\text{кл}}$ в конечном результате фигурирует в неявном виде, а выходной сигнал с его учетом представляется ортогональными составляющими $u_{\text{вых}}(t)$.

Динамическая погрешность фильтрации определяется как:

$$\Delta u(t) = u_{\text{вых}}(t) - u_{\text{вх}}(t), \quad (2.36)$$

где $u_{\text{вх}}(t)$ и $u_{\text{вых}}(t)$ – соответственно сигналы на входе и выходе ЦФ, имеет место в переходном режиме. Она состоит из амплитудной динамической погрешности и фазовой динамической погрешности. Одним из путей коррекции первой из указанных погрешностей является повышение быстродействия получения выходного сигнала $u_{\text{вых}}(t)$.

При синусоидальном входном сигнале вида:

$$u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{мвх}} \sin(\omega t + \phi_0),$$

где $U_{\text{вх}}$ – амплитуда; ω – частота; t – текущее время; ϕ_0 – начальная фаза, на выходе ЦФ формируется синусоидальный выходной сигнал той же частоты с амплитудой $U_{\text{вых}}$ и текущей фазой $\phi_{\text{вых}}$:

$$u_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых}} \sin \phi_{\text{вых}}.$$

При этом динамическая фазовая погрешность определяется как разность фаз выходного и входного сигналов:

$$\Delta\phi(t) = \phi_{\text{вых}}(t) - (\omega t + \phi_0). \quad (2.37)$$

Переходя от непрерывных величин в (2.37) к выборкам, зафиксированным в дискретные моменты времени t_n , получим:

$$\Delta\phi_n = \phi_{\text{вых } n} - (\omega t_n + \phi_0). \quad (2.38)$$

В микропроцессорных защитах текущая фаза выходного сигнала $\phi_{\text{вых } n}$ определяется по его ОС, формируемым с помощью нерекурсивных ЦФ на основе ДПФ. Динамическая фазовая погрешность имеет место в переходном режиме фильтрации, по завершению которого исчезает. Для классического нерекурсивного ЦФ на основе ДПФ длительность переходного режима составляет:

$$t_{\text{пр}} = N\Delta t,$$

где N – число выборок; Δt – шаг дискретизации, и равна по длительности периоду изменения основной частоты. Исходя из этого, контроль $\Delta\phi_n$ достаточно осуществлять в диапазоне изменения текущей фазы входного сигнала 2π с момента наступления переходного режима $t_{\text{вкл}}$.

Принимая во внимание отмеченное, текущая фаза входного сигнала определяется по выражению:

$$\phi_{\text{вх}} = (\omega t_n + \phi_0) - 2\pi k_n, \quad (2.39)$$

где $k_n = 0, 1, 2, 3 \dots$

Значение k_n в выражении (2.39) определяется путем округления величины $(\omega t_n + f_0) / 2\pi$ до ближайшего целого в меньшую сторону:

$$k_n = \left\lfloor \frac{\omega t_n + \phi_0}{2\pi} \right\rfloor. \quad (2.40)$$

При этом диапазон изменения $\varphi_{\text{вх } n}$ составляет $0 \dots 2\pi$.

Текущая фаза выходного сигнала $\varphi_{\text{вых } n}$ рассчитывается по его синусной u_{sn} и косинусной u_{cn} ОС, полученным с помощью ЦФ на основе ДПФ.

Если знак u_{sn} определяет знак $\varphi_{\text{вых } n}$, а его численное значение рассчитывается по u_{cn} и амплитуде сигнала $U_{mn} = \sqrt{u_{sn}^2 + u_{cn}^2}$, то выражение для $\varphi_{\text{вых } n}$ имеет вид [32]:

$$\varphi_{\text{вых } n} = \text{sign}(u_{sn}) \arccos \frac{u_{cn}}{U_{mn}}. \quad (2.41)$$

При этом диапазон изменения $\varphi_{\text{вых } n}$ равен $\pm\pi$. Приведение диапазона изменения $\varphi_{\text{вых } n}$ к диапазону $\varphi_{\text{вх } n}$ осуществляется путем реализации—следующего логического условия: если $\varphi_{\text{вых } n} < 0$, то $\varphi_{\text{вых } n} = 2\pi + \varphi_{\text{вых } n}$.

Методом вычислительного эксперимента исследованы фазовые динамические погрешности нерекурсивного ЦФ на основе ДПФ с $N = 24$ и $\Delta t = 0,0008333$ с. При этом, изменения входного сигнала, задавались в моменты времени $t_{\text{вкл}}$, что соответствует фазе включения $\varphi_{\text{вкл}} = \omega t_{\text{вкл}} + \phi_0$. Результаты выполненных исследований подтвердили, что максимальное значение динамической погрешности имеет место в момент изменения режима входного сигнала при определенной фазе $\varphi_{\text{вкл}}$ и зависит от его кратности. Соответствующие зависимости приведены на рис. 2.19.

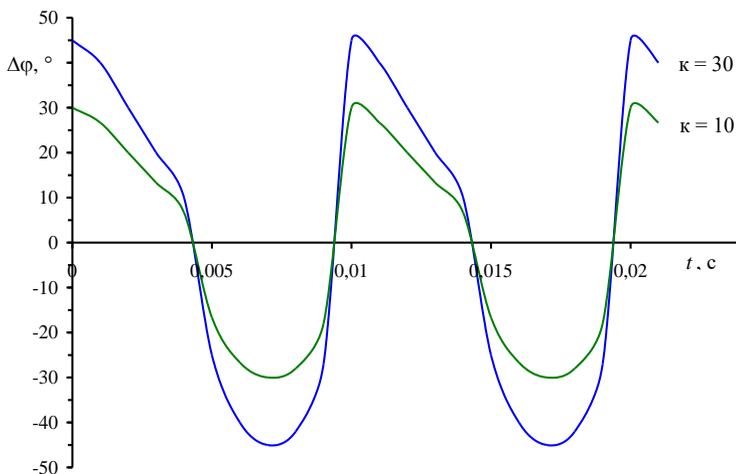


Рис. 2.19. Зависимости максимальной фазовой погрешности от момента изменения режима входного сигнала при его кратности $k = 30$ и $k = 10$

Анализ представленных на рис. 2.19 зависимостей показывает, что фазовая динамическая погрешность возрастает с увеличением кратности входного сигнала в момент изменений режима. Наибольшая погрешность имеет место при фазах включения вблизи значений $0, \pi, 2\pi, \dots$. Так, при кратности входного сигнала $k = 30$ фазовая динамическая погрешность может достигать значений $\pm 45^\circ$, а при $k = 10$ может достигать значений $\pm 30^\circ$. При подаче входного сигнала с изменением от нулевого уровня максимальное абсолютное значение фазовой погрешности может достигать 90° .

Фазовая динамическая погрешность с течением времени экспоненциально уменьшается и по истечении периода основной частоты вообще исчезает.

Снижение ее влияния на функционирование соответствующих ЦИО микропроцессорных защит может быть достигнуто путем частичной компенсации величины динамической погрешности, названной коррекцией.

2.2.2. Формирование ортогональных составляющих с коррекцией динамической фазовой погрешности на основе обработки мгновенных значений сигналов

Предлагаемый метод формирования ОС сигнала с коррекцией динамической фазовой погрешности [57] основывается на получении ОС с последующим определением по их выборкам расчетных ОС, которые совпадают или сдвинуты по фазе относительно исходных ОС соответственно в установившемся и переходном режимах. По выборкам расчетных ОС и исходных ОС вычисляются результирующие ОС входного сигнала с минимальными динамическими фазовыми погрешностями.

На рис. 2.20 приведена упрощенная структурная схема формирователя ОС, в каждом блоке которой осуществляется определенное преобразование сигнала или реализуется математическое выражение в соответствии с рассмотренным ниже алгоритмом.

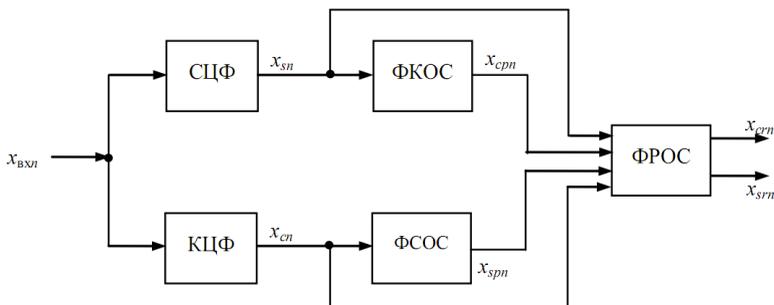


Рис. 2.20. Упрощенная структурная схема формирования ортогональных составляющих сигнала с коррекцией динамической фазовой погрешности

Выборки входного сигнала $x_{вхл}$, полученные в результате его обработки, аналоговой фильтрации и аналого-цифрового преобразования, поступают на входы синусного СЦФ и косинусного КЦФ цифровых фильтров, которые формируют соответственно одноименные ОС основной гармоники x_{sn} и x_{cn} .

По смежным выборкам, разделенным шагом дискретизации Δt , синусной ОС x_{sn} и $x_{s(n-1)}$, а также косинусной ОС x_{cn} и $x_{c(n-1)}$, которые подаются на входы соответственно косинусного ФКОС и си-

нусного ФСОС формирователей ОС, определяются расчетные значения ОС x_{cpn} и x_{spn} в соответствии с выражениями:

$$x_{cpn} = \frac{x_{sn} \cos \omega \Delta t - x_{s(n-1)}}{\sin \omega \Delta t}; \quad (2.42)$$

$$x_{spn} = \frac{x_{c(n-1)} - x_{cn} \cos \omega \Delta t}{\sin \omega \Delta t}, \quad (2.43)$$

где ω – угловая частота сигнала.

С использованием выборок ОС Фурье x_{sn} , x_{cn} , а также расчетных ОС x_{spn} , x_{cpn} в формирователе результирующих ортогональных составляющих ФРОС определяются синусная x_{srn} и косинусная x_{crn} ОС выходного сигнала по выражениям:

$$\begin{aligned} x_{srn} &= x_{sn} - l_1 (x_{sn} - x_{spn}); \\ x_{crn} &= x_{cn} - l_2 (x_{cn} - x_{cpn}), \end{aligned} \quad (2.44)$$

где l_1 , l_2 – постоянные, являющиеся действительными числами.

В установившемся режиме ввиду отсутствия динамической фазовой погрешности $x_{sn} = x_{spn}$, $x_{cn} = x_{cpn}$, поэтому результирующие ОС полностью совпадают с исходными ОС $x_{srn} = x_{sn}$, $x_{crn} = x_{cn}$. Когда по любой из возможных причин наступает переходный режим, то $x_{sn} \neq x_{spn}$, $x_{cn} \neq x_{cpn}$ и вследствие появления разностей соответствующих ОС выполняется фазовая коррекция результирующих ОС. Степень этой коррекции можно регулировать путем изменения значений l_1 , l_2 соответственно.

В конечном итоге благодаря указанной коррекции реализуется частичная компенсация динамической фазовой погрешности текущей фазы выходного сигнала.

Для сравнительной оценки эффективности предложенного метода компенсации получены численные значения динамической фазовой погрешности при тестовом воздействии в форме синусоидального входного сигнала для режимов изменения его амплитуды, а также при одновременном изменении амплитуды и текущей фазы в заданные моменты времени. Соответствующие зависимости, позволяющие дать оценку рассматриваемому методу, представлены на

рис. 2.21. Там же приведены аналогичные зависимости при формировании ОС сигнала ЦФ на основе ДПФ.

В результате выполненных исследований определены оптимальные значения постоянных l_1 , l_2 по критерию минимизации фазовых погрешностей при наступлении переходного режима в различные моменты времени по любой из рассматриваемых причин, находящиеся в диапазонах соответственно 0,70–0,75 и 0,75–0,80.

На рис. 2.21 показано, как изменяются соответствующие сигналы и величины для вариантов формирования ОС ЦФ на основе ДПФ (кривые 1) и предложенным методом (кривые 2) при нарастании и спаде входного синусоидального сигнала с кратностью 20. На отрезке времени $t = 0,00–0,04$ с имеет место нормальный установившийся режим входного сигнала $x_{вх}(t)$ (рис. 2.21, а). При этом синусные ОС Фурье (кривая 1) и сформированная предложенным методом (кривая 2) совпадают (рис. 2.21, б). Также совпадают и косинусные ОС, полученные указанными методами (рис. 2.21, в, кривые 1, 2), а динамическая фазовая погрешность $\Delta\varphi$ при этом отсутствует (рис. 2.21, г). Вследствие скачкообразного увеличения в 20 раз в момент времени $t = 0,04$ с амплитуды входного сигнала возникает переходный режим, который длится в течение периода изменения указанного сигнала до $t = 0,06$ с, после чего наступает установившийся аварийный режим.

В переходном режиме синусные ОС Фурье и полученные предложенным методом имеют одинаковые амплитуды, но сдвинуты по фазе (рис. 2.21, б). Наличие фазового сдвига между ними, который с течением времени изменяется, является признаком действия фазовой коррекции. Аналогичным образом ведут себя и косинусные ОС сравниваемых методов (рис. 2.21, в).

Динамические фазовые погрешности, возникающие в переходном режиме (рис. 2.21, г), для вариантов формирования ОС ЦФ на основе ДПФ (рис. 2.21, г, кривая 1) и предложенным методом (рис. 2.21, г, кривая 2) имеют примерно одинаковый характер изменения, но существенно различаются по уровню.

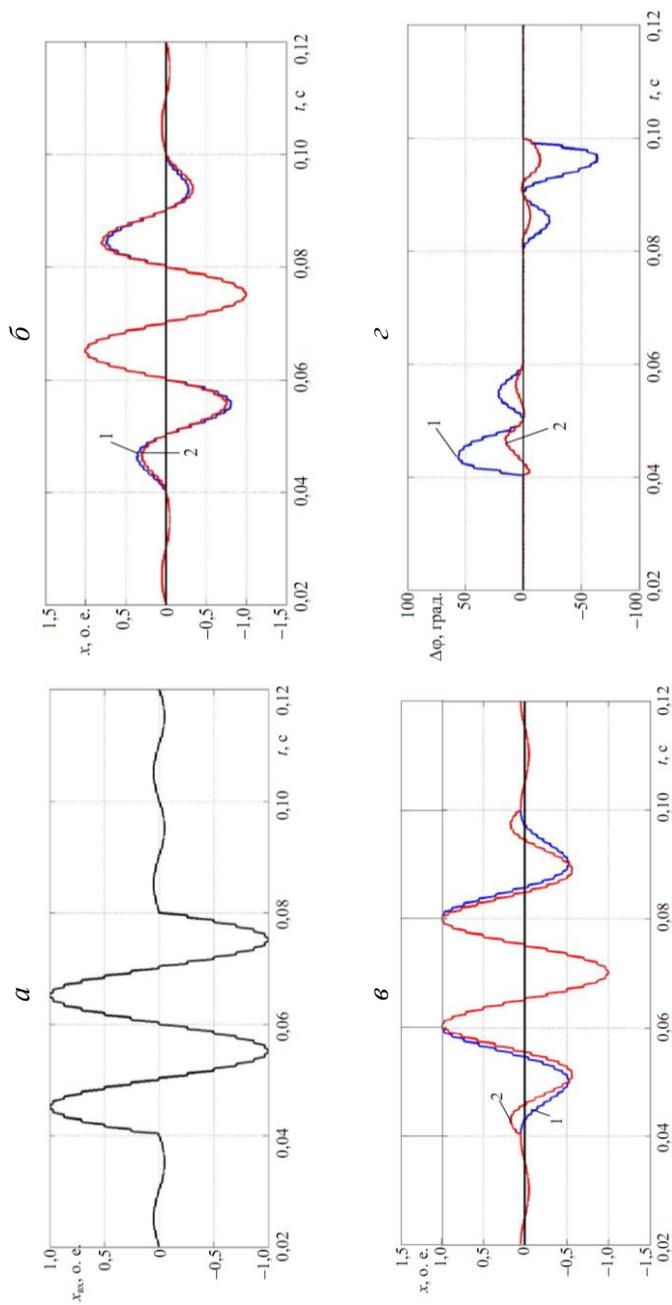


Рис. 2.21. Результаты коррекции динамической фазовой погрешности при изменении амплитуды входного синусоидального сигнала: *a* – входной синусоидальный сигнал; *б*, *в* – соответственно синусные и косинусные ортогональные составляющие, сформированные: 1 – цифровыми фильтрами Фурье, 2 – предложенным методом с компенсацией; *г* – динамические фазовые погрешности: 1 – цифровых фильтров Фурье, 2 – предложенного метода с компенсацией

Для первого метода присущи более высокие динамические фазовые погрешности с превышением максимальными их значениями аналогичных величин, свойственных для второго метода, в три-четыре раза.

В момент времени $t = 0,08$ с происходит скачкообразное снижение амплитуды входного сигнала до уровня нормального режима и возникает переходный процесс, обусловленный спадом сигнала, который заканчивается при $t = 0,1$ с. При этом анализируемые сигналы и величины изменяются с сохранением закономерностей, как и при нарастании входного синусоидального сигнала $i_{\text{вх}}(t)$ (рис. 2.21, а). Динамические фазовые погрешности приобретают отрицательный знак, а соотношения между ними для анализируемых методов формирования ОС сохраняются. После завершения переходного процесса при $t > 0,1$ с указанные погрешности исчезают.

Эффективность и качество функционирования предложенного метода коррекции динамической фазовой погрешности также оценивалось на основе анализа изменений соответствующих сигналов и величин при тестовых воздействиях в форме сложных входных токов.

На рис. 2.22 представлены наиболее характерные результаты, включающие изменяющиеся во времени значения текущей фазы φ основной гармоники (рис. 2.22, б), динамической фазовой погрешности $\Delta\varphi$ (рис. 2.22, в) для вариантов формирования ОС ЦФ на основе ДПФ (кривая 1) и разработанным методом (кривая 2) при скачкообразном изменении входного тока $i_{\text{вх}}$ (рис. 2.22, а), содержащем в аварийном режиме, помимо основной, аperiodическую составляющую и спектр высших гармоник, что соответствует максимальному приближению $i_{\text{вх}}$ к реальному вторичному току короткого замыкания.

На отрезке времени $t = 0,00-0,04$ с длится нормальный установившийся режим. При этом текущие фазы выходного сигнала тока, определяемые по ОС ЦФ на основе ДПФ и ОС с коррекцией-динамической погрешности (рис. 2.22, б), совпадают и изменяются так же, как текущая фаза входного тока (рис. 2.22, б, кривая 3). В момент времени $t = 0,04$ с возникает КЗ, с появлением в токе дополнительно к основной высших гармоник и аperiodической составляющей.

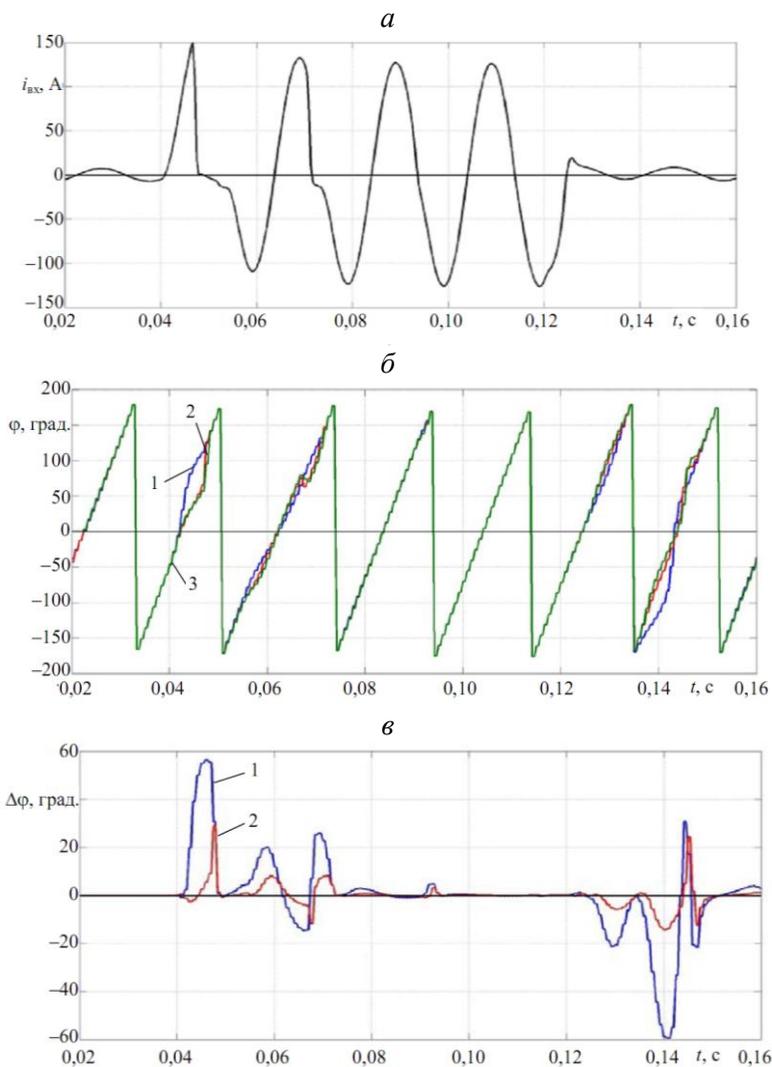


Рис. 2.22. Результаты коррекции динамической фазовой погрешности при сложном входном сигнале: *a* – входной ток; *б* – текущая фаза сигнала: 1, 2 – выходного при определении соответственно по ортогональной составляющей Фурье и ортогональной составляющей с компенсацией, 3 – входного; *в* – динамическая фазовая погрешность: 1 – цифровых фильтров Фурье; 2 – предложенного метода с компенсацией

При этом текущая фаза выходного сигнала тока, полученная по ОС с коррекцией (кривая 2), меньше расходитя с изменением фазы входного тока (кривая 3), чем рассчитанная по ОС ЦФ на основе ДПФ (кривая 1) (рис. 2.22, б).

Как видно из рис. 2.22, в, при сложном входном сигнале динамические фазовые погрешности предложенного метода получения ОС значительно меньше аналогичных величин при использовании для этой цели ЦФ на основе ДПФ (кривые 1, 2).

2.2.3. Формирование ортогональных составляющих с коррекцией фазовой динамической погрешности на основе обработки интегральных значений сигналов

При использовании интегрального преобразования Фурье, амплитуда сигнала основной гармоники X_{m1} и его начальная фаза φ_1 определяются по значениям синусной X_s и косинусной X_c ОС [29]:

$$\begin{aligned} X_c &= \frac{2}{T} \int_{t-T}^t x(t) \cos \omega t dt, \\ X_s &= \frac{2}{T} \int_{t-T}^t x(t) \sin \omega t dt, \\ X_{m1} &= \sqrt{X_c^2 + X_s^2}, \\ \varphi_1 &= \arctg \frac{X_c}{X_s}, \end{aligned} \tag{2.45}$$

где T – период основной частоты; $x(t)$ – входной сигнал.

Принцип коррекции фазовой динамической погрешности рассмотрим применительно к эквивалентному сигналу [58], который формируется по значениям синусной X_s и косинусной X_c ОС интегрального преобразования Фурье с учетом корректирующего коэффициента k_k .

Значение корректирующего коэффициента k_k определяется по (2.10), как отношение квадрата значения амплитуды входного сигнала

$$X_{\text{ВХ}}^2 = \frac{2}{T} \int_{t-T}^t x(t)^2 dt \quad (2.46)$$

к сумме значений квадратов синусной X_s и косинусной X_c ОС основной гармоники, согласно выражению:

$$k_{\text{к}} = \frac{X_{\text{ВХ}}^2}{X_s^2 + X_c^2}. \quad (2.47)$$

В дискретном представлении, с учетом того, что все расчеты производятся на каждом шаге дискретизации, в обозначениях сигналов дополнительно будет присутствовать индекс n – номер соответствующей выборки. Тогда, формирование косинусной X_{eqcn} и синусной X_{eqsn} ОС эквивалентного сигнала для выборки n осуществляется путем умножения X_{cn} и X_{sn} на корректирующий коэффициент $k_{\text{кn}}$ согласно (2.23).

Алгоритм компенсации фазовой погрешности

1. На каждом шаге n с использованием ЦФ на основе ДПФ определяются интегральные синусная X_{sn} и косинусная X_{cn} ОС первой гармоники входного сигнала, а также с помощью дополнительного фильтра определяется квадрат амплитуды входного сигнала $X_{\text{ВХmn}}^2$.

2. Рассчитывается корректирующий коэффициент $k_{\text{кn}}$ в соответствии с (2.47).

3. По известным ОС ЦФ на основе ДПФ и значению корректирующего коэффициента $k_{\text{кn}}$ рассчитываются, согласно (2.23), ОС эквивалентного сигнала на текущем шаге n – X_{eqcn} и X_{eqsn} , по значениям которых вычисляется амплитуда эквивалентного сигнала X_{meqn} , а также фиксируются и запоминаются ОС предшествующего режима, отстоящие от текущих на m шагов – $X_{\text{eqc}(n-m)}$ и $X_{\text{eqs}(n-m)}$.

4. Проверяется условие: $k_{\text{кn}} > 1$. Если условие не выполняется, то это свидетельствует об установившемся режиме входного сигнала. В этом случае, начальная фаза эквивалентного сигнала определяется по текущим ОС согласно выражению:

$$\varphi_{1n} = \operatorname{arctg} \frac{X_{eqcn}}{X_{eqsn}}. \quad (2.48)$$

5. Если условие $k_{kn} > 1$ выполняется, то это свидетельствует о наступлении аварийного режима. При синусоидальной форме аварийного сигнала указанное условие будет выполняться в течении периода T , а затем наступит установившийся режим. При несинусоидальном входном сигнале переходный процесс может длиться несколько периодов основной частоты, при этом фаза сигнала будет изменяться и выйдет на установившееся значение по завершении переходного процесса. Поэтому, в общем случае, целесообразно при выполнении условия $k_{kn} > 1$ зафиксировать время его наступления t_{KZ} , а затем задать желаемое окно наблюдения за фазой сигнала длительностью Δt .

Таким образом, в промежутке времени $t = t_{KZ} + \Delta t$ начальная фаза эквивалентного сигнала будет вычисляться по ОС предшествующего режима согласно выражению $\varphi_{1n} = \operatorname{arctg}(X_{eqc(n-m)} / X_{eqs(n-m)})$, а по истечении этого времени – по выражению (2.48).

Работоспособность предложенного алгоритма проверялась с использованием 2-х видов тестовых воздействий – синусоидальным сигналом с частотой 50 Гц (идеализированное воздействие), а также сигналом, приближенным к реальному вторичному току ТТ при КЗ [59].

Синусоидальное воздействие. Входной сигнал содержит только составляющую основной гармоники с начальной фазой $\phi_1 = 45$ градусов. В момент времени $t = t_{KZ} = 0,03$ с происходит КЗ, которое имитируется скачкообразным нарастанием сигнала, превышающим в 20 раз сигнал предшествующего доаварийного режима. Время коррекции фазы после возникновения КЗ составляет $\Delta t = 0,01$ с, т. е. половину периода основной частоты.

Результаты моделирования представлены на рис. 2.23. Кривая 1 соответствует изменению в переходном режиме начальной фазы сигнала, вычисляемой с использованием интегрального преобразования Фурье. Кривая 2 – начальная фаза эквивалентного сигнала с фазовой коррекцией-в течении выбранного промежутка времени Δt .

На временном отрезке $t = 0,03-0,04$ с (первый полупериод после наступления КЗ) наблюдается наибольшая фазовая погрешность,

которая существенно снижается во втором полупериоде. Поэтому, начиная с момента времени $t = 0,04$ с, действие фазовой коррекции прекращается и изменение начальной фазы сигнала происходит в соответствии с кривой 1.

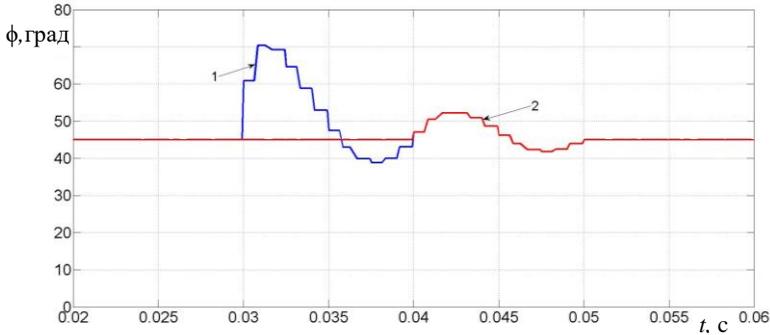


Рис. 2.23. Фазовая компенсация при синусоидальном воздействии

Воздействие, приближенное к реальному. Первичный аварийный сигнал моделируется с учетом насыщения измерительного ТТ, к которому подключается ЦИО. Коррекция фазовой погрешности моделировалась в течение длительности 2-х периодов основной частоты: от $t_{KZ} = 0,1$ с до $t = 0,14$ с. (кривая 2 на рис. 2.24). По истечении этого времени, изменение начальной фазы сигнала совпадает с нескорректированной фазой, рассчитанной по интегральному преобразованию Фурье (кривая 1), а после отключения КЗ (момент времени $t = 0,2$ с ее значение приобретает доаварийный уровень.

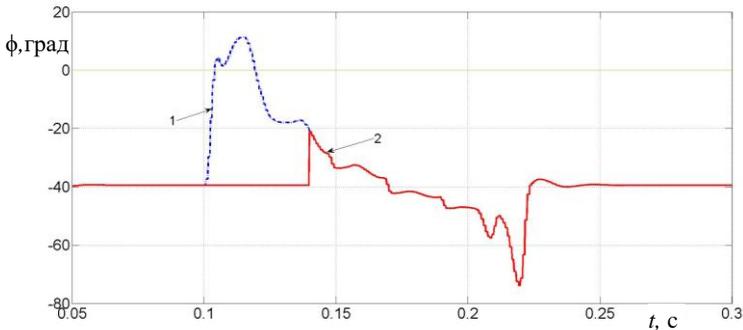


Рис. 2.24. Фазовая коррекция при сложном воздействии

2.3. Формирование ортогональных составляющих входных сигналов с комплексной коррекцией амплитудной и фазовой динамических погрешностей

Коррекция динамической погрешности в рассматриваемой постановке предполагает реализацию операций, обеспечивающих уменьшение ее уровней и быстрое затухание в переходных режимах [60].

Амплитудная динамическая погрешность сказывается, в первую очередь, на скорости нахождения значения амплитуды контролируемого сигнала ЦФ. Фазовая динамическая погрешность, определяемая как разность фаз выходного и входного сигналов, существенно влияет на работоспособность ЦИО, контролирующих как амплитуду, так и фазу сигнала.

Коррекция динамической амплитудной погрешности (см. п. 2.1) может быть реализована путем повышения быстродействия формирования ОС входного сигнала в переходных режимах. Для этого необходимо ОС x_{cn} и x_{sn} подвергнуть обработке усилительным элементом с нелинейным коэффициентом усиления k_m .

Предлагается считать, что при возрастании входного сигнала базовый корректирующий коэффициент k_{kn} определяется по выражению (2.10), когда указанный сигнал не изменяется $k_{kn} = 1$, а при его снижении – как отношение амплитуды основной гармоники к амплитуде входного сигнала в кубе $k_{kn} = X_{1mn}^3 / X_{вхmn}^3$.

Приведенные выше характерные изменения входного сигнала отражаются признаком c , численные значения которого задаются соответственно равными $c = 1$, $c = 0$, $c = -1$. Методика определения c представлена в разделе 2.3.

С учетом изложенного общее выражение для результирующего корректирующего коэффициента k_m будет иметь вид:

$$k_m = 0,5(|c| + c) \frac{X_{вхmn}^2}{X_{1mn}^2} + 0,5(|c| - c) \frac{X_{1mn}^3}{X_{вхmn}^3} + 1 - |c|. \quad (2.49)$$

Следует отметить, что реализация перечисленных операций обеспечивает в переходных режимах коррекцию амплитудной по-

грешности, в результате чего с течением времени ее содержание в ОС x_{eqcn} , x_{eqsn} , которые определяются по (2.23), быстро снижается.

Коррекция динамической фазовой погрешности основана на использовании результирующих ОС, являющихся комбинацией ОС ЦФ на основе ДПФ и полученных по ним расчетных ОС (см. п. 2.4). При этом комбинации ОС должны обеспечить совпадение по фазе и сдвиг ОС Фурье и расчетных ОС соответственно в установившемся и переходном режимах.

Расчетные ОС определяются по выборкам синусной x_{sn} , $x_{s(n-1)}$ и косинусной x_{cn} , $x_{c(n-1)}$ ОС ЦФ на основе ДПФ согласно выражениям (2.42), а результирующие ОС x_{srn} и x_{crn} формируются по выражениям (2.44).

Принимая во внимание изложенное выше и используя соответствующие формулы для формирования итоговых ОС x_{cvn} , x_{svn} по выборкам x_{eqcn} , x_{eqsn} и x_{crn} , x_{srn} , получим:

$$\begin{aligned} x_{cvn} &= \sqrt{\frac{x_{eqcn}^2 + x_{eqsn}^2}{x_{crn}^2 + x_{srn}^2}} x_{crn}; \\ x_{svn} &= \sqrt{\frac{x_{eqcn}^2 + x_{eqsn}^2}{x_{crn}^2 + x_{srn}^2}} x_{srn}. \end{aligned} \quad (2.50)$$

В переходных режимах x_{cvn} , x_{svn} содержат минимальные динамические амплитудные и фазовые погрешности, а в установившихся режимах их значения совпадают с x_{cn} , x_{sn} .

На рис. 2.25 приведена структура модели ЦИО с коррекцией динамических погрешностей. Модель содержит шесть подсистем, каждая из которых реализует одну или несколько из рассмотренных выше операций и состоит из стандартных блоков библиотеки Matlab-Simulink.

В подсистеме «ЦФ Фурье» определяются синусная x_{sn} и косинусная x_{cn} ОС сигнала основной гармоники x_n , а также его амплитуда X_{1mn} . Корректирующий коэффициент k_{kn} рассчитывается в одноименной подсистеме. В подсистемах «Эквивалентные ОС», «Расчетные ОС», «Результирующие ОС» вычисляются соответствующие ОС по выражениям (2.23), (2.42), (2.44).

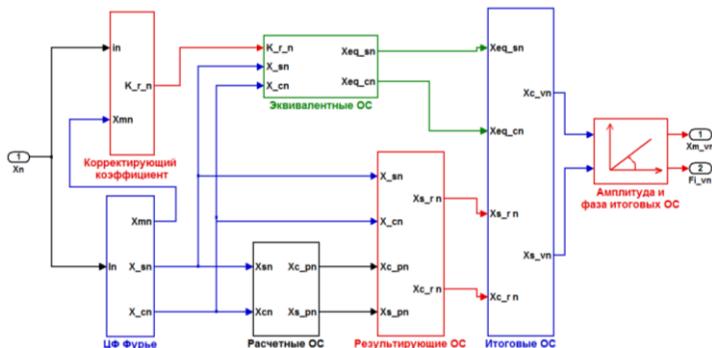


Рис. 2.25. Структура модели цифрового измерительного органа с коррекцией динамических погрешностей

По результатам расчета эквивалентных X_{eqcn} , X_{eqsn} и расчетных X_{csm} , X_{cspn} ОС в подсистеме «Итоговые ОС» согласно выражению (2.50) формируются x_{csm} , x_{cspn} , поступающие в блок «Амплитуда и фаза итоговых ОС». В последнем определяются амплитуда X_{m_vn} и фаза φ_{vn} , которые являются контролируемыми параметрами ЦИО с коррекцией динамических погрешностей.

Сопоставлялись два ЦИО, один из которых выполнен на основе предлагаемых итоговых ОС, второй – на основе использования ОС, определяемых ЦФ на основе ДПФ (контролируемые параметры – амплитуда X_m и фаза φ_f сигнала). Выбор ЦФ на основе ДПФ в качестве эталона для сравнения обусловлен тем, что он является де-факто стандартом для формирования ОС, используемых в большинстве ЦИО микропроцессорных защит. Поскольку динамическая погрешность корректируется только в переходных режимах, а в установившихся оба ЦИО функционируют по одному и тому же алгоритму ДПФ, то ЦИО с коррекцией динамических погрешностей, способный различным образом реагировать на изменения режимов функционирования ЭС, будем называть адаптивным [61], а орган на основе ОС Фурье – эталонным или ЦИО Фурье.

На рис. 2.26 представлены результаты функционирования указанных ЦИО при их включении на синусоидальное входное воздействие с частотой 50 Гц (рис. 2.26, а, кривая 1). Вследствие скачкообразного увеличения в 10 раз в момент времени $t = 0,1$ с амплитуды входного сигнала возникает переходный режим, который длится до $t = 0,2$ с, а затем происходит резкое снижение сигнала до нулево-

го уровня. На том же рис. 2.26, а (кривая 2) приведена идеальная характеристика изменения амплитуды входного сигнала, которую удобно использовать для оценки динамики ЦИО.

На рис. 2.26, б показаны относительные амплитудные динамические погрешности ΔX обеих моделей ЦИО, построенные в сравнении с идеальной амплитудной характеристикой. В момент времени $t = 0,1$ с амплитудная динамическая погрешность обоих ЦИО начинает снижаться от максимальной ($\Delta X = 90\%$) до нулевой. При этом, у адаптивного ЦИО (кривая 1) величина ΔX через четверть периода основной частоты составляет 10% , т. е. амплитуда сигнала практически приближается к идеальной при том, что у ЦИО Фурье (кривая 2) за аналогичный промежуток времени погрешность снижается лишь до 50% . Аналогичные процессы наблюдаются и при исчезновении сигнала. Полное исчезновение амплитудной динамической погрешности происходит по истечении времени длительности периода основной частоты. К этому моменту времени переходный процесс завершается, амплитуды X_v и X_m контролируемых сигналов совпадают с идеальной амплитудной характеристикой и дальнейшей коррекции погрешностей не требуется.

Результаты компенсации динамической фазовой погрешности приведены на рис. 2.26, в. Кривая соответствует относительной фазовой погрешности $\Delta\varphi$, построенной в соответствии с выражением:

$$\Delta\varphi = \left(\frac{|\Delta\varphi_f - \Delta\varphi_v|}{|\Delta\varphi_f|} \right) 100\%, \quad (2.51)$$

где $\Delta\varphi_f$, $\Delta\varphi_v$ – фазовые динамические погрешности соответственно эталонного и адаптивного ЦИО.

Полная компенсация относительной фазовой погрешности у адаптивного ЦИО происходит при достижении сигналом уровня в 100% . В установившемся режиме, когда фазовые погрешности обоих фильтров одинаковы ($\Delta\varphi_f = \Delta\varphi_v$), компенсация отсутствует.

В переходных же режимах как при возрастании, так и при спаде входного сигнала на всем интервале наблюдения у адаптивного ЦИО, по сравнению с эталонным, происходит существенная, достигающая в некоторые моменты времени до $70\text{--}90\%$ коррекция динамической фазовой погрешности.

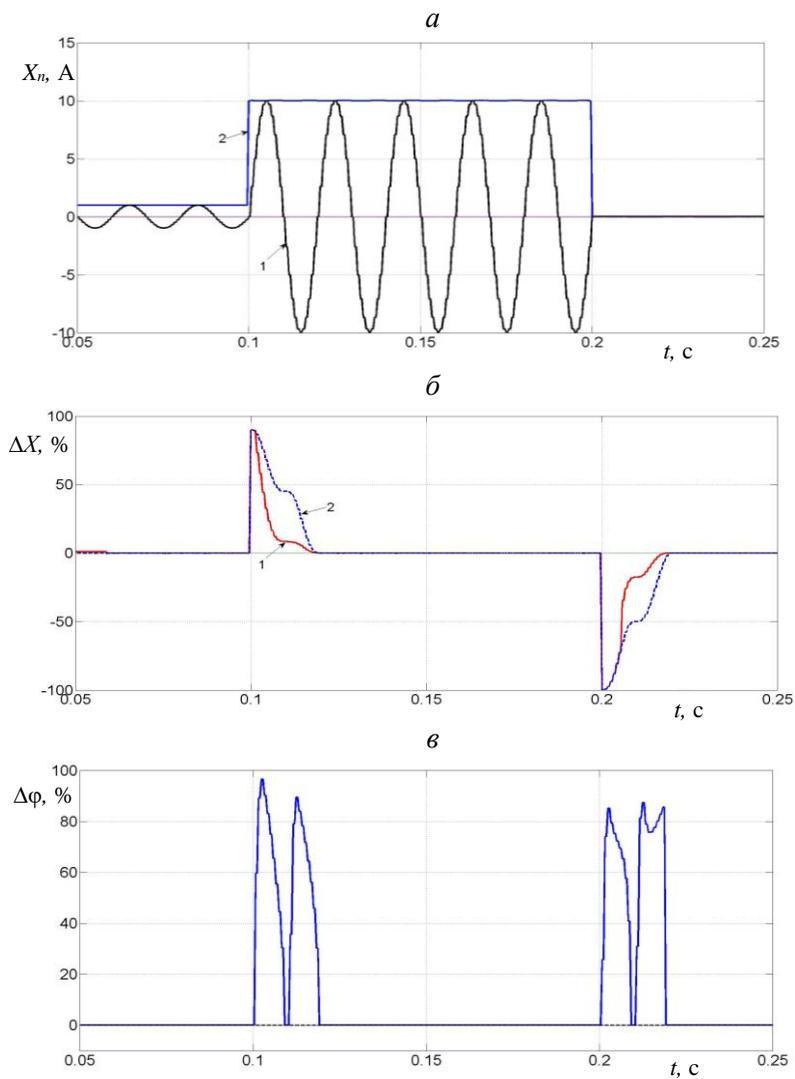


Рис. 2.26. Результаты функционирования цифровых измерительных органов при их включении на синусоидальный входной сигнал:
a – входной сигнал: 1 – синусоидальный, 2 – идеальная амплитуда сигнала;
б – относительная амплитудная динамическая погрешность цифрового измерительного органа: 1 – адаптивного, 2 – эталонного;
в – относительная динамическая фазовая погрешность

На рис. 2.27 представлены результаты расчетов для тех же ЦИО, но с использованием воздействия, приближенного к реальному вторичному току ТТ (сложное воздействие).

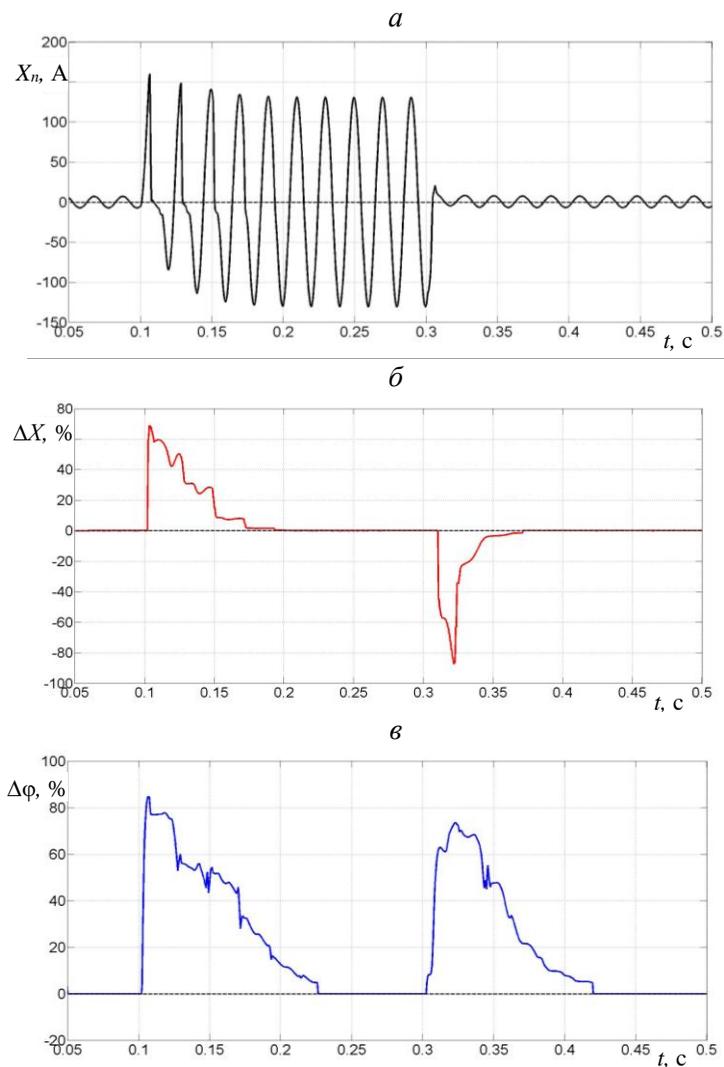


Рис. 2.27. Результаты функционирования цифровых измерительных органов тока при сложном входном воздействии: *a* – входной сигнал; *б* – относительная амплитудная динамическая погрешность; *в* – относительная динамическая фазовая погрешность

В промежутке времени $t = 0,0-0,1$ с моделируется доаварийный режим, когда вторичный ток ТТ синусоидален. В момент времени $t = 0,1$ с происходит трехфазное КЗ – аварийный режим, и форма вторичного тока ТТ за счет насыщения его магнитопровода существенно искажается (рис. 2.27, а). Степень насыщения магнитопровода зависит, в первую очередь, от времени затухания апериодической составляющей во входном сигнале. При этом время установления амплитуды основной гармоники входного сигнала на выходе ЦФ может составлять несколько периодов основной частоты, что делает невозможным сравнение такой переходной характеристики с идеальной, используемой при синусоидальном воздействии. Поэтому на рис. 2.27, б представлен результат коррекции динамической амплитудной погрешности адаптивного ЦИОТ в сравнении с ЦИОТ Фурье, выраженный в процентах.

Так, при КЗ в момент времени $t = 0,1$ с адаптивный ЦИОТ на 70 % лучше (быстрее) корректирует амплитудную погрешность, чем эталонный. В дальнейшем различия в коррекции погрешностей обоими ЦИОТ уменьшаются и становятся равными нулю при синусоидальном сигнале. Аналогичные процессы происходят и в послеаварийном режиме при $t > 0,3$ с, но их продолжительность меньше, поскольку переходный процесс протекает уже при синусоидальном сигнале.

Сравнение фазовых динамических погрешностей у рассматриваемых ЦИОТ при сложном входном сигнале удобнее проводить с использованием интегральных оценок качества [62]. Последние являются интегралами по времени от модулей фазовых динамических погрешностей:

$$\begin{aligned} \Phi_f &= \int_t^{t+\tau} |\Delta\varphi_f| dt; \\ \Phi_v &= \int_t^{t+\tau} |\Delta\varphi_v| dt, \end{aligned} \tag{2.52}$$

где Φ_f , Φ_v – интегральные динамические фазовые погрешности соответственно у ЦИОТ Фурье и адаптивного ЦИОТ; τ – интервал интегрирования, принятый равным периоду основной частоты.

Интегральная относительная динамическая фазовая погрешность $\Delta\Phi$, приведенная на рис. 2.27, в, определяется согласно выражению:

$$\Delta\Phi = \left(\frac{\Phi_f - \Phi_v}{\Phi_f} \right) 100 \%. \quad (2.53)$$

Погрешность $\Delta\Phi$ показывает, на сколько процентов лучше (если она положительна) компенсируется динамическая фазовая погрешность у адаптивного ЦИОТ в сравнении с ЦИОТ Фурье. Из рис. 2.27, в видно, что в переходных режимах коррекция динамической фазовой погрешности у адаптивного ЦИОТ на 70–80 % эффективнее, чем у эталонного.

3. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И РЕАЛИЗАЦИИ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦИФРОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ОРГАНОВ С ОДНИМ ВХОДНЫМ СИГНАЛОМ

3.1. Принципы выполнения цифровых измерительных органов с одним входным сигналом

3.1.1. Общие положения

Принцип действия ЦИО с одним входным сигналом основывается на сравнении соответствующего информационного параметра, характеризующего указанный сигнал, с заранее заданной величиной. По результатам этого сравнения фиксируется сработавшее или несработавшее состояние ЦИО.

Основу построения ЦИО составляют положения, содержащие методы и алгоритмические решения определения информационных параметров входных сигналов. В качестве указанных параметров могут выступать мгновенные, амплитудные, средние, действующие значения основной гармоники данных сигналов. Определение значений величин информационных параметров в ЦИО может производиться путем обработки выборок мгновенных значений основной гармоники входных сигналов, либо их ОС.

В существующих ЦИО для определения информационных параметров наиболее широко используются ОС входных сигналов. При этом для их формирования главным образом применяются ЦФ на основе ДПФ.

К недостаткам указанных ЦФ относится сравнительно невысокое быстродействие, которое обуславливает амплитудную динамическую погрешность, имеющую место в переходных режимах. Вследствие этого может существенно возрасти время получения достоверных значений контролируемых ЦИО информационных параметров входных сигналов, что приводит к снижению быстродействия ЦИО.

Для уменьшения влияния указанного фактора на достоверность определяемых в ЦИО значений информационных параметров следует обеспечить быстрое затухание в переходных режимах амплитудной динамической погрешности. Наиболее рациональным путем решения данной проблемы является применение для получения ОС

входных сигналов быстродействующих формирователей на основе известных ЦФ.

В главе 2 изложены и детально исследованы методы определения корректирующих коэффициентов, а также построение на их основе быстродействующих формирователей ОС. Анализ полученных результатов исследований показывает, что наибольшей универсальностью при относительной простоте реализации обладает метод получения ОС эквивалентного сигнала с использованием корректирующего коэффициента, рассчитанного по выражению (2.10).

Его отличительной особенностью является приемлемая степень коррекции амплитудной динамической погрешности, обусловленной не только инерционностью ЦФ, но и насыщением стали магнитопровода ТТ.

В этой связи, описанный в [48] метод формирования ОС эквивалентного сигнала может быть *принят в качестве базового в информационной теории ЦИО с одним входным сигналом.*

Оценка эффективности основных положений указанной теории применительно к ЦИО тока и напряжения проводилась с использованием модели, реализованной в Matlab-Simulink-SPS. Исследования выполнялись при различных тестовых воздействиях: как синусоидальных, так и сложных с имитацией различных режимов сети. Некоторые результаты исследований представлены в главе 2.

Анализ полученных результатов позволяет отметить достаточно эффективное и качественное функционирование базового метода не только при синусоидальном, но и при сложном входном воздействии.

Следует отметить, что время затухания амплитудной динамической погрешности при сложном входном сигнале с аperiodической составляющей до уровня не более 5 % установившегося значения амплитуды составляет 0,01–0,013 с, что в 1,5–2 раза меньше аналогичного показателя метода на основе ДПФ.

3.1.2. Особенности построения цифровых измерительных органов тока и напряжения

В основу действия ЦИО тока и напряжения положен принцип сравнения контролируемого информационного параметра, характеризующего входной сигнал, с заранее заданной величиной. По ре-

зультатам этого сравнения устанавливается соответствующее состояние ЦИО.

ЦИО тока и напряжения с учетом особенностей защиты, в которой они используются, и режимов функционирования измерительных трансформаторов должны удовлетворять следующим основным требованиям:

- иметь близкий к единице коэффициент возврата с обеспечением устойчивого состояния при величинах контролируемого информационного параметра, находящихся вблизи области срабатывания;
- обладать высоким быстродействием;
- иметь минимальное время возврата в исходное состояние;
- функционирование ЦИО должно как можно меньше зависеть от входного сигнала предшествующего режима и формы его кривой, а также от частоты.

Выполнение данных требований во многом будет определяться принятой методикой получения контролируемых информационных параметров.

В микропроцессорных ЦИО тока и напряжения контролируемые информационными параметрами, как правило, являются действующие значения основной гармоники входных сигналов. Следует отметить, что органы тока функционируют в более «тяжелых» условиях, чем органы напряжения. Это обусловлено режимами насыщения измерительных ТТ, к которым они подключаются.

В этой связи, методика определения контролируемых информационных параметров в ЦИО тока ***применима и для ЦИО напряжения.***

С учетом изложенных выше требований к ЦИО в основе указанной методики лежат положения, рассмотренные в главе 2 в соответствии с которой для текущей выборки n :

- с помощью нерекурсивных ЦФ на основе ДПФ формируют косинусную x_{cn} и синусную x_{sn} ОС основной частоты;
- вычисляют амплитуду основной гармоники входного сигнала X_m ;
- с помощью дополнительного ЦФ определяют выборки амплитудных значений входного сигнала;
- вычисляют значение базового корректирующего коэффициента $k_{кп}$ и ограничивают его максимальным значением;
- формируют признак c характера изменения входного сигнала;

– по значениям базового корректирующего коэффициента k_{kn} и признака c рассчитывают результирующий корректирующий коэффициент;

– формируют амплитуду эквивалентного сигнала X_{eqmn} .

Основным достоинством описанной методики получения X_{eqmn} является высокое быстродействие. Вместе с тем, ее главный недостаток состоит в том, что коэффициенты ЦФ a_{cn} и a_{cn} выбраны для основной частоты, а при ее изменении в формирование X_{eqmn} вносятся дополнительная погрешность, которая оказывает влияние на достоверность определения контролируемых информационных параметров. Непосредственное проявление указанной погрешности при отклонении частоты от основного значения – возникновение колебаний амплитуды X_{eqmn} (рассмотрено в п. 3.2). Кроме того, при значениях контролируемых информационных параметров близких к значению параметра срабатывания возможно неустойчивое состояние ЦИО. Это может потребовать введения ограничений при выборе коэффициента возврата ЦИО, что в конечном итоге явится сдерживающим фактором в достижении высокой чувствительности микропроцессорной защиты.

Для устранения последнего недостатка описанную методику формирования X_{eqmn} необходимо дополнить алгоритмом компенсации колебаний амплитуды эквивалентного сигнала. Такая задача в микропроцессорных защитах решается достаточно просто на программном уровне путем использования сглаживающего цифрового фильтра. По выходному сигналу указанного фильтра определяется действующее значение основной гармоники входного сигнала X_m .

3.1.3. Принципы реализации цифровых измерительных органов тока и напряжения

В микропроцессорных защитах электроустановок ЦИО тока, как правило, используются для выполнения функций органов максимального действия, а ЦИО напряжения – минимального действия.

ЦИО тока приходят в действие – срабатывают при превышении действующим значением основной гармоники сигнала X_m заданной величины – параметра срабатывания X_{srb} . При X_m меньше другой величины, называемой параметром возврата X_{voz} , ЦИО тока возвращается в исходное положение, т. е. переходит в несработавшее

состояние. Поскольку у органа максимального действия $X_{woz} < X_{srb}$, то отношение этих величин, называется коэффициентом возврата:

$$k_w = \frac{X_{woz}}{X_{srb}} < 1. \quad (3.1)$$

ЦИО напряжения срабатывают при выполнении условия $X_m < X_{srb}$, а возвращаются в исходное положение когда $X_m > X_{woz}$. Учитывая, что у органа минимального действия $X_{woz} > X_{srb}$, то у ЦИО напряжения $k_w > 1$.

В ЦИО тока и напряжения должна быть предусмотрена возможность задания различных значений X_{srb} в определенном диапазоне. Величина k_w является постоянной и близкой к 1.

При известном k_w и заданном X_{srb} параметр возврата X_{woz} определяется из (3.1).

Изложенное выше позволяет считать возможной реализацию ЦИО тока и напряжения на основе единых принципов с учетом отмеченного выше и особенностей токовых цепей и цепей напряжения.

Функциональная схема ЦИО представлена на рис. 3.1.

Входной преобразователь (1) преобразует входной сигнал $x_{вх}(t)$, подводимый от измерительного трансформатора объекта к микропроцессорной защите, в пропорциональный сигнал напряжения. Он представляет собой помехоустойчивый промежуточный трансформатор.

Фильтр нижних частот (ФНЧ) (2) – это активный фильтр 2-го порядка, выполненный на операционном усилителе, обеспечивает подавление спектральных компонент, частота которых превышает половину частоты дискретизации входного сигнала.

Ограничитель выходного сигнала ФНЧ (3) не допускает его увеличения выше максимального входного напряжения АЦП.

Перечисленные выше элементы являются аналоговыми и образуют аналоговую часть ЦИО.

АЦП (4) осуществляет преобразование выборок выходного сигнала ФНЧ в цифровой код и обеспечивает согласование аналоговых и цифровых величин.

Полученные на выходе АЦП цифровые сигналы передаются в цифровую часть, представляющую собой микропроцессорную систему, для дальнейшей обработки. Блоки и элементы указанной части реализуются на программном уровне и выполняют следующие функции.

Блок цифровой памяти (5) выполняет функцию хранения последних n выборок входного сигнала, которые обрабатываются в последующих цифровых блоках и элементах.

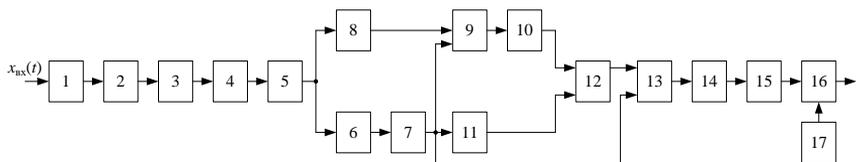


Рис. 3.1. Функциональная схема ЦИО

Формирователь ОС основной гармоники входного сигнала (6) выделяет косинусную x_{cn} и синусную x_{sn} составляющие с использованием ЦФ на основе ДПФ по выражениям (2.19).

Блок определения амплитуды основной гармоники входного сигнала (7) реализует выражение (2.21).

Блок определения амплитуды входного сигнала (8) выполняет функцию дополнительного ЦФ и реализует выражение (2.26).

Блок вычисления базового корректирующего коэффициента (9) реализует выражение (2.10).

Ограничитель уровня базового корректирующего коэффициента (10) не допускает его увеличения выше максимального значения $k_{кmax} = 4$.

Блок формирования признака c характера изменения входного сигнала устанавливает $c = 1$ при возрастании сигнала, $c = 0$ когда сигнал не изменяется и $c = -1$ при его снижении.

Блок определения результирующего корректирующего коэффициента k_{rn} (12) реализует выражение (2.34).

Блок вычисления амплитуды эквивалентного сигнала (13) формирует X_{eqm} в соответствии с выражением (2.24).

Сглаживающий ЦФ (14) устраняет колебания амплитуды X_{eqm} эквивалентного сигнала при отклонении частоты от номинальной.

В блоке (15) определяется действующее значение основной гармоники X_m входного сигнала.

Блок (16) сравнивает X_m с параметром срабатывания X_{srb} , который устанавливается в блоке задания уставок (17). В блоке (16) осуществляется сравнение X_m с параметром возврата X_{woz} , который для принятого k_w вычисляется как:

$$X_{woz} = k_w X_{srb}. \quad (3.2)$$

По результатам сравнения и в зависимости от типа ЦИО вырабатывается исполнительная команда о его сработавшем или несработавшем состоянии.

3.1.4. Оценка функционирования цифровых измерительных органов тока и напряжения в нормальном и аварийных режимах

Оценка эффективности предложенных решений, направленных на совершенствование ЦИО тока и напряжения микропроцессорных защит, выполнялась с использованием цифровой модели (рис. 3.2, а), включающей в себя модель ОЭО («System»), модель трансформатора тока («CT»), которая позволяет воспроизводить насыщение его магнитной системы, трансформатор напряжения («VT»), нагрузку («Three-Phase Series RLC Load»), блок задания вида короткого замыкания («Three-Phase Fault»), блок «ph. A signals», в который передаются все моделируемые сигналы, которые выводятся на осциллограф «Scope», а также испытываемые блоки ЦИО тока («Max Relay») и напряжения («Min Relay»). Реализация всех указанных блоков, кроме ЦИО, подробно рассмотрена в разделе 1.

Модель ЦИОТ (рис. 3.2, б) также основана на модели стандартного ЦИО (см. п. 1.3.2), однако дополнена ЦФ скользящего среднего в соответствии с изложенной ниже методикой и реализована в виде подсистемы («Max Relay»). Аналогично выполняется ЦИО напряжения «Min Relay». Отличия от ЦИО тока заключаются только в логике функционирования, поскольку ЦИО напряжения – орган минимального действия.

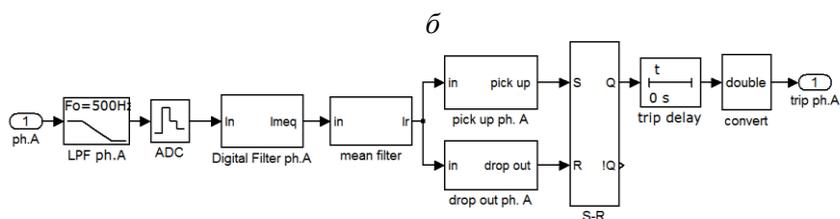
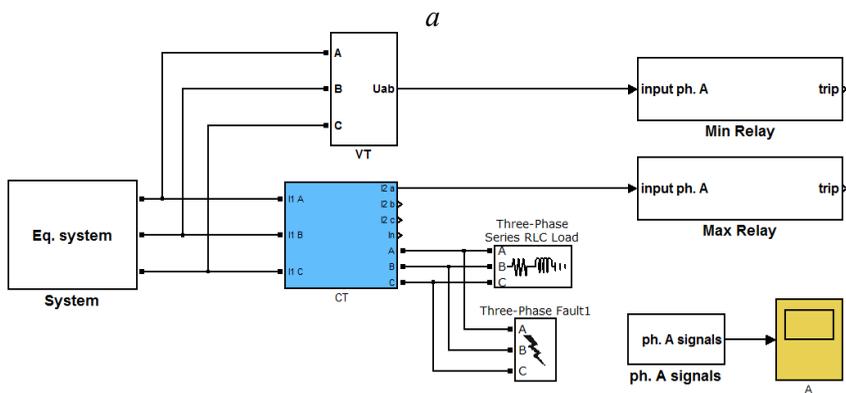


Рис. 3.2. Модели для оценки функционирования измерительных органов:
a – структура модели энергосистемы; *б* – структурная схема измерительного органа тока фазы *A*

На рис. 3.3 представлены результаты исследования процессов формирования амплитуды сигнала при сложном воздействии и частоте сети равной 50 Гц как в нормальном, так и в аварийном режимах. Время нарастания амплитуды сигнала различное: у базового метода амплитуда нарастает быстрее (кривая 1) и располагается выше амплитуды метода на основе ДПФ (кривая 2). Так продолжается до момента времени $t = 0,2$ с, когда переходный процесс заканчивается. В момент времени $t = 0,27$ с происходит возврат к исходному нормальному режиму. Причем, скорость спада амплитуды, обеспечиваемая базовым методом существенно выше чем у метода на основе ДПФ.

Анализ полученных результатов, приведенных на рис. 3.3, позволяет отметить достаточно эффективное и качественное функционирование базового метода не только при синусоидальном, но и при сложном входном воздействии. Следует отметить, что время затух-

хания амплитудной динамической погрешности при сложном входном сигнале с аperiodической составляющей до уровня не более 5 % установившегося значения амплитуды составляет 0,01–0,013 с, что в 1,5–2 раза меньше аналогичного показателя метода на основе ДПФ.

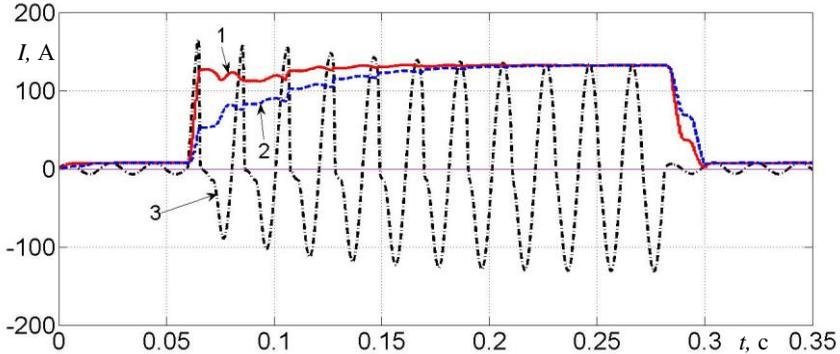


Рис. 3.3. Выделение амплитуды основной гармоники базовым методом (кривая 1) и методом на основе ДПФ (кривая 2) при сложном входном воздействии (кривая 3)

Однако при отклонении частоты входного сигнала от номинальной амплитуда эквивалентного сигнала изменяется во времени с незатухающими колебаниями и содержит, помимо постоянной составляющей, наиболее ярко выраженную вторую гармонику. Амплитуда составляющей двойной частоты в этом случае при синусоидальном входном токе не превышает величину [28]:

$$\Delta I_{\max} = |0,15 - 0,03f| I_{\text{meq}}, \quad (3.3)$$

где f — частота входного сигнала.

Однако ее наличие может обуславливать неустойчивое функционирование ЦИОТ при величинах эквивалентного сигнала, находящихся около областей срабатывания и возврата [63]. Наиболее рациональным решением, обеспечивающим уменьшение амплитуды колебательного процесса, является использование ЦФ скользящего среднего, который формирует амплитуду подлежащего сравнению сигнала в соответствии с выражением [61]:

$$I_{mn} = I_{mr(n-1)} + \frac{1}{M} (I_{meqn} - I_{meq(n-m)}), \quad (3.4)$$

где M – количество используемых при реализации ЦФ выборок из общего числа N .

Решение задачи синтеза ЦФ скользящего среднего состоит в выборе оптимального M , при котором обеспечивается приемлемая степень снижения колебаний с выполнением условия $M < N$. Следует учитывать, что с увеличением M амплитуда колебательного процесса уменьшается, однако при этом возрастает вносимая в установление I_{mn} задержка:

$$t_y = M \Delta t, \quad (3.5)$$

где Δt – шаг дискретизации.

На рис. 3.4 представлены АЧХ $A(f)$ ЦФ скользящего среднего при $N = 24$ и различных M . Их анализ позволяет определить оптимальное M , которое с учетом изложенного выше принято равным 10.

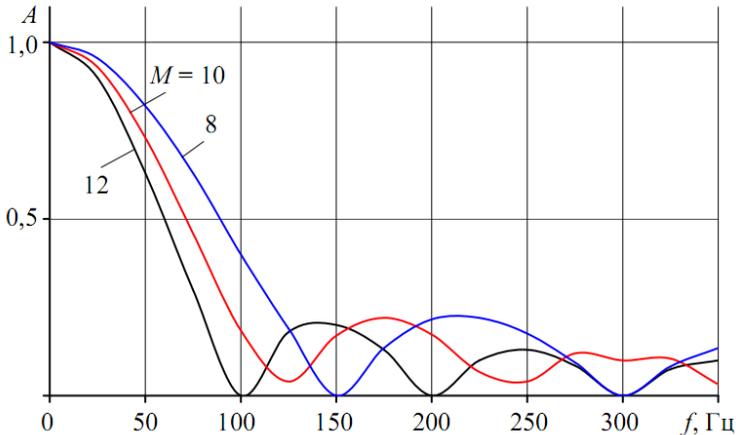


Рис. 3.4. Амплитудно-частотные характеристики цифрового фильтра скользящего среднего

По значению амплитуды тока I_{mn} определяется его действующее значение, которое сравнивается с уставками срабатывания и возврата. По результатам сравнения вырабатывается исполнительная команда о сработавшем или несработавшем состоянии ЦИОТ.

Благодаря использованию ЦФ скользящего среднего будет обеспечено повышение устойчивости функционирования ЦИОТ при отклонении частоты тока от номинальной.

На рис. 3.2, б приведена структурная схема ЦИОТ фазы *A* («*Max Relay*»), состоящая из библиотечных блоков среды моделирования Matlab-Simulink-SPS.

Вторичный ток ТТ, являющийся входным сигналом для ЦИОТ, подается на антиалайзинговый фильтр нижних частот (ФНЧ) второго порядка («*LPF ph. A*»), частота среза которого выбирается равной половине частоты дискретизации. Выход ФНЧ соединяется с аналого-цифровым преобразователем («*ADC*»), преобразующим непрерывный выходной сигнал ФНЧ в дискретный с числом отсчетов на период основной частоты, равным 24. В подсистеме «*Digital Filter ph. A*» определяется амплитуда эквивалентного сигнала. Далее эквивалентный сигнал тока I_{meq} поступает на вход ЦФ скользящего среднего («*mean filter*»), где в соответствии с (3.4) формируется амплитудное, а затем и действующее значение выходного сигнала тока I_{mr} , в котором колебания подавлены до приемлемого уровня.

Для надежного функционирования ЦИОТ необходимо, чтобы условие его пуска (возврата) выполнялось в течение определенного времени. Эти операции реализуют блоки «Пуск» / «Возврат» («*pick up ph. A*» / «*drop out ph. A*»). Прямой выход *RS*-триггера («*S-R Flip – Flop*») подключается к органу «Выдержка времени», представленному блоком «*trip delay*», который начинает отсчет выдержки времени (при условии ее задания), если на его входе присутствует логическая 1. Блок «*convert*» преобразует выходной сигнал в сигнал типа «*double*» и реализован стандартным блоком «*Data Type*».

Срабатывание ЦИОТ – *trip* (рис. 3.5, кривые 5, 6) происходит при условии превышения контролируемым сигналом уставки срабатывания (прямая 3) через время, установленное параметром успешных отсчетов, превышающих уставку срабатывания (в приведенных расчетах равно трем).

Параметр *trip* принимает значение 1 – срабатывание ЦИОТ и 0 – несрабатывание ЦИОТ (для наглядности масштаба эти значения умножены на ± 50). На рис. 3.5 приведен случай, когда КЗ, помимо искажения формы кривой вторичного тока, сопровождается понижением частоты до 48 Гц, что проявляется в колебательном характере действующего значения выходного сигнала ЦИОТ. При этом, если

ток КЗ близок к уставке срабатывания ЦИОТ (принята равной 95 А, рис. 3.5, кривая 3), нарушается устойчивость функционирования последнего, которая выражается в регулярном переключении параметра *trip* у ЦИОТ Фурье (рис. 3.5, кривая 5) из состояния несрабатывания в состояние срабатывания и наоборот.

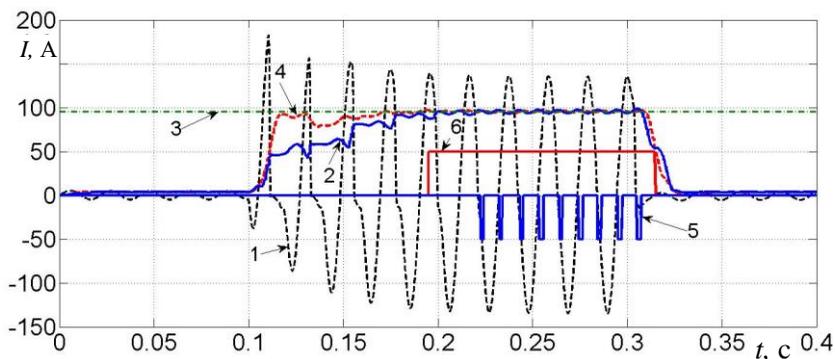


Рис. 3.5. Результаты моделирования двух измерительных органов тока: предлагаемого и выполненного на основе цифровых фильтров Фурье

Предлагаемый ЦИОТ выполнен с использованием сглаживающего ЦФ скользящего среднего, который снижает колебательность выходного сигнала. При этом несколько ухудшается динамика функционирования ЦИОТ при возрастании и уменьшении входного сигнала. Однако при использовании для его реализации 10 из 24 выборок на периоде основной частоты снижение динамики не является критичным. Поэтому предлагаемый ЦИОТ будет устойчиво функционировать как при условии, когда значение тока срабатывания защиты и ток КЗ соизмеримы, так и в случае, когда ток срабатывания меньше тока КЗ. В последнем случае, если понизить уставку срабатывания, например, до 75 А, то время нарастания выходных сигналов рассматриваемых ЦИОТ до уровня срабатывания у предлагаемого ЦИОТ наступает в момент времени, равный 0,12 с, а у ЦИОТ Фурье – 0,16 с, т. е. последний срабатывает на время равное длительности двух периодов основной частоты позже.

На рис. 3.6 и 3.7 представлены результаты моделирования ЦИО напряжения при синусоидальном воздействии, выраженном в относительных единицах.

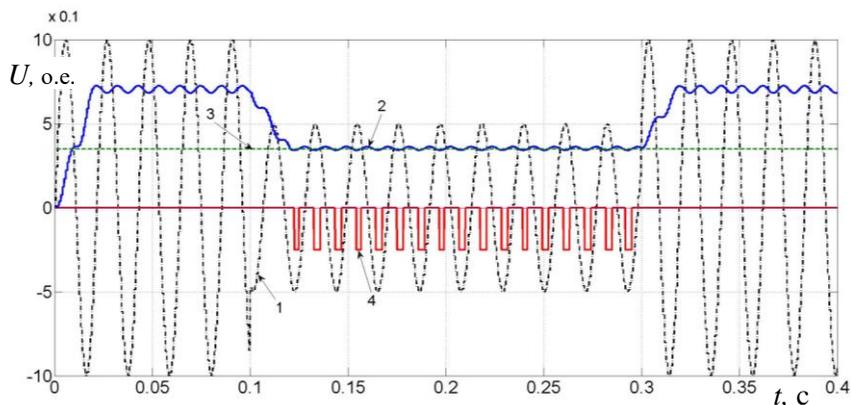


Рис. 3.6. Поведение ЦИО напряжения на основе ЦФ Фурье

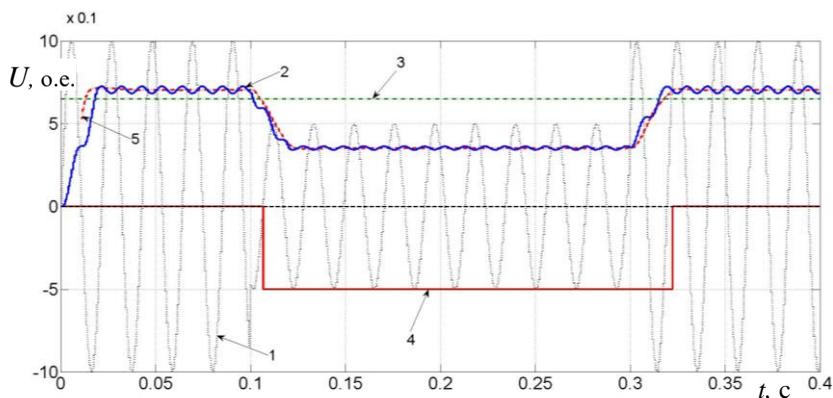


Рис. 3.7. Результаты моделирования двух ЦИО напряжения: предлагаемого и на основе ЦФ Фурье

Результаты моделирования и обозначения на рис. 3.6 и 3.7 аналогичны рассмотренным выше результатам применительно к ЦИО тока, но с учетом особенностей функционирования ЦИО напряжения. Так, при КЗ действующее значение напряжения снижается, а после отключения КЗ восстанавливается до доаварийного уровня. При этом, также как и ЦИО тока, ЦИО напряжения на основе ЦФ Фурье неустойчиво работает, если напряжение КЗ близко к напряжению срабатывания ЦИО напряжения (кривая 4 на рис. 3.6). При использовании предлагаемого ЦИО напряжения со сглаживающим

выходным ЦФ (кривая 5 на рис. 3.7) наблюдается его устойчивое действие (кривая 4) в различных режимах функционирования ЭС.

3.2. Снижение влияния изменений частоты на функционирование цифровых измерительных органов

3.2.1. Алгоритм компенсации колебаний выходного сигнала ЦФ при отклонении частоты от номинальной

При возникновении КЗ сигнал, контролируемый ЦИО, характеризуется наличием одновременно одной или нескольких особенностей: содержит аperiodическую составляющую, имеет частоту отличную от номинальной, а также искаженную форму вследствие насыщения измерительных трансформаторов, что приводит к погрешностям функционирования ЦФ [64]. В частности, как было ранее отмечено, при отклонении частоты входного сигнала от номинальной на выходе фильтра ЦИО формируется сигнал в виде затухающего колебательного процесса. Это объясняется тем, что частота дискретизации аналогового сигнала выбирается исходя из условия целого числа выборок на периоде основной частоты, а при ее отклонении данное условие нарушается. Для устранения возникающих при этом колебаний выходного сигнала используются специализированные алгоритмы, которые обеспечивают функционирование ЦФ в условиях отклонения частоты от номинальной [65]. Реализация подобных алгоритмов усложняется тем, что необходимо дополнительно контролировать частоту сигнала для коррекции количества выборок. Уменьшить амплитуду колебательного процесса на выходе ЦФ также позволяет использование усредняющих ЦФ, работа которых рассмотрена в п. 3.1.4, что, однако, вносит дополнительную задержку по времени в установление выходного сигнала.

Предлагаемый алгоритм компенсации колебаний сигнала на выходе ЦФ при отклонении частоты от номинальной в значительной степени лишен указанных недостатков. Для его реализации необходимо выполнить следующую последовательность действий [66]:

1. С использованием ДПФ выделяются синусная u_{sn0} и косинусная u_{cn0} ОС и определяется амплитуда сигнала основной гармоники для произвольной выборки $n - U_{mn0}$.

При отклонении частоты сигнала u_n от номинальной наблюдаются незатухающие колебания амплитуды U_{mn0} , которые устраняются на следующих шагах предлагаемого алгоритма.

2. Определяются амплитуды синусного U_{msn0} и косинусного U_{mcn0} сигналов по текущим u_{sn0} , u_{cn0} и предыдущим $u_{s(n-1)0}$, $u_{c(n-1)0}$ выборкам, зафиксированным через шаг дискретизации Δt [28]:

$$U_{msn0} = \frac{\sqrt{u_{sn0}^2 - 2u_{sn0}u_{s(n-1)0} \cos \frac{2\pi}{N} + u_{s(n-1)0}^2}}{\sin \frac{2\pi}{N}}; \quad (3.6)$$

$$U_{mcn0} = \frac{\sqrt{u_{cn0}^2 - 2u_{cn0}u_{c(n-1)0} \cos \frac{2\pi}{N} + u_{c(n-1)0}^2}}{\sin \frac{2\pi}{N}},$$

где $\Delta t = 1 / f_0 N$ – шаг дискретизации, $f_0 = 50$ Гц.

К достоинствам использования выражений (3.6) следует отнести минимальную задержку в один шаг дискретизации Δt при определении амплитуды сигнала, что особенно важно для построения быстродействующих ЦИО микропроцессорных защит.

Далее вычисляется среднее значение амплитуд сигналов:

$$U_{mn0} = \frac{U_{msn0} + U_{mcn0}}{2}. \quad (3.7)$$

С использованием соответствующей математической модели получены зависимости (рис. 3.8) по выражениям (3.6) и (3.7) при входном синусоидальном сигнале с частотой равной 48 Гц.

Приведенные зависимости показывают, что значения амплитуд синусного и косинусного сигналов (кривые 2 и 3), рассчитанные по выражениям (3.6) носят колебательный характер, причем колебания указанных сигналов находятся в противофазе. Среднее значение, полученное по (3.7) компенсирует колебания и выходной сигнал

ЦФ (прямая 4) остается неизменным при отклонении частоты от 50 Гц.

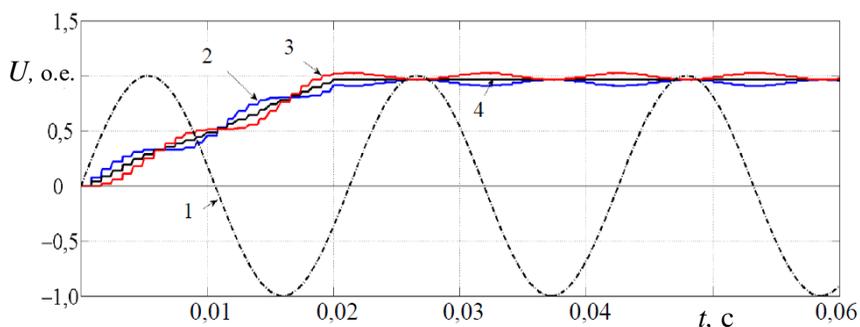


Рис. 3.8. Амплитуды синусной ОС, косинусной ОС и среднего значения выходного сигнала:

- 1 – входной синусоидальный сигнал; 2 – синусная ОС; 3 – косинусная ОС;
4 – среднее значение выходного сигнала цифрового фильтра

Проверку работоспособности алгоритма компенсации колебаний целесообразно проводить с использованием 2-х видов тестовых воздействий – синусоидального сигнала с частотой 48–51 Гц (идеализированное воздействие), а также сигналом, приближенным к реальным вторичным токам измерительных ТТ и ТН при КЗ, сопровождающимся понижением частоты.

Гармоническое воздействие. Исследования проводились при синусоидальном входном воздействии с единичной амплитудой сигнала и частотой 48 Гц. На рис. 3.9 приведены результаты функционирования 2-х ЦФ: стандартного на основе ДПФ (в дальнейшем – ДПФ) и предлагаемого на основе ДПФ с компенсацией колебаний амплитуды выходного сигнала (в дальнейшем – ДПФ с компенсацией). ЦФ ДПФ (кривая 1) в установившемся режиме формирует на своем выходе незатухающий колебательный сигнал (рис. 3.9, а), а у ЦФ ДПФ с компенсацией (кривая 2) – колебания выходного сигнала полностью отсутствуют. В то же время, фазовый сдвиг между ОС у обоих ЦФ практически одинаков и изменяется с небольшими колебаниями относительно уровня в 90 градусов (рис. 3.9, б).

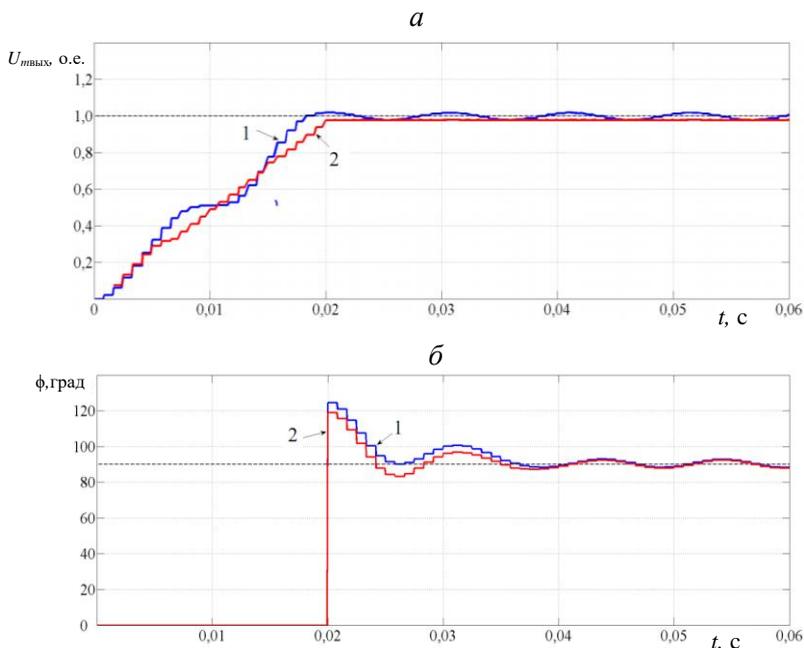


Рис. 3.9. Колебания выходных сигналов ЦФ (*a*) и угла сдвига фаз между ОС (*б*) при частоте входного сигнала 48 Гц: 1 – ДПФ, 2 – ДПФ с компенсацией

На рис. 3.10 приведены зависимости размаха отклонений амплитуды выходного сигнала, ограниченные пунктирными линиями 2, 3, от среднего значения (кривая 1), при отклонении частоты от номинальной для ЦФ ДПФ (рис. 3.10, *a*) и ЦФ ДПФ с компенсацией (рис. 3.10, *б*).

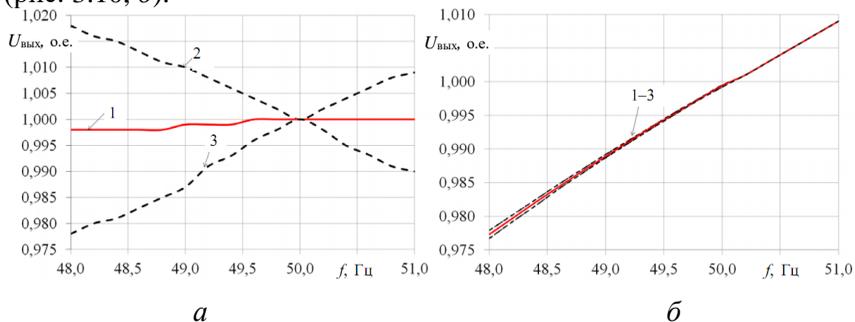


Рис. 3.10. Размах отклонений амплитуды выходного сигнала ЦФ ДПФ (*a*) и ЦФ ДПФ с компенсацией (*б*) при уходе частоты входного сигнала от номинальной

Как видно из представленных зависимостей, у ЦФ ДПФ наблюдаются колебания амплитуды выходного сигнала, размах которых пропорционален отклонению частоты от номинальной. Для ЦФ ДПФ с компенсацией характерно практически полное отсутствие колебаний амплитуды выходного сигнала при изменении частоты в диапазоне 48–51 Гц.

Сложное входное воздействие. На рис. 3.11 приведены результаты расчетов выходных сигналов рассматриваемых ЦФ, полученные с использованием только канала тока, при постоянной времени затухания аperiodической составляющей в ЭС равной $T_s = 10$ с.

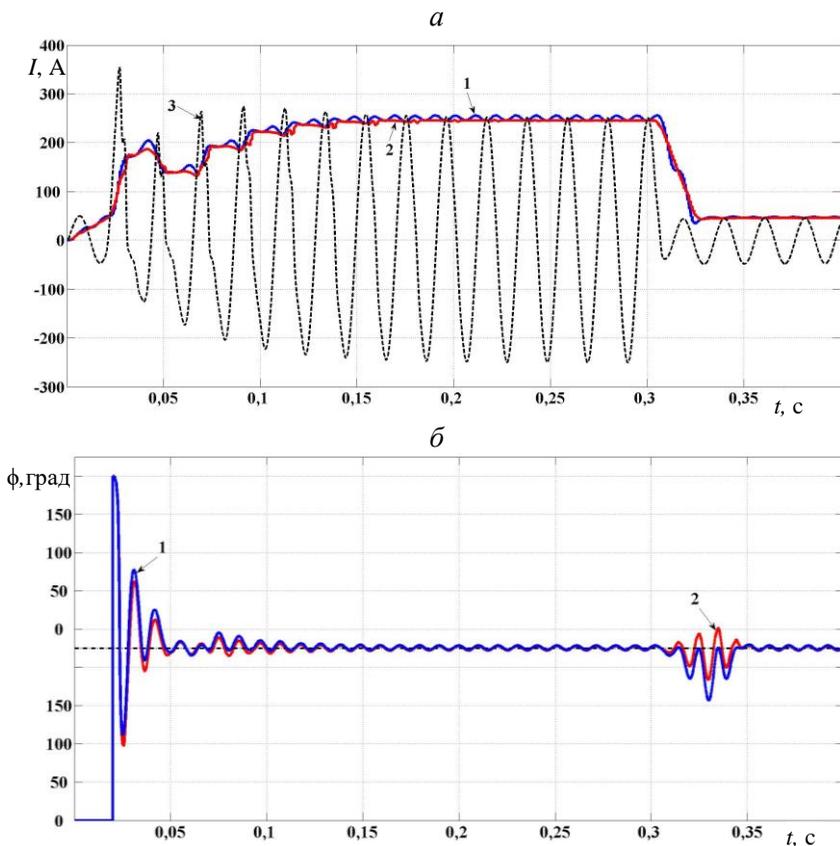


Рис. 3.11. Выходные сигналы ЦФ (*a*) и фазовые сдвиги между ОС (*б*):
1 – ДПФ, 2 – ДПФ с компенсацией

В момент времени $t = 0,03$ с происходит трехфазное КЗ (рис. 3.11, *a*), при котором форма тока существенно отличается от синусоидальной, а частота в ЭС снижается до 48 Гц. Время существования КЗ намерено выбрано завышенным, чтобы продемонстрировать как ЦФ реагируют на указанное воздействие. После затухания аperiodической составляющей, начиная с момента времени $t = 0,25$ с и до отключения КЗ при $t = 0,3$ с, ток I становится по форме близким к синусоидальному, и выходной сигнал ЦФ ДПФ с компенсацией устанавливается на неизменном уровне (кривая 2), в отличие от ЦФ ДПФ, выходной сигнал которого продолжает носить колебательный характер (кривая 1). Фазовые сдвиги между ОС в рассматриваемых ЦФ, также как и при гармоническом воздействии, оказываются практически совпадающими как по величине, так и по форме (рис. 3.11, *б*).

В результате проведенных вычислительных экспериментов установлено, что предложенный ЦФ с алгоритмом компенсации колебаний, в отличие от стандартного ЦФ на основе ДПФ, устраняет колебания выходных величин как при использовании в ЦИО защит с одним, так и двумя выходными сигналами.

3.2.2. Быстродействующий метод определения амплитуды сигнала при колебаниях частоты

Предлагаемый быстродействующий метод определения амплитуды при колебаниях частоты ориентирован на использование в качестве исходной информации выборок мгновенных значений косинусной ОС сигнала, которые формируются с помощью соответствующего ЦФ Фурье [67]. По трем смежным выборкам косинусной ОС x_{cn} , $x_{c(n-1)}$, $x_{c(n-2)}$ вычисляется динамический косинус вероятного угла одной выборки с использованием выражения [68]:

$$\cos(\omega\Delta t)_n = \frac{x_{cn} + x_{c(n-2)}}{2x_{c(n-1)}}. \quad (3.8)$$

Затем вычисляется динамический синус вероятного угла одной выборки с учетом, что всегда $\omega\Delta t < \frac{\pi}{2}$:

$$\sin(\omega\Delta t)_n = \sqrt{1 - \cos^2(\omega\Delta t)_n}. \quad (3.9)$$

Независимая от колебаний частоты амплитуда X_{mns} вычисляется по:

$$X_{mn} = \frac{\sqrt{x_{cn}^2 - 2x_{cn}x_{c(n-1)}C + x_{c(n-1)}^2}}{S}, \quad (3.10)$$

с использованием динамических косинуса и синуса в соответствии с (3.8), (3.9): $C = \cos(\omega\Delta t)_n$; $S = \sin(\omega\Delta t)_n$.

Быстродействующее формирование результирующей амплитуды сигнала X_{mnr} осуществляется умножения X_{mns} на корректирующий коэффициент k_{kn} , который вычисляется по выражению (2.17):

$$X_{mnr} = k_{kn}X_{mns}. \quad (3.11)$$

Для сравнительной оценки эффективности разработанного метода получены численные значения амплитуды при различных формах тестовых воздействий для режимов отклонений частоты от номинальной, изменений амплитуды, а также при одновременных их вариациях в заданные моменты времени.

В качестве примера, на рис. 3.12 представлены оценки амплитуды при близком к реальному вторичном токе в режиме КЗ (кривая 1) для вариантов определения разработанным методом (кривая 2) и с использованием ЦФ Фурье (кривая 3).

На отрезке времени $t = 0,05-0,1$ с существует нормальный установившийся режим с частотой 50 Гц, в котором амплитуды полученные обоими методами совпадают (кривые 2, 3). В момент времени $t = 0,1$ с возникает КЗ со снижением частоты до 48 Гц, переходный режим которого длится около 2,5 периодов номинальной частоты, после чего наступает установившийся режим КЗ. Из рис. 3.12 видно, что на различных участках определение амплитуды предложенным методом (кривая 2) осуществляется в 2–4 раза быстрее чем методом Фурье (кривая 3). При этом, в установившемся режиме КЗ разработанный метод устраняет колебания амплитуды, чего не происходит с амплитудой Фурье.

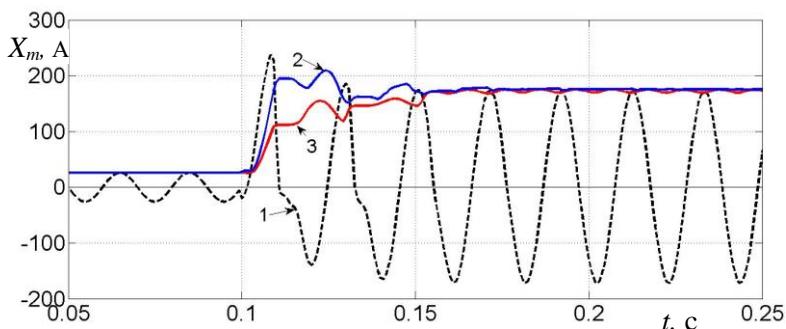


Рис. 3.12. Оценки амплитуды сигнала при КЗ со снижением частоты до 48 Гц

Таким образом, предложенный метод определения амплитуды сигнала обеспечивает устранение колебаний ее расчетных значений при отклонении частоты от номинальной в заданных пределах как в нагрузочных, так и в аварийных режимах функционирования. Результаты выполненных исследований показали, что разработанный метод обладает повышенным быстродействием во всех реально возможных режимах электроустановки, что позволяет получать достоверные значения амплитуды сигнала после ее изменения за время порядка четверти периода номинальной частоты.

3.3. Цифровые измерительные органы тока обратной последовательности

В существующих микропроцессорных защитах электроустановок широко применяются ЦИО, реагирующие на отдельные симметричные составляющие входных сигналов или их комбинацию [69]. Это, помимо других преимуществ, позволяет выполнять соответствующие устройства защиты более чувствительными. Необходимо отметить, что из всех разновидностей ЦФ симметричных составляющих (ФСС) преимущественно используются фильтры обратной и нулевой последовательностей [70]. При необходимости ЦФ прямой последовательности может быть организован путем перемены местами двух входов в фильтре обратной последовательности, что делает вполне достаточным подробное рассмотрение только этого фильтра.

В микропроцессорных защитах из известных алгоритмов программной реализации ФСС целесообразно использовать фильтры, формирующие ОС соответствующей последовательности из ОС фазных или междуфазных величин входных сигналов [53]. При этом в цифровом ФСС вначале формируются ОС контролируемых входных сигналов, по которым в последующем вычисляются значения ОС необходимой последовательности. Главным элементом такого ФСС является формирователь ОС входных сигналов, основные свойства которого определяют динамические показатели формирователя соответствующей последовательности в целом [71].

В качестве формирователей ОС в современных микропроцессорных защитах главным образом используются ЦФ на основе ДПФ различных модификаций с присущей им инерционностью [72]. По этой причине переходные режимы ЦФ сопровождаются возникновением динамической погрешности, включающей амплитудную и фазовую составляющие, которые могут существенно влиять на функционирование ФСС, ухудшая их свойства.

Принцип действия ЦИОТ обратной последовательности (ЦИОТОП) основан на сравнении контролируемого информационного параметра, характеризующего названный ток, с заранее заданной величиной [73]. По результатам указанного сравнения фиксируется сработавшее или несработавшее состояние ЦИОТОП.

ЦИОТОП должны удовлетворять тем же требованиям, что и обычные ЦИОТ, реагирующие на полные токи. В качестве дополнительного требования следует выделить небольшие уровни тока небаланса.

В ЦИОТОП контролируемыми информационными параметрами обычно являются действующие значения тока обратной последовательности I_{2n} , которые определяются по ОС входных токов фаз.

Структура ЦИОТОП, реагирующего на ток обратной последовательности I_{2n} и реализующего условие $I_{2n} \geq I_{cp}$, приведена на рис. 3.13, где I_{cp} – заданная величина тока обратной последовательности.

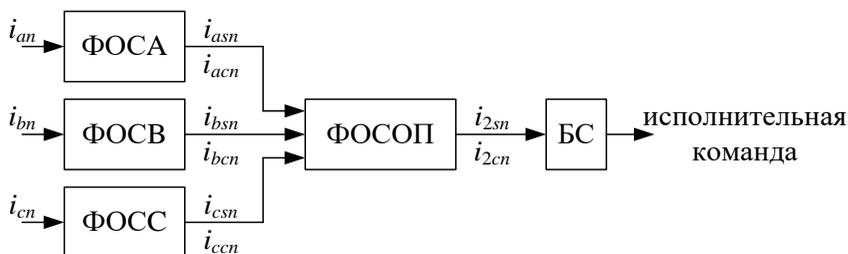


Рис. 3.13. Структура ЦИОТОП на основе цифровой обработки ОС входных токов фаз

В представленной структуре выборки токов фаз i_{jn} ($j = a, b, c$) обрабатываются формирователями ортогональных составляющих ФОСА, ФОСВ и ФОСС, в результате чего выделяются их синусные i_{jsn} и косинусные i_{jcn} ($j = a, b, c$) ОС. Для получения указанных ОС должны использоваться быстродействующие формирователи с минимальными динамическими погрешностями. Это обеспечит приемлемые уровни тока небаланса.

При последующей обработке ОС токов фаз фильтрами ортогональных составляющих обратной последовательности ФОСОП формируются синусная i_{2sn} и косинусная i_{2cn} ОС указанной последовательности.

Следует отметить, что ФОСОП является безинерционным элементом и поэтому не вносит задержку в формирование i_{2sn} и i_{2cn} , а переходные режимы в нем не сопровождаются появлением динамических погрешностей.

Блок сравнения БС реализует функции определения действующего значения тока обратной последовательности по ОС i_{2sn} и i_{2cn} , а также сравнения указанного значения с заданным и выработки исполнительной команды.

3.3.1. Формирование ортогональных составляющих токов фаз в цифровых измерительных органах тока обратной последовательности

Формирование ОС токов фаз в ЦИОТОП должно производиться с минимальными динамическими погрешностями, что обеспечит высокое быстродействие ЦИОТОП и небольшие уровни тока небаланса.

Для этого необходимо обеспечить коррекцию динамических амплитудной и фазовой погрешностей, реализация которых подробно рассмотрена в главе 2.

Применительно к трехфазной реализации методика построения формирователей ОС с коррекцией динамических погрешностей заключается в следующем.

С использованием нерекурсивных ЦФ на основе ДПФ выделяются косинусная i_{jcn} и синусная i_{jsn} ($j = a, b, c$) ОС основной гармоники входных сигналов фаз i_{jn} по выражениям аналогичным (2.19):

$$\begin{aligned} i_{jcn} &= \sum_{n=1}^N a_{cn} i_{jn} ; \\ i_{jsn} &= \sum_{n=1}^N a_{sn} i_{jn} . \end{aligned} \quad (3.12)$$

Коррекция динамической амплитудной погрешности может быть реализована путем повышения быстродействия формирования ОС входных сигналов в переходных режимах. Для этого необходимо ОС токов фаз i_{jcn} и i_{jsn} подвергнуть обработке элементом с нелинейным корректирующим коэффициентом усиления k_{jm} . Для коррекции динамической амплитудной погрешности формируются для каждой фазы сигнала эквивалентные ОС токов фаз i_{jeqcn} и i_{jeqsn} по выражению (2.23):

$$\begin{aligned} i_{jeqcn} &= k_{jm} i_{jcn} ; \\ i_{jeqsn} &= k_{jm} i_{jsn} . \end{aligned} \quad (3.13)$$

Корректирующий коэффициент для каждой из фаз k_{jm} определяется соотношением амплитуд входных сигналов I_{jmd} , вычисляемых как

$$I_{jmd} = \sqrt{\frac{2}{N} \sum_{n=1}^N i_{jn}^2} , \quad (3.14)$$

и их основных гармоник I_{jmn} :

$$I_{jmn} = \sqrt{i_{jcn}^2 + i_{jsn}^2} . \quad (3.15)$$

В результате экспериментальных исследований установлено, что оптимальными значениями корректирующих коэффициентов являются: при возрастании входного сигнала $k_{jrn} = I_{jmnd}^2 / I_{jmn}^2$; когда указанный сигнал не изменяется $k_{jrn} = 1$; при его снижении $k_{jrn} = I_{jmn}^3 / I_{jmnd}^3$.

Приведенные выше характерные изменения входных сигналов отражаются признаками c_j , численные значения которых задаются соответственно равными $c_j = 1$, $c_j = 0$, $c_j = -1$. Методика определения c_j представлена в п. 2.3 согласно выражению (2.34).

С учетом изложенного общее выражение для k_{jrn} будет иметь вид:

$$k_{jrn} = 0,5(|c_j| + c_j) \frac{I_{jmnd}^2}{I_{jmn}^2} + 0,5(|c_j| - c_j) \frac{I_{jmn}^3}{I_{jmnd}^3} + 1 - |c_j|. \quad (3.16)$$

Следует отметить, что реализация перечисленных операций обеспечивает в переходных режимах коррекцию амплитудной погрешности, в результате чего с течением времени ее содержание в ОС i_{jeqn} и i_{jeqn} быстро снижается.

Коррекция динамической фазовой погрешности основана на использовании результирующих ортогональных составляющих, являющихся комбинацией ОС на основе ДПФ и полученных по ним расчетных ОС (см. п. 2.4.2). При этом комбинации ОС должны обеспечивать совпадение по фазе и сдвиг ОС на основе ДПФ и расчетных ОС соответственно в установившемся и переходном режимах.

Расчетные ОС токов фаз определяются по выборкам синусных i_{jsn} , $i_{js(n-1)}$ и косинусных i_{jcn} , $i_{jc(n-1)}$ ОС на основе ДПФ согласно выражениям (2.42), (2.43):

$$\begin{aligned}
 i_{jcpn} &= \frac{i_{jsn} \cos \omega \Delta t - i_{js(n-1)}}{\sin \omega \Delta t}, \\
 i_{jspn} &= \frac{i_{jc(n-1)} - i_{jcn} \cos \omega \Delta t}{\sin \omega \Delta t}.
 \end{aligned}
 \tag{3.17}$$

Результирующие ОС для трех фаз i_{jsrn} и i_{jcrn} формируются на основе выражений (2.44):

$$\begin{aligned}
 i_{jsrn} &= i_{jsn} - l_1 (i_{jsn} - i_{jspn}), \\
 i_{jcrn} &= i_{jcn} - l_2 (i_{jcn} - i_{jcpn}),
 \end{aligned}
 \tag{3.18}$$

где l_1, l_2 – постоянный коэффициент, позволяющий изменять степень коррекции динамической фазовой погрешности.

Как указано в п. 2.2.2, оптимальные значения l_1 и l_2 находятся в диапазонах 0,70–0,75 и 0,75–0,80 соответственно.

Следует отметить, что реализация перечисленных операций позволяет в переходных режимах осуществлять коррекцию фазовой динамической погрешности так, чтобы в ОС i_{jsrn}, i_{jcrn} указанная погрешность была существенно снижена.

Принимая во внимание изложенное выше и используя соответствующие формулы для формирования итоговых ОС токов фаз i_{jcvn}, i_{jsvn} по выборкам i_{jeqcn}, i_{jeqsn} и i_{jcrn}, i_{jsrn} , с учетом (2.50) получим:

$$\begin{aligned}
 i_{jcvn} &= \sqrt{\frac{i_{jeqcn}^2 + i_{jeqsn}^2}{i_{jcrn}^2 + i_{jsrn}^2}} i_{jcrn}, \\
 i_{jsvn} &= \sqrt{\frac{i_{jeqcn}^2 + i_{jeqsn}^2}{i_{jcrn}^2 + i_{jsrn}^2}} i_{jsrn}.
 \end{aligned}
 \tag{3.19}$$

В переходных режимах i_{jcvn}, i_{jsvn} содержат минимальные динамические амплитудные и фазовые погрешности, а в установившихся режимах их значения совпадают с i_{jcrn}, i_{jsrn} [60].

В основе получения тока обратной последовательности лежит известное выражение:

$$3\dot{i}_2 = \dot{i}_A + \dot{i}_B e^{-j\frac{2\pi}{3}} + \dot{i}_C e^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (3.20)$$

В ЦИОТОП составляющие обратной последовательности (3.20) обычно представляются амплитудой и фазой или эквивалентными им ОС.

Наиболее предпочтительным является формирование ОС тока обратной последовательности на основе цифровой обработки ОС входных токов фаз.

Если известны выборки синусной i_{asn} , i_{bsn} , i_{csn} и косинусной i_{acn} , i_{bcn} , i_{ccn} ОС токов фаз для момента времени t_n , то для выборки n синусная i_{2sn} и косинусная i_{2cn} ОС тока обратной последовательности определяются по выражениям [32]:

$$\begin{aligned} i_{2sn} &= \frac{1}{3} \left(i_{asn} - \frac{1}{2} i_{bsn} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{bcn} - \frac{1}{2} i_{csn} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{ccn} \right), \\ i_{2cn} &= \frac{1}{3} \left(i_{acn} - \frac{1}{2} i_{bcn} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{bsn} - \frac{1}{2} i_{ccn} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{csn} \right). \end{aligned} \quad (3.21)$$

Амплитуда и фаза тока обратной последовательности вычисляются по выражениям, содержащимся в [32].

Следует отметить, что формирование ОС тока обратной последовательности в соответствии с изложенным выше алгоритмом осуществляется без временной задержки. Поэтому частотные и динамические характеристики ЦИОТОП целиком определяются частотными и динамическими свойствами алгоритма формирования ОС токов фаз. При реализации (3.21) вместо величин i_{jsn} и i_{jcn} используются значения итоговых ОС токов фаз $i_{j_{svn}}$ и $i_{j_{cvn}}$, рассчитанные по (3.19).

В блоке сравнения структурной схемы (рис. 3.13) определяется действующее значение тока обратной последовательности I_{2n} по ОС i_{2sn} и i_{2cn} :

$$I_{2n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{i_{2sn}^2 + i_{2cn}^2}, \quad (3.22)$$

которое сравнивается с заданной величиной I_{cp} – током срабатывания.

Когда I_{0n} снижается и становится меньше значения I_B , называемого током возврата, то ЦИОТОП возвращается в несработанное состояние. Величина I_B определяется по известному выражению:

$$I_B = k_w I_{cp}, \quad (3.23)$$

где k_w – коэффициент возврата, постоянная величина, задаваемая близкой к единице.

В БС (рис. 3.13) по результатам сравнения вырабатывается исполнительная команда о сработанном или несработанном состоянии ЦИОТОП.

3.3.2. Анализ поведения цифрового измерительного органа тока обратной последовательности в нормальном и аварийных режимах

Основными показателями технического уровня ЦИОТОП являются его быстродействие и ток небаланса. Ток небаланса определяется в основном динамическими погрешностями при подаче на вход ЦИО трехфазной системы сигналов прямой последовательности, отклонением частоты от номинальной, а также наличием в сигналах различного рода гармоник.

В Matlab-Simulink-SPS реализована структура модели для испытаний рассмотренного выше ЦИОТОП (рис. 3.14), которая включает в себя модель ОЭО, модель ТТ, нагрузку, блок задания вида КЗ, а также испытываемый ЦИОТОП.

Модель ЦИОТОП («*Negative Seq*») реализована в соответствии с вышеизложенными принципами построения. На выходе блока $M2$ формируется ток обратной последовательности, а на выходе $M2_Fur$ – ток обратной последовательности ЦИОТ, выполненного по такой же методике, но на основе ЦФ Фурье (в дальнейшем ЦИОТОП Фурье).

Вторичные фазные токи ТТ, а также результаты моделирования ЦИОТОП выводятся на осциллограф «*Scope*».

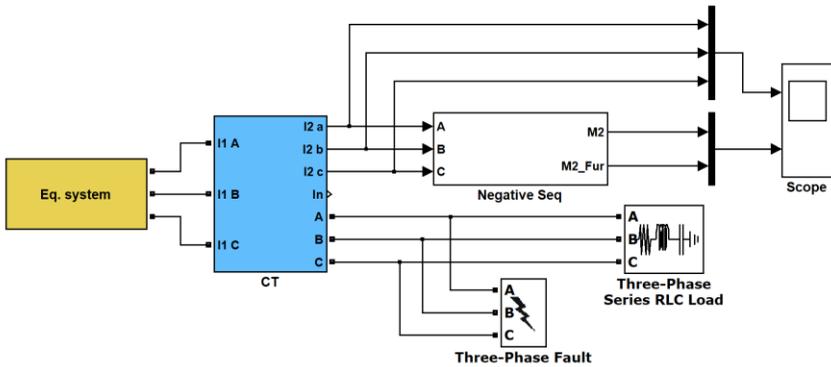


Рис. 3.14. Структура модели для испытаний ЦИОТОП

На рис. 3.15 представлены зависимости, характеризующие динамические свойства ЦИОТОП, при двухфазном КЗ фаз *A* и *B* и входном воздействии максимально приближенном к синусоидальному сигналу. На отрезке времени 0,02–0,04 с (рис. 3.15, *a*) существует нормальный режим. В момент времени 0,04 с возникает двухфазное КЗ фаз *A* и *B*. После завершения переходного процесса первичные токи i_a и i_b имеют одинаковые амплитуды и сдвинуты по фазе на угол π .

При этом ток обратной последовательности (рис. 3.15, *б*) в предлагаемом ЦИОТОП (кривая 1) нарастает быстрее, чем в ЦИОТОП Фурье (кривая 2). В предлагаемом ЦИОТОП указанный ток достигает уровня тока срабатывания (кривая 3) в момент времени 0,044 с, а в ЦИОТОП Фурье – 0,05 с.

В момент времени 0,13 с происходит отключение двухфазного КЗ (рис. 3.15, *a*). При этом ток обратной последовательности в предлагаемом ЦИОТОП (рис. 3.15, *б*, кривая 1) спадает быстрее, чем в ЦИОТОП Фурье (рис. 3.15, *б*, кривая 2). Это свидетельствует о более быстром возврате в исходное состояние первого органа, чем второго.

Представленные на рис. 3.15, *в* зависимости свидетельствуют, что в разработанном ЦИОТОП динамическая фазовая погрешность (рис. 3.15, *в*, кривая 1) существует в течение того же промежутка времени, что и в ЦИОТОП Фурье (рис. 3.15, *в*, кривая 2), однако ее уровень на начальном этапе КЗ значительно меньше.

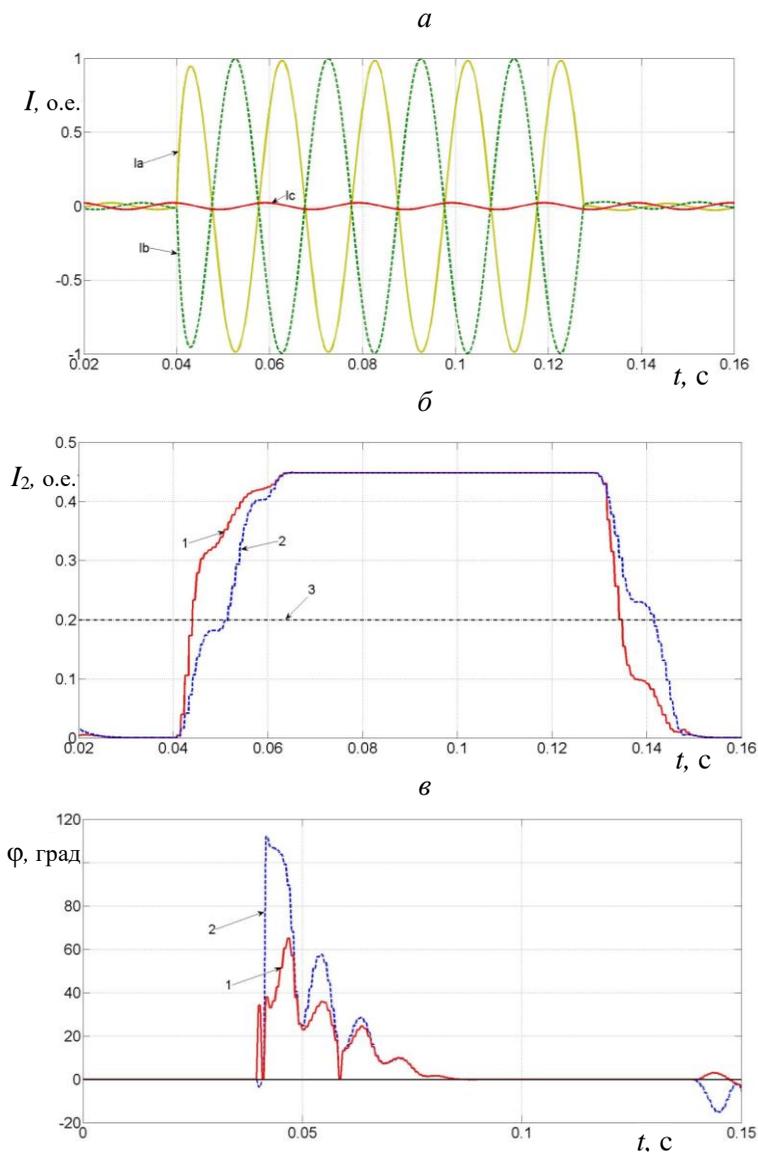


Рис. 3.15. Динамика ЦИОТОП при двухфазном КЗ фаз A и B с входным воздействием, максимально приближенным к синусоидальному сигналу: a – первичные токи фаз i_a, i_b и i_c ; $б$ – ток обратной последовательности; $в$ – динамическая фазовая погрешность в ЦИОТОП (кривая 1 – в предлагаемом ЦИОТОП, кривая 2 – в ЦИОТОП Фурье, кривая 3 – ток срабатывания)

На рис. 3.16 представлены зависимости, аналогичные приведенным на рис. 3.15, при входном воздействии приближенном к реальному вторичному току ТТ. При этом ТТ работает в режиме насыщения магнитопровода под воздействием апериодических составляющих, содержащихся в токах фаз *A* и *B* (рис. 3.16, *a*)

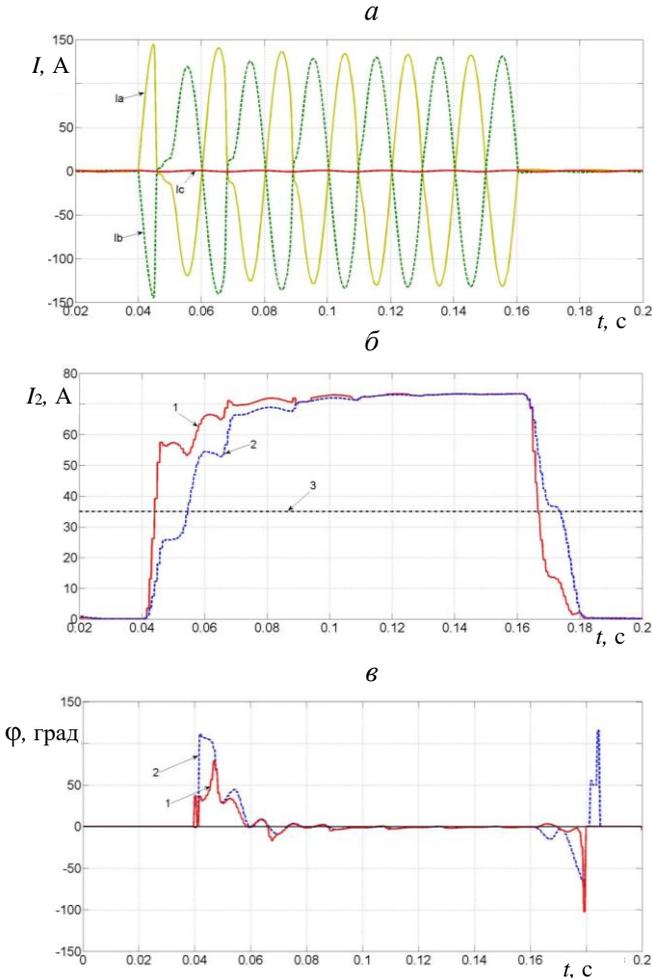


Рис. 3.16. Динамика ЦИОТОП при двухфазном КЗ фаз *A* и *B* с входным воздействием, приближенным к реальному вторичному току ТТ: *a* – вторичные токи фаз *i_a*, *i_b* и *i_c*; *б* – то же, что и на рис. 3.15, *б*; *в* – то же, что и на рис. 3.15, *в*

Анализ результатов исследования поведения ЦИОТОП в других несимметричных режимах при синусоидальных входных воздействиях свидетельствует, что разработанный орган в сравнении с органом Фурье имеет более высокое быстродействие и обладает лучшими динамическими свойствами. Анализ изменений токов обратной последовательности в предлагаемом ЦИОТОП (рис. 3.16, б, кривая 1), ЦИОТОП Фурье (рис. 3.16, б, кривая 2) и динамических фазовых погрешностей (рис. 3.16, в) позволяет сделать вывод о более высоких динамических свойствах первого по сравнению со вторым. При этом следует отметить, что различие в быстродействии исследуемых ЦИОТОП возрастает с увеличением степени насыщения ТТ. На рис. 3.17 показано изменение тока небаланса в ЦИОТОП при трехфазном КЗ и входном воздействии максимально приближенном к синусоидальному сигналу.

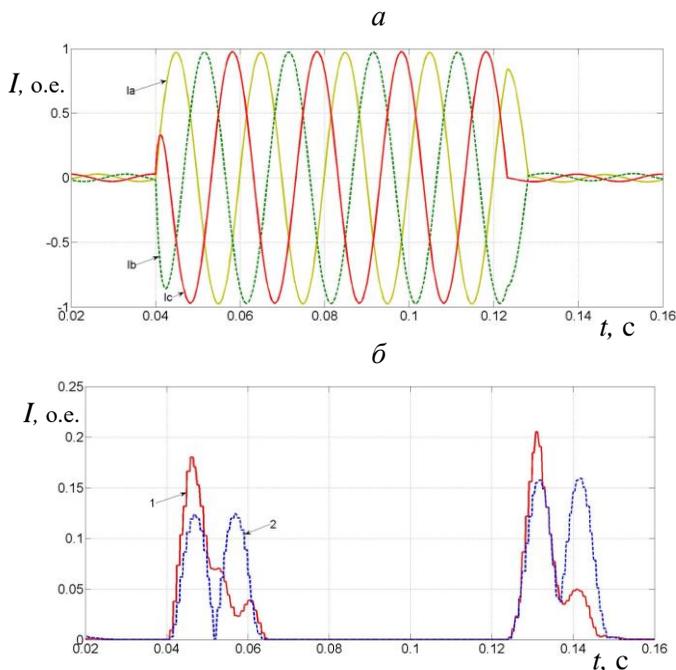


Рис. 3.17. Ток небаланса в ЦИОТОП при трехфазном КЗ с входным воздействием, максимально приближенным к синусоидальному сигналу:
a – первичные токи фаз i_a , i_b и i_c ; *б* – изменения тока небаланса в ЦИОТОП (кривая 1 – в предлагаемом ЦИОТОП, кривая 2 – в ЦИОТОП Фурье)

В момент времени 0,04 с (рис. 3.17, *a*) возникает трехфазное КЗ. После завершения переходного процесса первичные токи i_a , i_b и i_c имеют одинаковые амплитуды и сдвиги по фазе друг относительно друга на угол $2\pi/3$.

При возникновении КЗ в ЦИОТОП появляется ток небаланса (рис. 3.17, *б*), который с течением времени снижается и после завершения переходного процесса во вторичных цепях ТТ (примерно через 0,02 с) полностью исчезает. Следует отметить, что максимальное значение тока небаланса в предлагаемом ЦИОТОП (рис. 3.17, *б*, кривая 1) больше чем в ЦИОТОП Фурье (рис. 3.17, *б*, кривая 2) в 1,3–1,4 раза. При этом указанный ток в предлагаемом ЦИОТОП затухает более интенсивно, чем в ЦИОТОП Фурье.

После отключения трехфазного КЗ в момент времени 0,125 с (рис. 3.17, *a*) в ЦИОТОП, как и при возникновении КЗ, появляется ток небаланса (рис. 3.17, *б*). Характер изменения и время существования указанного тока в предлагаемом ЦИОТОП и ЦИОТОП Фурье примерно такие же, как и при возникновении КЗ рассматриваемого вида.

Резюмируя изложенное выше, следует отметить, что разработанный ЦИОТОП имеет в 1,2–1,4 раза более высокое быстродействие и лучшие динамические показатели.

В результате выполненных исследований установлено, что отклонение частоты от номинальной в рабочем диапазоне не приводит к появлению в ЦИОТОП существенных токов небаланса, которые в разы меньше токов небаланса переходных режимов.

Возникновение незначительных токов небаланса в ЦИОТОП может быть обусловлено наличием высших гармоник во входных токах, которые не полностью подавляются частотными цифровыми фильтрами.

3.4. Цифровые измерительные органы тока нулевой последовательности

В основе принципа действия ЦИОТ нулевой последовательности (ЦИОТНП) лежит сравнение контролируемого информационного параметра, характеризующего названную составляющую тока, с заранее заданной величиной. По результатам этого сравнения устанавливается сработавшее или несработавшее состояние ЦИОТНП.

ЦИОТНП должны выполняться с учетом тех же требований, которые предъявляются к ЦИОТОП.

В ЦИОТНП контролируруемыми параметрами, как правило, являются действующие значения тока нулевой последовательности I_{0n} , которые вычисляются по выборкам входных токов фаз.

Структурная схема ЦИОТНП, контролирующего ток нулевой последовательности I_{0n} и реализующего условие срабатывания $I_{0n} > I_{cp}$, представлена на рис. 3.18, где I_{cp} – заданная величина тока нулевой последовательности – ток срабатывания.

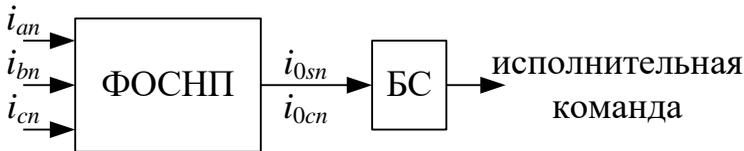


Рис. 3.18. Структурная схема ЦИОТНП на основе цифровой обработки выборок входных токов фаз

Структурно и по выполняемым блоками функциями ЦИОТНП схож с ЦИОТОП. Он содержит последовательно соединенные формирователь ортогональных составляющих нулевой последовательности ФОСНП и блок сравнения БС.

Принципиально возможны два варианта цифровой реализации ФОСНП [73].

Первый вариант предполагает вычисления по выборкам токов i_{jn} ($j = a, b, c$) выборки тока нулевой последовательности i_{0n} :

$$i_{0n} = \frac{1}{3}(i_{an} + i_{bn} + i_{cn}). \quad (3.24)$$

Затем выборки тока i_{0n} обрабатываются формирователями ОС, в результате чего выделяются синусная i_{0sn} и косинусная i_{0cn} ОС указанного тока.

Для обеспечения высокого быстродействия ЦИОТНП при небольших токах небаланса необходимо использование формирователей ОС с минимальными динамическими погрешностями. Принципы построения и основные характеристики таких формирователей рассмотрены в главе 2.

Цифровая реализация ФОСНП по второму варианту основывается на выделении из токов фаз i_{jn} ($j = a, b, c$) их синусных i_{jsn} и косинусных i_{jcn} ОС. Применяемые для этой цели формирователи ОС также должны обладать минимальными динамическими погрешностями.

Если известны выборки синусных i_{jsn} и косинусных i_{jcn} ОС токов фаз для определенного момента времени, то для этого же момента времени выборки синусной i_{0sn} и косинусной i_{0cn} ОС тока нулевой последовательности определяются по выражениям:

$$\begin{aligned} i_{0sn} &= \frac{1}{3}(i_{asn} + i_{bsn} + i_{csn}), \\ i_{0cn} &= \frac{1}{3}(i_{acn} + i_{bcn} + i_{ccn}). \end{aligned} \quad (3.25)$$

Очевидно, что первый вариант реализации ФОНП по сравнению со вторым в алгоритмическом отношении существенно проще.

В результате выполненных исследований установлено, что его отличают меньшие динамические погрешности.

Отмеченное выше позволяет рекомендовать первый предложенный ФОНП в ЦИОНП как приоритетный.

В блоке сравнения БС, также как и в ЦИОТОП, вычисляется текущее действующее значение тока нулевой последовательности I_{0n} , которое сравнивается с током срабатывания органа I_{cp} . ЦИОНП срабатывает при превышении I_{0n} величины I_{cp} и возвращается в несработавшее состояние, когда I_{0n} снижается и становится меньше значения тока возврата $I_{в}$.

3.4.1. Анализ поведения цифрового измерительного органа тока нулевой последовательности в нормальном и аварийных режимах

Структура модели для испытаний рассмотренного выше ЦИОНП (рис. 3.19), включает в себя модели собственно ЦИОНП, блока определения фазовой погрешности, а также модели: ОЭО, ТТ, нагрузки, блока задания вида КЗ.

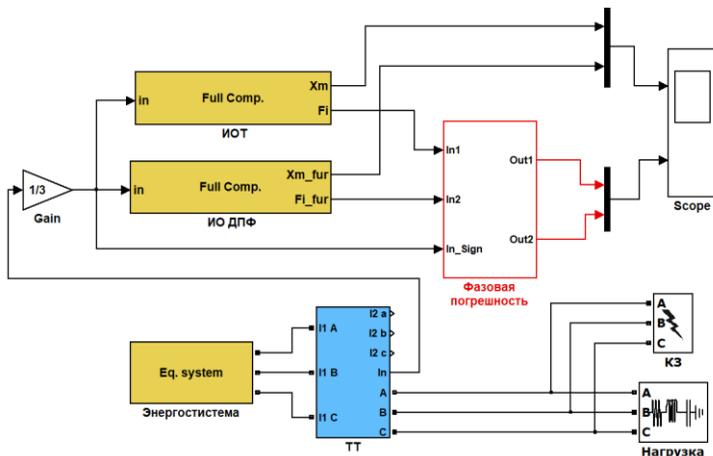


Рис. 3.19. Структура модели для испытаний ЦИОТНП

Модели ЦИОТНП реализованы в соответствии с вышеизложенными подходами. На выходах блоков «ИОТ» и «ИО ДПФ» формируются токи нулевой последовательности, причем блок «ИО ДПФ» – выполнен по рассмотренной методике, но на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Выбор ЦФ на основе ДПФ в качестве эталона для сравнения обусловлен тем, что он является негласным стандартом для формирования ОС, используемых в большинстве ЦИО.

На входы обоих ЦИО по «нулевому проводу» ТТ поступает сумма вторичных фазных токов, уменьшенная в 3 раза.

В подсистеме «Фазовая погрешность» определяется разность между фазами входного сигнала, которые рассчитываются в ИОТ и ИО ДПФ, и фазой эталонного сигнала.

Фаза эталонного сигнала формируется из входного сигнала путем вычисления его ОС. Отсчеты входного сигнала принимаются равными его синусной ОС $x_n = x_{sn}$. Затем по выражению (2.42) определяется его косинусная ОС x_{cn} , а по известным ОС рассчитывается фаза эталонного сигнала ϕ_n :

$$\phi_n = \arctg \frac{x_{cn}}{x_{sn}},$$

с которой в процессе моделирования сравниваются фазы, вычисленные указанными ЦИОТНП.

3.4.2. Динамические свойства цифрового измерительного органа тока нулевой последовательности

Собственные динамические свойства ЦИОТНП определяются амплитудными и фазовыми динамическими погрешностями. Снижение указанных погрешностей обеспечивает улучшение динамических свойств ЦИОТНП. При этом под термином «снижение» следует понимать уменьшение как величины, так и длительности существования соответствующей погрешности.

Уменьшение амплитудной динамической погрешности может быть достигнуто за счет повышения быстродействия ЦИОТНП. Показателем быстродействия ЦИОТНП может быть скорость нарастания выходного сигнала, а для снижения небалансов требуется уменьшение величины фазовой динамической погрешности.

На рис. 3.20 приведены зависимости, при входном воздействии близком к реальному вторичному току ТТ. Следует отметить, что в режиме КЗ на землю ТТ работает с насыщением магнитопроводов под действием апериодических составляющих, содержащихся в токах фаз.

Анализ изменений токов нулевой последовательности (рис. 3.20, б, кривая 1), а также динамических фазовых погрешностей (рис. 3.20, в, кривая 1) в предлагаемом ЦИОТНП и ЦИОТНП Фурье (рис. 3.20, б, кривая 2; рис. 3.20, в, кривая 2) дает основание для вывода о более высоких динамических свойствах предлагаемого органа по сравнению с органом Фурье.

Ток небаланса может оказывать существенное влияние на чувствительность защит нулевой последовательности и имеет место в нормальных режимах и коротких замыканий без «земли».

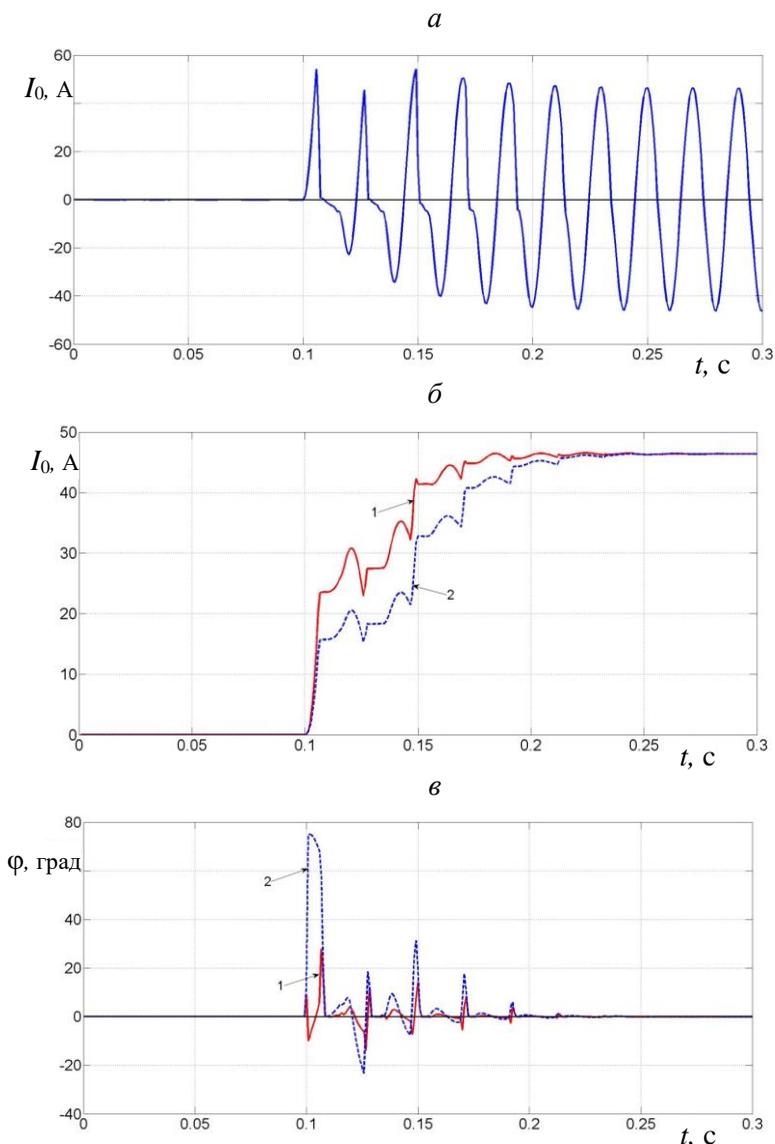


Рис. 3.20. Динамика ЦИОТНП при КЗ на землю с входным воздействием, приближенным к реальному вторичному току ТТ:

a – вторичный ток нулевой последовательности; *б* – ток нулевой последовательности в ЦИОТНП; *в* – фазовые динамические погрешности, кривые 1 и 2 соответственно в предлагаемом ЦИОТНП и ЦИОТНП Фурье

На рис. 3.21 представлено изменение тока небаланса при трехфазном КЗ и входном воздействии приближенном к синусоидальному сигналу (рис. 3.21, *a*), а также при этом же КЗ и сложном воздействии (рис. 3.21, *б*) для предлагаемого ЦИОТНП (кривая 1) и ЦИОТНП Фурье (кривая 2).

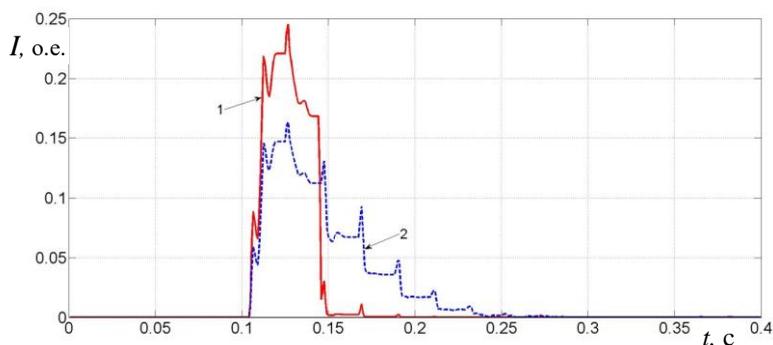
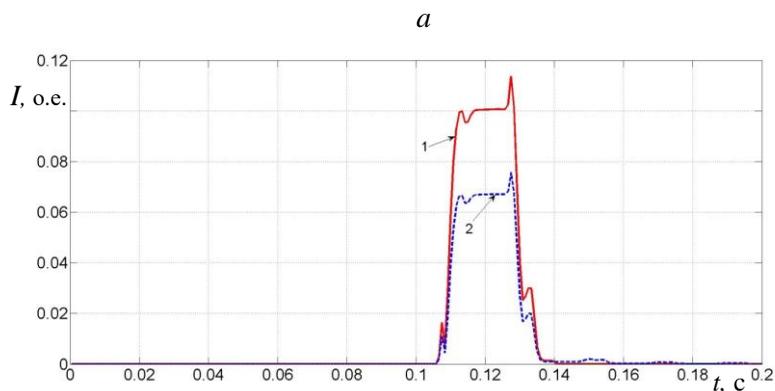


Рис. 3.21. Ток небаланса в предлагаемом ЦИОТНП (кривая 1) и ЦИОТНП Фурье (кривая 2) при трехфазном КЗ:

a – при входном синусоидальном воздействии;

б – при входном сложном воздействии

При синусоидальном входном воздействии токи небаланса в разработанном ЦИОТНП и ЦИОТНП Фурье имеют схожий характер изменения при отличающихся максимальных значениях

(рис. 3.21, *a*). В случае сложного входного воздействия появляются более высокие значения токов небаланса (рис. 3.21, *б*). Основное отличие состоит в том, что в разработанном ЦИОТНП ток небаланса затухает быстрее, чем в ЦИОТНП Фурье.

Резюмируя вышеизложенное, можно отметить, что разработанный ЦИОТНП с коррекцией динамической погрешности в сравнении с ЦИОТНП Фурье имеет в 1,1–1,5 раза более высокое быстродействие и отличается улучшенными динамическими показателями.

4. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ОРГАНЫ С НЕСКОЛЬКИМИ ВХОДНЫМИ СИГНАЛАМИ НА ОСНОВЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ

4.1. Теоретические предпосылки, положенные в основу выполнения органа направления мощности и цифровая реализация его функционирования

В микропроцессорных токовых направленных защитах линий электропередачи от междуфазных КЗ используются цифровые органы направления мощности (ЦОНМ), включаемые, как правило, на полные токи и напряжения [74]. Наиболее рациональной при этом признается так называемая 90-градусная схема, в которой к обмотке однофазного ЦОНМ подводится линейное напряжение двух фаз и фазный ток третьей фазы. При данной схеме включения «мертвая» зона может появляться только при близких к месту установки защиты трехфазных КЗ, составляющих небольшую долю всех возможных видов таких повреждений. Тем не менее, ее наличие является существенным недостатком ЦОНМ.

В существующих микропроцессорных защитах ЦОНМ представляет собой «направленное» реле, которое не срабатывает при КЗ вне зоны действия защиты и срабатывает, когда КЗ возникает в «прямом» направлении, т. е. в направлении зоны работы защиты [72].

Для определения указанного направления современные ЦОНМ используют фазовый угол между подводимыми к нему напряжением и током КЗ [53].

Следует отметить, что непосредственный расчет фаз напряжения и тока для вычисления этого угла не является удобным вследствие необходимости получения двух обратных тригонометрических функций. Более рациональным представляется метод анализа векторных соотношений соответствующих величин с использованием их ортогональных составляющих (ОС) [75].

В основе определения направления мощности по ОС подводимых к ЦОНМ напряжению и току лежат следующие теоретические положения [76].

Для получения условия срабатывания ЦОНМ воспользуемся приведенной на рис. 4.1 векторной диаграммой при 90-градусной схеме включения, где: \dot{U} – вектор подводимого линейного напряжения двух фаз, начальная фаза которого ϕ_u , а \dot{I} – вектор подведенного фазного тока с начальной фазой ϕ_i . Вектор $\dot{U}e^{\phi_{мч}}$ образован путем поворота вектора \dot{U} на угол $\phi_{мч}$, называемый углом максимальной чувствительности ЦОНМ, который обеспечивает достоверное определение направления мощности при минимальных значениях напряжения и тока.

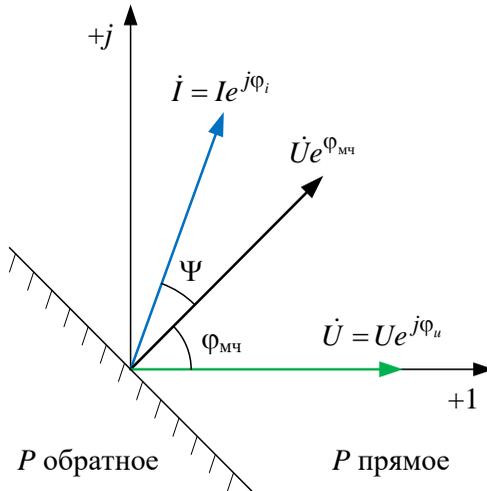


Рис. 4.1. Векторная диаграмма ЦОНМ при 90-градусной схеме включения

Направление мощности определяется по нахождению угла Ψ между векторами \dot{I} и $\dot{U}e^{\phi_{мч}}$:

$$\Psi = \phi_u - \phi_i - \phi_{мч}, \quad (4.1)$$

в соответствующем диапазоне.

Если $-\frac{\pi}{2} < \Psi < \frac{\pi}{2}$, то направление мощности прямое и ЦОНМ должен срабатывать, в противном случае мощность имеет обратное направление, а ЦОНМ подлежит блокировке. Для фиксации находж-

дения Ψ в указанном диапазоне можно использовать значение $\cos\Psi$, которое, как вытекает из (4.1), определяется по выражению:

$$\begin{aligned} \cos\Psi = & (\cos\phi_u \cos\phi_i + \sin\phi_u \sin\phi_i) \cos\phi_{\text{мч}} + \\ & + (\sin\phi_u \cos\phi_i - \cos\phi_u \sin\phi_i) \sin\phi_{\text{мч}}. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Для определения направления мощности достаточно знать знак косинуса угла Ψ . Поэтому в качестве информационного параметра, позволяющего фиксировать указанное направление, можно использовать признак:

$$P = \text{sign}(\cos\Psi) \cdot 1. \quad (4.3)$$

Принимая во внимание [32], что $\cos\phi_u = u_c / U_m$, $\sin\phi_u = u_s / U_m$, $\cos\phi_i = i_c / I_m$, $\sin\phi_i = i_s / I_m$, после их подстановки в (4.2) получим:

$$\begin{aligned} \cos\Psi = & \frac{1}{U_m I_m} (u_c i_c + u_s i_s) \cos\phi_{\text{мч}} + \\ & + \frac{1}{U_m I_m} (u_s i_c - u_c i_s) \sin\phi_{\text{мч}}, \end{aligned} \quad (4.4)$$

где U_m, I_m – амплитудные значения напряжения и тока соответственно; u_c, i_c, u_s, i_s – мгновенные значения соответственно косинусных и синусных ОС напряжения и тока.

Переходя от непрерывных величин в вышеприведенных выражениях к их выборкам в дискретные моменты времени t_n ($n = 1, 2, \dots, N$), руководствуясь (4.3), (4.4) и учитывая, что $U_m I_m > 0$ будем иметь:

$$\begin{aligned} P_n = \text{sign} \left[& (u_{cn} i_{cn} + u_{sn} i_{sn}) \cos\phi_{\text{мч}} + \right. \\ & \left. + (u_{sn} i_{cn} - u_{cn} i_{sn}) \sin\phi_{\text{мч}} \right] \cdot 1. \end{aligned} \quad (4.5)$$

При известном $\varphi_{\text{мч}}$ значения $\cos \varphi_{\text{мч}}$ и $\sin \varphi_{\text{мч}}$ могут быть заданы как постоянные коэффициенты.

В конечном итоге результат функционирования ЦОНМ сводится к следующему:

при $P_n = 1$ – направление мощности прямое;

при $P_n = -1$ – обратное.

Если выражение, заключенное в квадратные скобки, в формуле (4.5) приобретает нулевое значение, то это свидетельствует об отсутствии одного или двух сигналов, что может быть использовано в системе контроля исправности цепей входных сигналов.

Необходимо иметь в виду, что при близких к месту установки защиты КЗ подводимое к ЦОНМ напряжение может быть очень малым (теоретически, нулевым). Это обуславливает «мертвую» зону, достоверное определение направления мощности в которой невозможно. В ЦОНМ пороговое линейное напряжение указанной зоны устанавливается на уровне 1 В [77]. Следует отметить, что это значение напряжения гарантирует достаточную помехоустойчивость органа.

Для устранения «мертвой» зоны может быть организована работа ЦОНМ «по памяти». Наиболее эффективным представляется обеспечение функционирования ЦОНМ в «мертвой» зоне с использованием «памяти» напряжения, поскольку обеспечивается практически непрерывное определение направления мощности.

Однако следует отметить, что длительное сохранение опорного напряжения требует частотной компенсации, так как любое отклонение частоты системы от номинальной повлечет за собой угловое изменение характеристики направленности и приведет к неустойчивой работе ЦОНМ.

Для быстродействующих ступеней токовых направленных защит требуется ЦОНМ с памятью в течение примерно 100 мс, а для резервных ступеней – до 2 с.

В алгоритме функционирования ЦОНМ на основе изложенных выше теоретических предпосылок в качестве исходной информации выступают выборки подводимых напряжения u_n и тока i_n ($n = 1, 2, \dots, N$). При этом из входных сигналов u_n и i_n с помощью нерекурсивных ЦФ на основе ДПФ или их модификаций выделяют-

ся косинусные u_{cn} , i_{cn} и синусные u_{sn} , i_{sn} ОС основных гармоник, которые непосредственно используются в процессе выполнения операций алгоритма ЦОНМ.

Для реализации частотной компенсации при работе ЦОНМ «по памяти» по трем смежным выборкам синусной либо косинусной ОС тока i_{on} , $i_{o(n-1)}$, $i_{o(n-2)}$ вычисляется косинус фазового угла выборок по выражению [68]:

$$\cos(\omega\Delta t)_n = \frac{i_{on} + i_{o(n-2)}}{2i_{o(n-1)}}. \quad (4.6)$$

Если на данном шаге $i_{o(n-1)}$ близко к нулю, что проверяется выполнением условия:

$$\frac{|i_{o(n-1)}|}{I_{mn}} < i_{*min},$$

где I_{mn} – амплитуда тока; i_{*min} – относительное минимальное значение выборки тока, то $\cos(\omega\Delta t)_n$ не вычисляется, а ему присваивается значение с предыдущего шага $\cos(\omega\Delta t)_n = \cos(\omega\Delta t)_{(n-1)}$, в противном случае проверяется не выходит ли величина косинуса за пределы диапазона, граничные значения которого определяются выбранными частотами. При необходимости косинус фазового угла выборок устанавливается на уровне ближайшего граничного значения. Затем вычисляется синус фазового угла выборок с учетом, что

$$\omega\Delta t < \frac{\pi}{2}:$$

$$\sin(\omega\Delta t)_n = \sqrt{1 - \cos^2(\omega\Delta t)_n}. \quad (4.7)$$

Если амплитуда подводимого напряжения $U_{mn} = \sqrt{u_{sn}^2 + u_{cn}^2}$ превышает пороговое напряжение $U_{m\min} = 1,4$ [77], то это свидетельствует о том, что ЦОНМ не находится в «мертвой» зоне и функционирует в обычном режиме с определением признака P по (4.5) с использованием ОС $u_{cn}, u_{sn}; i_{cn}, i_{sn}$.

При $U_{mn} \leq U_{m\min}$ ЦОНМ переводится в режим функционирования «по памяти». Так как используется «память» напряжения, то выборки ОС напряжения в этом режиме u_{sxn}, u_{cxn} вычисляются в соответствии с приведенными в [68] выражениями по их значениям с предыдущего шага $u_{sx(n-1)}, u_{cx(n-1)}$:

$$\begin{aligned} u_{sxn} &= u_{sx(n-1)} \cos(\omega\Delta t)_n + u_{cx(n-1)} \sin(\omega\Delta t)_n; \\ u_{cxn} &= u_{cx(n-1)} \cos(\omega\Delta t)_n - u_{sx(n-1)} \sin(\omega\Delta t)_n. \end{aligned} \quad (4.8)$$

В этом случае признак P определяется по (4.5) с использованием ОС напряжения u_{sxn}, u_{cxn} и тока i_{cn}, i_{sn} .

Оценка качества функционирования и эффективности ЦОНМ на основе изложенных принципов действия выполнена с использованием метода вычислительного эксперимента.

4.1.1. Оценка качества функционирования цифрового органа направления мощности в нормальном и аварийных режимах

В Matlab-Simulink-SPS [8], реализована структура модели для испытаний рассмотренного выше ЦОНМ, которая позволяет воспроизводить процессы в электроэнергетической системе с двусторонним питанием. Она включает в себя: модели двух ОЭО с возможностью задания у них произвольных значений частот, двух линий электропередачи с нагрузками, модели ТТ и ТН, блоки задания вида КЗ, а также модель испытуемого ЦОНМ. За исключением последней модели, реализация всех указанных блоков подробно рассмотрена в главе 1.

ЦОНМ моделируется согласно приведенным выше выражениям в виде отдельной подсистемы, в которой, согласно [40], формиру-

ются эквивалентные ОС фазного тока и линейного напряжения, а также вычисляется в относительных единицах признак P . Кроме того, в модели реализована возможность функционирования ЦОНМ «по памяти», необходимость в которой возникает в том случае, когда уровень подводимого к ЦОНМ значения амплитуды вторичного напряжения U_{mn} становится ниже предварительно заданного минимального уровня $U_{m\min}$, принятого для наглядности в настоящей работе равным 5 В.

Еще одним параметром, который сложно контролировать в реальном устройстве, является угол $\Delta\varphi = \Psi + \varphi_{мч}$ между векторами напряжения и тока, подводимых к ЦОНМ. В модели для этой цели используются стандартные библиотечные блоки *Discrete Fourier*, позволяющие определять значение разности фаз $\Delta\varphi$, которое в переходных режимах можно сглаживать усредняющим частотным фильтром.

Функционирование модели ЦОНМ проверялось в различных режимах электроэнергетической системы. Для этих целей использовались токи и напряжения приближенные к реальным вторичным сигналам соответствующих измерительных трансформаторов, и только для определения зоны действия ЦОНМ применялись синусоидальные тестовые воздействия.

1. Определение зоны действия ЦОНМ.

В работе исследовался цифровой ЦОНМ с углом максимальной чувствительности $\varphi_{мч} = 45$ градусов, расчетная зона действия которого лежит в диапазоне от -45 до 135 градусов.

Входные сигналы ЦОНМ – синусоидальные ток и напряжение с частотой 50 Гц. В нормальном режиме уровни тока и напряжения составляют соответственно 0,1 и 1 о. е. При КЗ, которое длится в промежутке от 0,1 с до 0,2 с, величина тока увеличивается до 1 о. е., а значение напряжения уменьшается до 0,2 о. е.

При угле 135 градусов наблюдается неустойчивая работа ЦОНМ (рис. 4.2).

Признак P , для наглядности умноженный на 100 (кривая 3), многократно меняет знак, хотя усредненное значение разности фаз $\Delta\varphi$ (кривая 1), находится в зоне срабатывания.

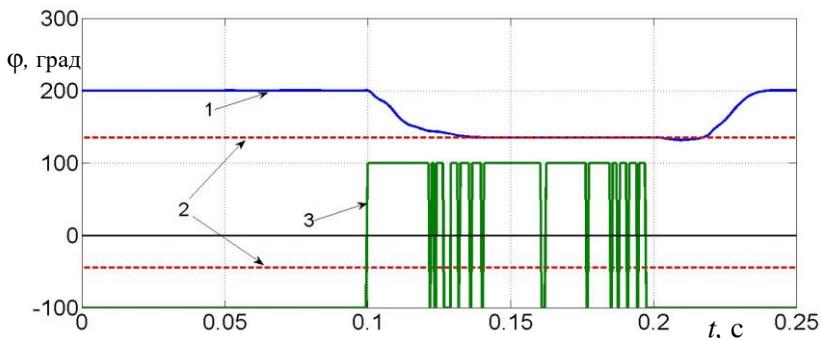


Рис. 4.2. Поведение ЦОНМ на границе срабатывания: 1 – разность фаз $\Delta\varphi$, 2 – диапазон углов от -45 до 135 градусов, при которых ЦОНМ срабатывает; 3 – признак P

При уменьшении угла на 1 градус до 134 градусов действие ЦОНМ становится стабильным. Аналогичные процессы происходят и с противоположной стороны зоны действия ЦОНМ.

Таким образом, реальная зона стабильной функционирования ЦОНМ в прямом направлении лежит в пределах от -44 до 134 градусов, то есть составляет 178 градусов, причем снижение частоты сети не изменяет зону действия ЦОНМ.

2. Реакция ЦОНМ на трехфазное КЗ в прямом и обратном направлениях.

Входные сигналы тока (кривая 1) и напряжения (кривая 2) частотой 50 Гц, приближены к реальным воздействиям в нагрузочных режимах и при трехфазных КЗ (рис. 4.3, а). В моменты времени $0-0,2$ с; $0,4-0,6$ с; $0,8-1,0$ с моделируются режимы нагрузки, в моменты времени $0,2-0,4$ с – трехфазное удаленное КЗ в обратном направлении, а в моменты $0,6-0,8$ с – воспроизводится трехфазное удаленное КЗ в прямом направлении.

На рис. 4.3, б приведены временные характеристики ЦОНМ. Как видно из рисунка, срабатывание ЦОНМ происходит только при КЗ в прямом направлении (кривая 3) и не происходит при КЗ за «спиной» ЦОНМ.

На рис. 4.3, в представлена траектория перемещения рабочей точки, воспроизводящей зависимость амплитуды вторичного напряжения U_{\max} от разности фаз между током и напряжением $U_{\max} = f(\Delta\varphi)$.

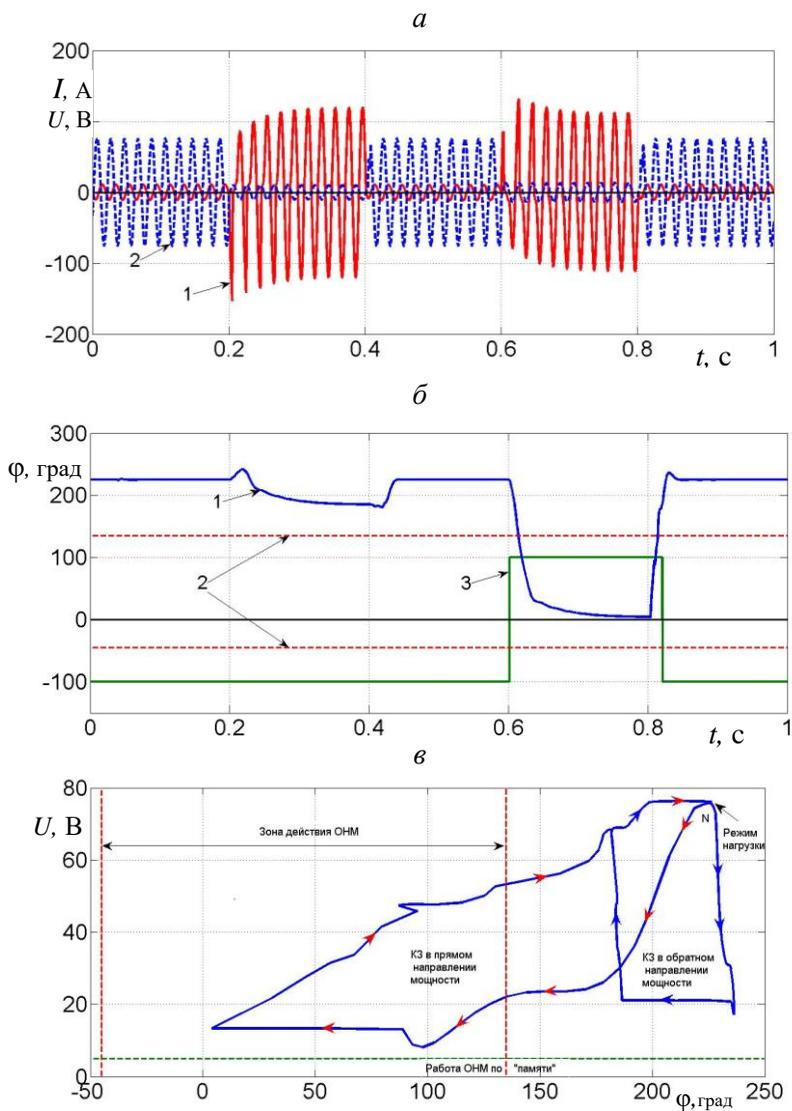


Рис. 4.3. Реакция ЦОНМ:

a – удаленные трехфазные КЗ в обратном и прямом направлениях (*I* – ток, *U* – напряжение); *б* – временные характеристики ЦОНМ (*I* – разность фаз $\Delta\varphi$, *2* – диапазон углов от -45 до 135 градусов, при которых ЦОНМ срабатывает, *3* – признак *P*); *в* – траектория перемещения рабочей точки

Траектория рабочей точки зависит от режима функционирования ЭС. В нагрузочном режиме U_{\max} и $\Delta\phi$ не изменяются и поэтому рабочая точка остается неподвижной (точка N). При КЗ в обратном направлении движение рабочей точки происходит по замкнутому контуру, который не попадает в зону действия ЦОНМ. В случае прямого направления мощности ($t=0,6-0,8$ с на рис. 4.3, *a*), траектория движения рабочей точки имеет форму петли, которая входит в зону действия ЦОНМ (пунктирные линии, соответствующие диапазону от -45 до $+135$ градусов) в начальный момент КЗ и выходит из нее при его исчезновении.

3. Удаленное КЗ в прямом направлении при различных частотах энергосистемы.

Входные сигналы тока (кривая 1) и напряжения (кривая 2) приведены на рис. 4.4, *a*. На рис. 4.4, *б*, по аналогии с рис. 4.3, *в*, представлены траектории перемещения рабочей точки при частоте 50 Гц (кривая 1) и 48 Гц (кривая 2).

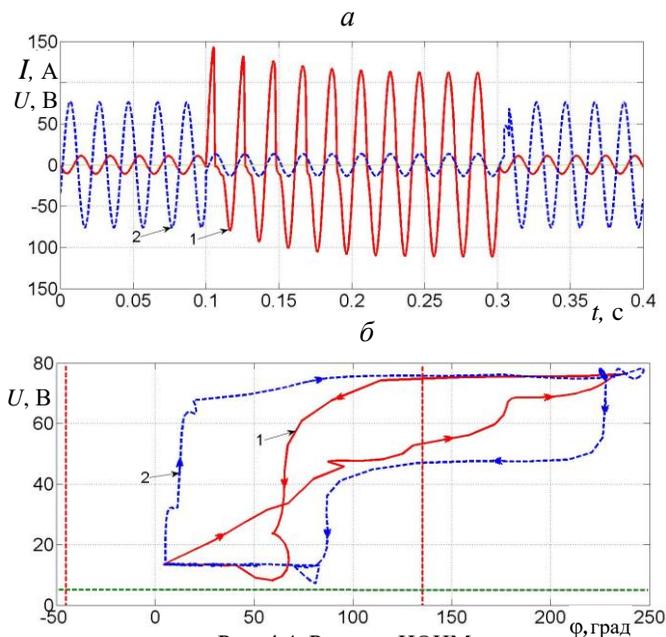


Рис. 4.4. Реакция ЦОНМ:

a – входные сигналы, приближенные к реальным воздействиям (*1* – ток, *2* – напряжение); *б* – траектории перемещения рабочих точек (*1* – при 50 Гц, *2* – при 48 Гц)

Предполагается, что аварийный и доаварийный режимы происходят при одинаковых частотах ЭС. Признак P для этих режимов находится в зоне действия ЦОНМ на протяжении всего времени существования КЗ. При этом траектории рабочих точек в обоих случаях попадают в зону функционирования ЦОНМ по «памяти».

Более реальный случай функционирования «по памяти» представлен на рис. 4.6. Моделируется близкое КЗ в прямом направлении, возникающее в момент времени 0,2 с (кривая 1), однако частоты ЭС в аварийном и доаварийном режимах разные. При КЗ, когда происходит работа «по памяти», частота снижается до 48 Гц. В этом случае, использование отсчетов напряжений U_{mn} для вычислений косинуса и синуса фазового угла выборок на всем протяжении функционирования «по памяти» будет приводить к накоплению ошибки, связанной с различием «запомненных» при частоте 50 Гц параметров и их текущими значениями при пониженной частоте. При этом, в отличие от выборок напряжений, выборки токов за все время КЗ остаются на приемлемом уровне для получения достоверных значений указанных величин, определяемых по формулам (4.6) и (4.7). Как видно из рис. 4.6, использование выборок тока позволяет ЦОНМ оставаться работоспособным все время существования КЗ, независимо от его длительности (кривая 2).

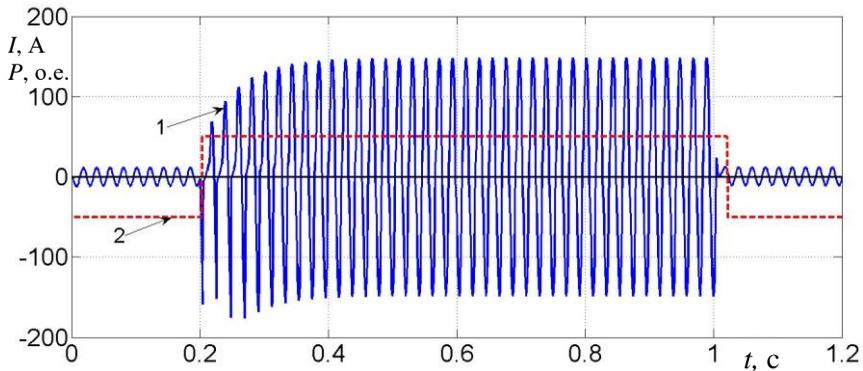


Рис. 4.6. Работа ЦОНМ «по памяти» при близком трехфазном КЗ:
 1 — вторичный ток ТТ частотой 50 Гц в нормальном режиме и 48 Гц при КЗ;
 2 — признак P

5. Режим качаний.

Режим качаний моделируется заданием частоты 48 Гц для ЭС 1 и 50 Гц для ЭС 2. На рис. 4.7, *а* представлены формы сигнала тока (кривая 1) и напряжения (кривая 2) в режиме качаний длительно-стью 1 с.

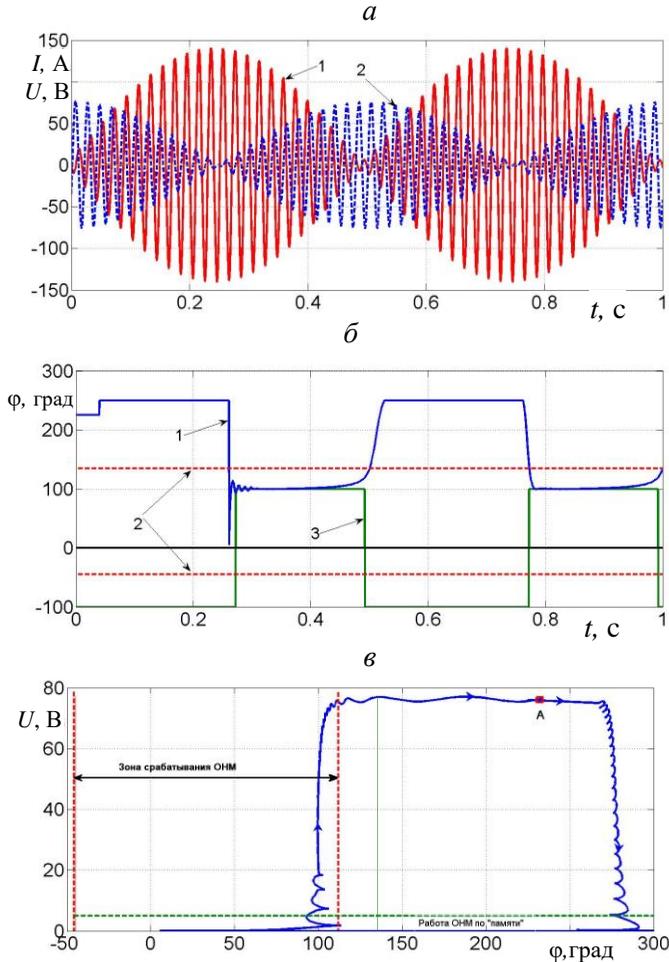


Рис. 4.7. Реакция ЦОМ:

а – режим качаний при разности частот 2 Гц: (*I* – ток, 2 – напряжение);
б – режим качаний (*I* – разность фаз $\Delta\varphi$, 2 – диапазон углов от -45 до 135 градусов, при которых ЦОМ срабатывает, 3 – признак *P*); *в* – траектория качаний

Как видно из рис. 4.7, б, в определенные моменты времени наблюдаются ложные срабатывания ЦОНМ (кривые 2 и 3), при том, что КЗ в прямом направлении – отсутствуют. Этот же факт подтверждается траекторией перемещения рабочей точки (рис. 4.7, в).

Цикл качаний начинается и заканчивается в точке *A*. Петля качаний попадает в зону срабатывания ЦОНМ, в зону работы по «памяти», т. е. в такие области, которые характерны только для близких трехфазных КЗ в прямом направлении.

Указанные особенности функционирования ЦОНМ при качаниях требуют установки в составе токовой направленной защиты (ТНЗ) специальной блокировки, которая позволит отличать режимы КЗ от режима качаний.

6. Оценка быстродействия токовой направленной защиты

В ТНЗ для определения ОС тока и напряжения, подводимых к ЦОНМ, а также для вычисления значения амплитуды тока I_m использовалось 2 варианта ЦФ. Первый ЦФ основан на ДПФ, а во втором ЦФ – использовано модифицированное ДПФ, на основе которого построен ЦОНМ и ТНЗ, рассматриваемые в настоящей работе. Модифицированный ЦФ позволяет с использованием нелинейного корректирующего коэффициента k_{kn} существенно повысить скорость определения ОС эквивалентных сигналов согласно выражению (2.10).

На рис. 4.8 сравнивается динамика ТНЗ, реализованных на основе указанных ЦФ.

В промежутке времени $t = 0,00-0,004$ с моделируется доаварийный режим, при котором вторичный ток ТТ синусоидален. В момент времени $t = 0,004$ с происходит трехфазное КЗ, при котором из-за насыщения ТТ происходит искажение формы вторичного тока ТТ (кривая 1). На этом же рис. представлены амплитуды токов I_m , полученные цифровыми фильтрами на основе ДПФ (кривая 3) и на основе модифицированного ДПФ (кривая 2). При выбранной уставке срабатывания (прямая 4), ТНЗ на основе модифицированного ЦФ (прямая 6) срабатывает на $\Delta t = 0,04$ с (на время равное длительности 2 периодам основной частоты) раньше, чем ЦФ на основе ДПФ (прямая 7). Срабатывание же ЦОНМ, входящих в состав ТНЗ, у обоих ЦФ происходит через 0,001 с (разность между прямыми 6 и 5) после возникновения КЗ.

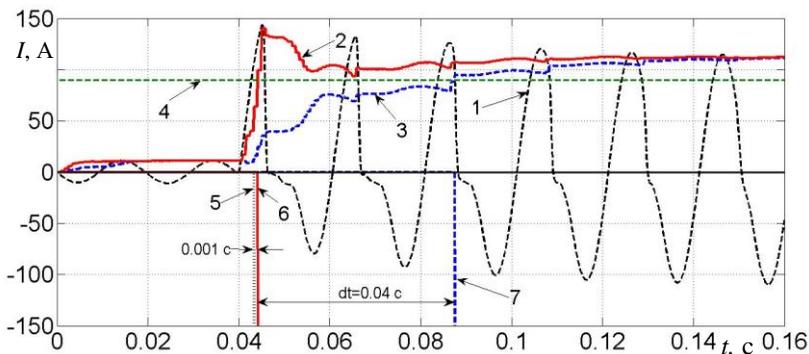


Рис. 4.8. Сравнение быстродействия ТНЗ

Т. о. совместное использование существующих и предложенных принципов выполнения цифрового органа направления мощности в микропроцессорных токовых защитах обеспечивает повышение его технического совершенства и позволяет устранить «мертвую» зону с сохранением устойчивого функционирования в течение всего промежутка времени благодаря реализации частотной компенсации.

4.2. Принципы выполнения и алгоритм дистанционных измерений в цифровом измерительном органе сопротивления

4.2.1. Анализ теоретических положений и принципов выполнения цифровых измерительных органов сопротивления

Цифровые органы сопротивления используются в микропроцессорных дистанционных защитах линий электропередачи в качестве измерительных для определения компонентов (R, X) вектора входного сопротивления $\dot{Z}_{вх}$ и последующего их математического сравнения с границами выбранных характеристик срабатывания [29]. Значения R и X вычисляются по измеренным в месте установки защиты напряжению и току. Для выполнения ЦИО сопротивления (ЦИОС) защит от многофазных коротких замыканий (КЗ) в одной точке вполне приемлемыми свойствами обладают пофазные органы, включаемые на полные междуфазные напряжения и соответствующие им разности фазных токов [53].

Наиболее распространенными и используемыми в ЦИОС алгоритмами цифровых измерений входного сопротивления являются [78]:

- алгоритм на основе двух выборок мгновенных значений напряжения и тока линии;
- алгоритм на основе модели линии;
- алгоритм на основе использования ортогональных составляющих (ОС) основных гармоник напряжения и тока линии.

Первый из вышеуказанных алгоритмов при частоте входных сигналов 50 Гц и шаге их дискретизации $\Delta t = 0,005$ с отличается достаточно простыми выражениями для определения R и X . Он является быстродействующим, поскольку результат измерения в принципе может быть получен за время Δt . Однако при отличии формы входных сигналов от синусоидальных данный алгоритм имеет низкую точность, которая будет повышаться по мере затухания аperiodических составляющих в первичных токах КЗ.

В этой связи практическое применение рассматриваемого алгоритма обуславливает необходимость цифровой фильтрации входных напряжений и токов, что ухудшает его динамические свойства.

Второй из рассматриваемых алгоритмов малочувствителен к искажениям форм напряжения и тока, возникающих при КЗ на линии. С теоретической точки зрения является достаточно быстродействующим. Вместе с тем, имеет невысокую точность и может давать не правильные результаты при наличии дуги в месте КЗ. Практическая его реализация требует осуществления цифровой фильтрации входных сигналов, которая отрицательно сказывается на динамических свойствах алгоритма.

В ЦИОС современных микропроцессорных защит линий для дистанционных измерений наиболее широко применяется третий из вышеуказанных алгоритмов, основанный на использовании ОС основных гармоник напряжения и тока [77].

В алгоритме с обработкой ортогональных составляющих входных сигналов выборки активной R_n и реактивной X_n компонент сопротивления петли КЗ в дискретные моменты времени t_n ($n = 1, 2, 3, \dots, N$) определяются по выборкам синусных и косинусных ОС напряжения u_{sn}, u_{cn} и тока i_{sn}, i_{cn} с использованием известных выражений [53]:

$$R_n = \frac{u_{sn}i_{sn} + u_{cn}i_{cn}}{i_{sn}^2 + i_{cn}^2},$$

$$X_n = \frac{u_{sn}i_{cn} - u_{cn}i_{sn}}{i_{sn}^2 + i_{cn}^2}.$$
(4.9)

Непосредственное вычисление R_n , X_n по (4.9) не вносит задержку в алгоритм дистанционных измерений. Однако этому предшествует формирование из входных сигналов составляющих взаимно ортогональных функций, которое обладает фильтрующими свойствами и замедляет получение достоверных значений R_n , X_n . Поэтому динамические свойства алгоритма дистанционных измерений на основе использования ОС входных сигналов определяются, главным образом, динамикой формирователей ОС напряжения и тока.

Динамические свойства алгоритма дистанционных измерений R_n , X_n на основе ОС Фурье (в дальнейшем алгоритм Фурье) могут быть улучшены как в части быстродействия, так и в части погрешности измерений в переходных режимах. Это может быть достигнуто за счет использования в указанном алгоритме разработанных формирователей ОС с коррекцией динамических погрешностей. Принципы их выполнения подробно изложены в главе 2.

В предлагаемом алгоритме дистанционных измерений R_n , X_n [79] сформированные ОС Фурье подвергаются дополнительной цифровой обработке в соответствии с [60], в результате чего выделяются итоговые выборки составляющих напряжения и тока, отличающиеся меньшими динамическими погрешностями по сравнению с исходными.

С целью повышения точности измерений из ряда рассчитанных по (4.9) значений R_n , X_n возможна реализация метода исправления ошибок (усреднения).

Для сравнительной оценки динамических свойств предлагаемого алгоритма дистанционных измерений входного сопротивления можно использовать следующие показатели.

Быстродействие. Оценивается длительностью отрезка времени от момента возникновения КЗ до вхождения измеряемой величины в область срабатывания. Если указанная область неизвестна, то показателем быстродействия может быть длительность отрезка вре-

мени от момента возникновения КЗ до вхождения измеряемой величины в зону установившегося значения.

Динамическая погрешность. В качестве оценочного параметра для сравнительной оценки динамических свойств двух алгоритмов дистанционных измерений входного сопротивления возможно использование относительной разности их погрешностей в переходных режимах КЗ, определяемой как:

$$\Delta Z_n = \frac{Z_{нпр.} - Z_{нф}}{Z_б}, \quad (4.10)$$

где $Z_{нпр.}$, $Z_{нф}$ – входные сопротивления, полученные соответственно по предлагаемому алгоритму и алгоритму Фурье; $Z_б$ – базисное значение, в качестве которого можно принять полное сопротивление линии.

Если $\Delta Z_n > 0$, то лучшими динамическими свойствами обладает алгоритм Фурье, в противном случае при $\Delta Z_n < 0$ лучшие динамические свойства имеет предлагаемый алгоритм дистанционных измерений.

При $\Delta Z_n = 0$ сравниваемые алгоритмы равноценны по динамическим свойствам, либо имеет место установившийся режим.

Траектория замеров входного сопротивления. Оценка траекторий замеров входного сопротивления производится визуально по положению конца вектора указанного сопротивления в осях R , X на экране дисплея или на бумажном носителе.

4.2.2. Оценка алгоритма цифрового вычисления полного сопротивления в нормальном и аварийных режимах

Оценка динамических свойств предложенного алгоритма дистанционных измерений входного сопротивления выполнялась методом вычислительного эксперимента.

Структура модели для испытаний ЦИОС с использованием вышеназванных алгоритмов измерений сопротивления выполнена в Matlab-Simulink-SPS. Ее основу составляют модели ОЭО, ТТ и ТН, линии электропередачи, построение которых подробно рассмотрено

в главе 1. Модель ЦИОС реализована из библиотечных блоков Simulink на основании рассмотренной выше методики.

ЦИОС установлен на линии длиной $l = 20$ км с удельными сопротивлениями $R_y = 0,02$ Ом/км и $X_y = 0,3$ Ом/км. В процессе испытаний моделируются КЗ в начале линии на расстоянии 0,5 км от места установки защиты (ближкое КЗ) и в конце линии на расстоянии 19,5 км от места установки защиты (удаленное КЗ). Входные величины подводимые к ЦИОС: междуфазное напряжение $\dot{U}_p = \dot{U}_{AB}$, разность фазных токов $\dot{I}_p = \dot{I}_A - \dot{I}_B$ позволяют фиксировать с минимальными погрешностями сопротивление Z_{AB} при КЗ ABC , AB , ABO [80]. Характеристика срабатывания ЦИОС – окружность радиусом 0,75 Ом, проходящая через начало координат.

Оценка быстродействия. На рис. 4.9 представлены результаты сравнения 2-х ЦИОС: первого, реализованного по предлагаемому алгоритму со входным сопротивлением Z_{np} (кривая 1) и второго, реализованного по алгоритму Фурье со входным сопротивлением Z_ϕ (кривая 2). Для обоих ЦИОС уставка срабатывания (прямая 3) – одинакова и составляет 0,75 Ом. Двухфазное КЗ AB происходит в момент времени $t = 0,2$ с. Сопротивление предлагаемого ЦИОС Z_{np} достигает уровня срабатывания за $t_c = 0,004$ с от момента возникновения КЗ, а ЦИОС Фурье срабатывает за время $t_\phi = 0,01$ с, т. е. в 2,5 раза медленнее.

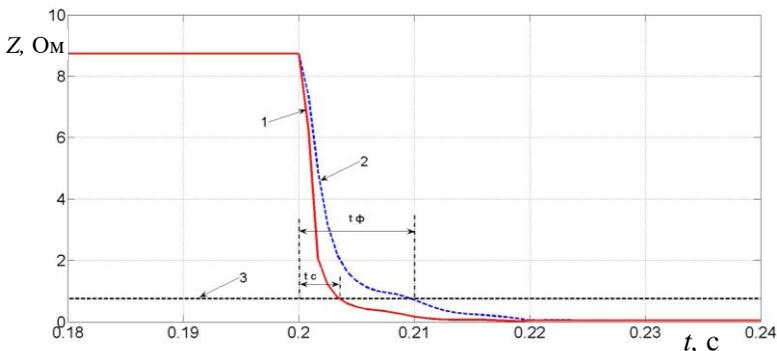


Рис. 4.9. Зависимости $Z = f(t)$ при близком междуфазном КЗ AB для ЦИОС с предлагаемым алгоритмом (кривая 1) и ЦИОС Фурье (кривая 2), уставка срабатывания – прямая 3

Рис. 4.10 позволяет по-другому интерпретировать временные зависимости рис. 4.9. Режим нагрузки – верхний угол рис. 4.10, при котором входные сопротивления обоих ЦИОС одинаковы и составляют порядка 9 Ом.

В момент возникновения КЗ входное сопротивление $Z_{пр}$ ЦИОС с предлагаемым алгоритмом начинает изменяться быстрее, чем входное сопротивление $Z_{ф}$ ЦИОС Фурье. Это приводит к тому, что в осях $Z_{пр} - Z_{ф}$ кривая 2 будет располагаться ниже прямой 3, соответствующей условию равенства сопротивлений $Z_{пр} = Z_{ф}$ и представляющую идеальную траекторию перемещения входного сопротивления.

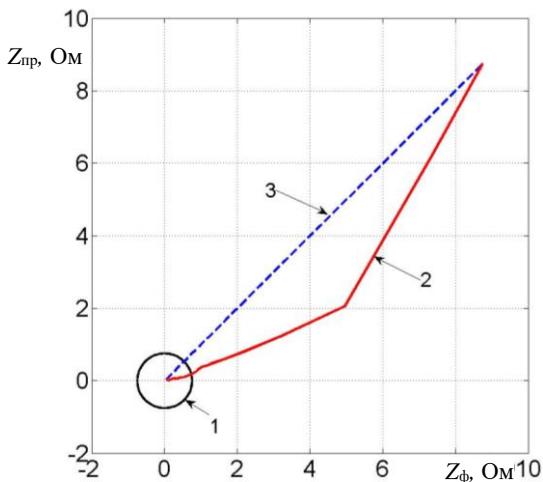


Рис. 4.10. Зависимость $Z_{пр} = f(Z_{ф})$ (кривая 2) при близком междуфазном КЗ АВ для ЦИОС с предлагаемым алгоритмом измерений и ЦИОС Фурье, характеристика срабатывания – окружность 1, идеальная траектория – прямая 3

Оценка динамической погрешности. На рис. 4.11 приведены результаты моделирования относительной разности динамической погрешностей ΔZ по выражению (4.10) в переходных режимах трехфазных КЗ – удаленного (кривая 1) и близкого (кривая 2).

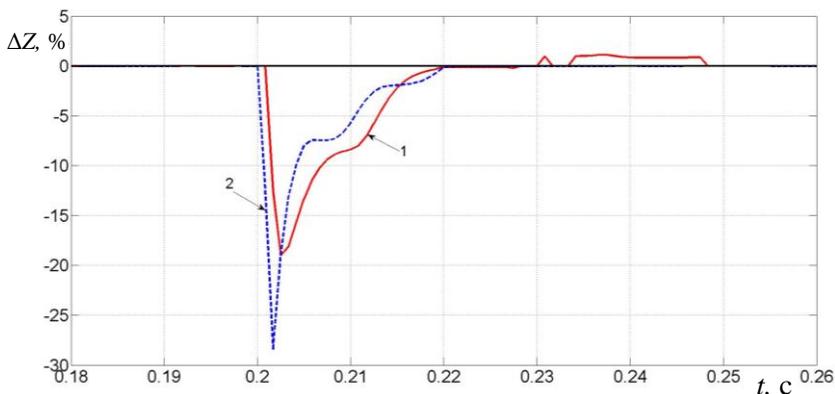


Рис. 4.11. Относительная разность динамических погрешностей при трехфазном удаленном КЗ (кривая 1) и трехфазном близком КЗ (кривая 2)

Как видно из рисунка в обоих случаях КЗ $\Delta Z < 0$, что свидетельствует о лучших динамических свойствах ЦИОС с предлагаемым алгоритмом дистанционных измерений входного сопротивления.

Выполненные методом вычислительного эксперимента многочисленные исследования, представленные вышеприведенными зависимостями для наиболее характерных режимов КЗ, свидетельствуют о более высоких динамических свойствах алгоритма дистанционных измерений входного сопротивления на основе использования формирователей ОС сигналов с коррекцией динамических погрешностей в сравнении с аналогичным алгоритмом, в котором ОС токов и напряжений выделяются с помощью ЦФ Фурье. При этом следует отметить, что режим функционирования электрической системы оказывает влияние на динамические свойства ЦИОС. Это обусловлено тем, что при КЗ и коммутациях возникают переходные процессы как в самой ЭС, так и в ЦИОС. В этой связи представляет интерес оценка влияния переходного сопротивления в месте КЗ на динамические свойства предложенного алгоритма дистанционных измерений входного сопротивления.

На рис. 4.12 представлены результаты сравнения быстродействия ЦИОС с предложенным алгоритмом дистанционных измерений сопротивления при трехфазных КЗ.

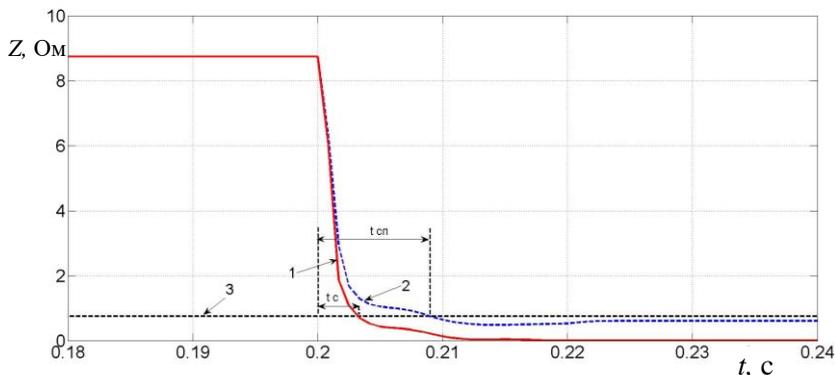


Рис. 4.12. Зависимости $Z = f(t)$ при близком трехфазном «металлическом» КЗ (кривая 1) и близком трехфазном КЗ через переходное сопротивление $R_{п} = 4 \text{ Ом}$ (кривая 2), уставку срабатывания – прямая 3

Кривая 1 отражает изменение входного сопротивления при близком «металлическом» КЗ, кривая 2 – при КЗ через переходное сопротивление $R_{п} = 4 \text{ Ом}$. Для обоих режимов КЗ уставку срабатывания ЦИОС (прямая 3) составляет $0,75 \text{ Ом}$.

В обоих случаях КЗ происходит в момент времени $t = 0,2 \text{ с}$. При «металлическом» КЗ сопротивление Z достигает уровня срабатывания за $t_c = 0,004 \text{ с}$ от момента возникновения КЗ, а при КЗ через переходное сопротивление – за $t_{cn} = 0,008 \text{ с}$, т. е. в 2 раза медленнее.

Проведенные вычислительные эксперименты с другими значениями переходного сопротивления в различных режимах КЗ показывают, что наличие указанного сопротивления в месте повреждения ухудшает быстродействие алгоритма дистанционных измерений, степень которого возрастает с увеличением $R_{п}$.

Оценка влияния переходного сопротивления на динамическую погрешность предложенного алгоритма дистанционных измерений выполнялась с использованием в качестве оценочного параметра относительной разности погрешностей определения входного сопротивления в переходных режимах «металлических» КЗ и КЗ через $R_{п}$ с помощью выражения аналогичного (4.10).

В результате выполненных исследований выявлено, что переходное сопротивление в месте КЗ не влияет на время существова-

ния динамической погрешности и не приводит к значительным изменениям ее уровня.

Если режим КЗ сопровождается и существенным понижением частоты в ЭС то целесообразно использовать полный алгоритм формирования ОС с компенсацией колебаний выходного сигнала для защит, использующих два входных сигнала [66]. В разделе 3.2 был рассмотрен частный случай указанного алгоритма с контролем одного сигнала на примере ЦИОТ.

Результаты моделирования ЦИОС с компенсацией колебаний и ЦИОС Фурье представлены на рис. 4.13.

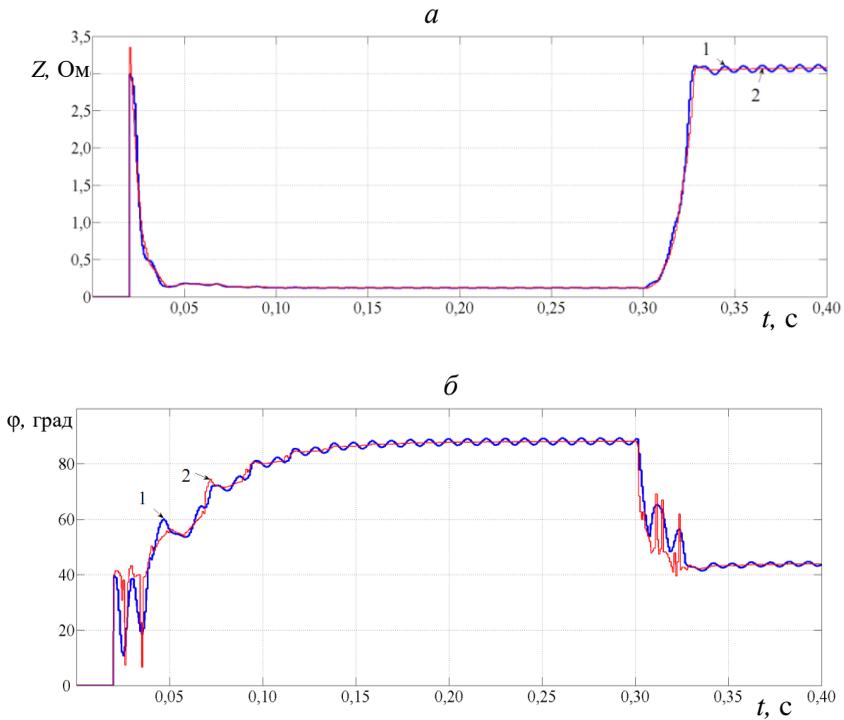


Рис. 4.13. Результаты моделирования ЦИОС:
 а – значение полного сопротивления на выходах ЦИОС;
 б – фазовые сдвиги между активной и реактивной составляющими
 полного сопротивления,
 1 – ЦИОС, 2 – ЦИОС с компенсацией

В случае возникновения трехфазного КЗ ($t = 0,02$ с), сопровождающегося снижением частоты сети до 49 Гц, сопротивления, измеряемые обоими ЦИОС, уменьшаются от номинального значения $Z = 3,1$ Ом до сопротивления при КЗ $Z_{кз} = 0,2$ Ом (рис. 4.13, а). Незначительные отличия сопротивлений, определяемых ЦФ в переходных режимах, объясняются, в первую очередь, различной реакцией указанных фильтров на несинусоидальный характер вторичного тока ТТ. Кроме того, использование двух каналов тока и напряжения в значительной степени взаимно компенсирует колебания контролируемого сопротивления. Снижение частоты существенно сказывается на величине вычисляемого сопротивления после отключения КЗ, а также на фазовом сдвиге между активной и реактивной составляющими полного сопротивления (рис. 4.13, б).

На выходе ЦИОС Фурье присутствуют колебания сопротивления, а в случае применения ЦИОС с компенсацией сопротивление устанавливается и поддерживается на неизменном уровне.

В результате проведенных исследований можно утверждать, что алгоритм дистанционных измерений входного сопротивления в сравнении с аналогичным алгоритмом Фурье в целом имеет лучшие динамические свойства и может использоваться в ЦИОС микропроцессорных защит линий. Он позволяет измерять входное сопротивление за время менее периода основной частоты, а его быстродействие в 1,4–1,6 раза выше, чем у аналогичного алгоритма на основе ортогональных составляющих Фурье.

На рис. 4.14–4.17, с целью подтверждения правильности алгоритма функционирования предлагаемого ЦИОС, показано его действие в различных характерных режимах функционирования ЭС.

Рис. 4.14 иллюстрирует ограниченность расчетной зоны действия ЦИОС в зависимости от места КЗ на линии. Например, если моделируется работа первой ступени дистанционной защиты, которая должна защищать 85 % линии, то при удаленных КЗ предлагаемый ЦИОС не сработает.

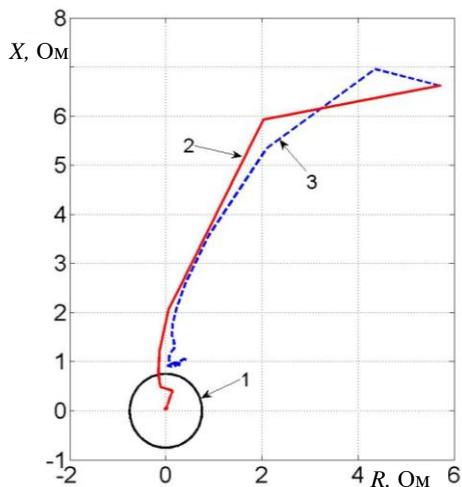


Рис. 4.14. Траектория входного сопротивления при близком (кривая 2) и удаленном (кривая 3) трехфазном КЗ, характеристика срабатывания – окружность 1

На рис. 4.15 показан случай, когда междуфазное КЗ происходит при разных сочетаниях фаз: при AB – ЦИОС срабатывает, а при аналогичном КЗ, но между фазами B и C – не действует.

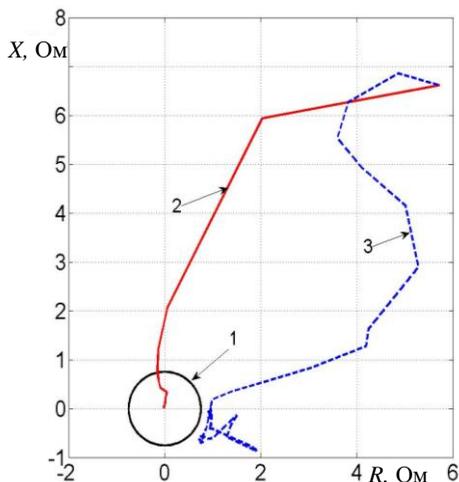


Рис. 4.15. Траектория входного сопротивления при близком междуфазном КЗ AB (кривая 2) и близком междуфазном КЗ BC (кривая 3), характеристика срабатывания – окружность 1

Рис. 4.16 показывает, как изменяется траектория перемещения сопротивления при двустороннем питании линии, на которой установлен ЦИОС.

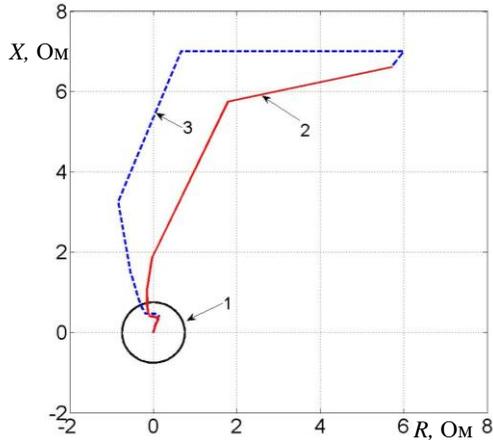


Рис. 4.16. Близкое трехфазное КЗ в сети с односторонним (кривая 2) и двусторонним питанием (кривая 3), характеристика срабатывания – окружность 1

На рис. 4.17 представлен режим качаний на межсистемной линии, соединяющей две ЭС, частоты которых различаются на 3 Гц.

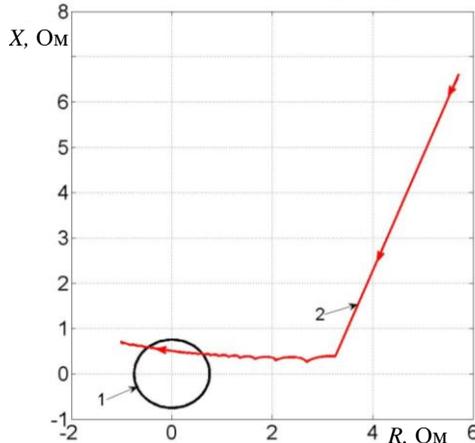


Рис. 4.17. Траектория замеров входного сопротивления при качаниях (кривая 2), характеристика срабатывания – окружность 1

Режим качаний характеризуется возможностью нахождения входного сопротивления внутри характеристики срабатывания ЦИОС. Как видно из рисунка, при отсутствии КЗ, траектория замера сопротивления периодически входит в область срабатывания, что приводит к ложному действию ЦИОС, установленному на указанной ЛЭП, и необходимости применения специальной блокировки при качаниях.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В монографии рассмотрены вопросы комплексного подхода к определению информационных параметров для микропроцессорных устройств релейной защиты и автоматики. Цифровые фильтры в существующих микропроцессорных защитах строятся на основе классического ДПФ и позволяют определить значение амплитуды контролируемого сигнала за время равное не менее длительности одного периода основной частоты.

Разработанные принципы построения измерительных органов тока и напряжения обеспечивают их реализацию с быстродействием, составляющим менее половины периода основной частоты. Кроме того, они отличаются устойчивостью функционирования при колебаниях частоты входного сигнала как при его синусоидальной, так и сложной формах.

Предложенный метод формирования ортогональных составляющих входных сигналов с коррекцией динамических погрешностей в сравнении с аналогичным методом на основе ДПФ обеспечивает сокращение времени получения достоверных информационных параметров в 1,5–2 раза и может быть использован, помимо указанных, и в других измерительных органах: направления мощности, сопротивления, органах, основанных на использовании симметричных составляющих контролируемых сигналов.

Все исследования выполнялись на математических моделях реализованных в СДМ Matlab-Simulink.

Материалы, представленные в монографии, получены авторами в процессе выполнения заданий Государственных программ научных исследований в период с 2014 по 2023 год и могут быть использованы для модернизации существующих, а также при создании новых микропроцессорных защит электрооборудования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Новаш, И. В. Программно-информационное обеспечение комплексов для функциональных испытаний цифровых токовых защит электроустановок в системе динамического моделирования Matlab-Simulink / И. В. Новаш, Ф. А. Романюк, Ю. В. Румянцев, В. Ю. Румянцев // Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ – Энергетика : международный научно-технический журнал. – 2017. – Т. 60, № 4. – С. 291–308.
2. Романюк, Ф. А. Информационное обеспечение вычислительного эксперимента в релейной защите и автоматике энергосистем / Ф. А. Романюк, В. И. Новаш. – Минск : ВУЗ-ЮНИТИ, 1998. – 174 с.
3. Новаш, И. В. Математическое моделирование коммутационных режимов в электроустановках с трансформаторами / И. В. Новаш, Ф. А. Романюк. – Минск : БНТУ, 2013. – 226 с. – ISBN 978-985-550-236-5.
4. Romanyuk, F. Validation of mathematical model of differential protection / F. Romanyuk, I. Novash, M. Loman, P. Węgierek, M. Szrot // Przegląd elektrotechniczny. – 2014. – № 3. – P. 187–190.
5. Ломан, М. С. Микропроцессорная защита силовых понижающих трансформаторов: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.14.02 / М.С. Ломан ; Белорусский нац. техн. у-нт. . – Минск, 2015. – 25 с.
6. Дэбни, Дж. Simulink 4. Секреты мастерства / Дж. Б. Дэбни, Т.Л. Харман; Пер.с англ. – М. : БИНОМ. Лаборатория знаний, 2003. - 403 с.
7. SimPowerSystems. User's Guide. The MathWorks, Inc. – 2012. - 411 p.
8. Черных, И. В. Моделирование электротехнических устройств и систем в Matlab, SimPowerSystems и Simulink / И. В. Черных. – М. : ДМК Пресс; СПб. : Питер, 2008. – 288 с.
9. Romanyuk, F. Application of a software package for transmission line digital overcurrent protection testing in the Matlab-Simulink environment / F. Romanyuk, I. Novash, Y. Rumiantsev, P. Rogalski // Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review). – 2017. – Vol. 93, N 5. – С. 148–151.
10. Новаш, И. В. Расчет параметров модели трехфазного трансформатора из библиотеки Matlab-Simulink с учетом насыщения

магнитопровода / И. В. Новаш, Ю. В. Румянцев // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2015. – № 1. – С. 12–24.

11. Вольдек, А. И. Электрические машины: учеб. для студентов вузов / А. И. Вольдек. – 3-е изд., перераб. – Л. : Энергия, 1978. – 832 с.

12. Герман-Галкин, С. Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПЭВМ / С. Г. Герман-Галкин. – СПб. : КОРОНА-Век, 2008. – 368 с.

13. Dommel, H. W. Electromagnetic Transients Program Reference Manual (EMTP Theory Book) / H. W. Dommel. – Portland : Bonneville Power Administration, 1986 – 483 p.

14. Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите / А. Д. Дроздов [и др.]. – М. : Энергоатомиздат, 1986. – 255 с.

15. Martinez, J. A. Power System Transients: Parameter Determination / J. A. Martinez – CRC Press, 2009. – 644 p.

16. Neves, W. L. A. Saturation Curves of Delta-Connected Transformers from Measurements / W. L. A. Neves, H. W. Dommel // IEEE Transactions on Power Delivery. – 1995. – Vol. 10, iss. 3. – P. 1432–1437.

17. Румянцев, Ю. В. Комплексная модель для исследования функционирования цифровой дифференциальной защиты силового трансформатора / Ю. В. Румянцев // Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ – Энергетика : международный научно-технический журнал. – 2016. – Т.59, № 3. – С. 203–224.

18. Новаш, И. В. Упрощенная модель трехфазной группы трансформаторов тока в системе динамического моделирования / И. В. Новаш, Ю. В. Румянцев // Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ – Энергетика : международный научно-технический журнал. – 2015. – № 5. – С. 23–38.

19. Королев, Е. П. Расчеты допустимых нагрузок в токовых цепях релейной защиты / Е. П. Королев, Э. М. Либерзон – М. : Энергия, 1980.

20. Новаш, И. В. Реализация математической модели трехфазной группы трансформаторов тока в системе динамического моделирования / И. В. Новаш, Ю. В. Румянцев // Энергетика... (Изв. высш.

учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2014. – № 3. – С. 19–28.

21. Перспективные технологии реализации микропроцессорных защит линий распределительных сетей / Ф. А. Романюк [и др.] // Перспективные материалы и технологии : монография : в 2 т. / под ред. В. В. Клубовича – Витебск : УО "ВГТУ", 2015. – Т. 1. – 398 с. – С. 115–139.

22. Romanyuk, F. Wye-connected current transformers simplified model validation in Matlab–Simulink / F. Romanyuk, I. Novash, Y. Rumiantsev, P. Węgierek // Przegląd Electrotechniczny (Electrical Review). – 2015. – Vol. 91, N 11. – С. 292–295.

23. Rebizant, W. Digital Signal Processing in Power System Protection and Control / W. Rebizant, J. Szafran, A. Wiszniewski. – London : Springer, 2011. – 316 p.

24. Phadke, A. G. Computer relaying for power systems / A. G. Phadke, J. S. Thorp – 2 edition. – Chichester : John Wiley & Sons Ltd, 2009. – 345 p.

25. Kasztenny, B. CT saturation in industrial applications – analysis and application guidelines / B. Kasztenny, J. Mazereeuw, H. DoCarmo // IET 9th International Conference on Developments in Power System Protection (DPSP 2008). – 2008. – P. 386–417.

26. Nyquist, H. Certain topics in telegraph transmission theory / H. Nyquist // Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. – 1928. – Vol. 47, iss. 2. – P. 617–644.

27. Romaniuk, F. Comparative assessment of digital filters for microprocessor-based relay protection / F. Romaniuk, V. Rumiantsev, Y. Rumiantsev, O. Boiko // Przegląd Electrotechniczny (Electrical Review). – 2016. – Vol. 92, N 7. – С. 128–131.

28. Румянцев, Ю. В. Реализация цифровых фильтров в микропроцессорных устройствах релейной защиты / Ю. В. Румянцев, Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев, И. В. Новаш // Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ – Энергетика : международный научно-технический журнал. – 2016. – Т. 59, № 5. – С. 397–417.

29. Шнеерсон, Э. М. Цифровая релейная защита / Э.М. Шнеерсон – М.: Энергоатомиздат, 2007. – 549 с.

30. Sachdev, M. S. A new algorithm for digital impedance relays / M.S. Sachdev, M. A. Baribeau // IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. – 1979. – №. 6. – С. 2232–2240.

31. Phadke, A. G., Thorp, J. S. Synchronized phasor measurements and their applications. – Springer Science & Business Media, 2008.

32. Романюк, Ф. А. Информационное обеспечение микропроцессорных защит электроустановок: учеб. пособие / Ф. А. Романюк. – Минск : УП «Технопринт», 2001. – 133 с.

33. Румянцев, Ю. В. Разработка в Matlab-Simulink искусственной нейронной сети для восстановления искаженной формы вторичного тока. Часть 1 / Ю. В. Румянцев, Ф. А. Романюк // Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ – Энергетика : международный научно-технический журнал. – 2021. – Т. 64, № 6. – С. 479–491.

34. Румянцев, Ю. В. Разработка в Matlab-Simulink искусственной нейронной сети для восстановления искаженной формы вторичного тока. Часть 2 / Ю. В. Румянцев, Ф. А. Романюк // Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ – Энергетика : международный научно-технический журнал. – 2022. – Т. 65, № 1. – С. 5–21.

35. Румянцев, Ю. В. Определение насыщения трансформатора тока на основе использования искусственной нейронной сети / Ю. В. Румянцев // Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ – Энергетика : международный научно-технический журнал. – 2023. – Т. 66, № 3. – С. 233–245.

36. Haykin S. (2010) Neural Networks and Learning Machines. 3rd ed. Pearson Education India. 936.

37. Hamming, R. (2012). Numerical methods for scientists and engineers. Courier Corporation.

38. Kang, Y. C., Ok, S. H., & Kang, S. H. (2004). A CT saturation detection algorithm. IEEE Transactions on Power Delivery, 19(1), 78-85.

39. Neural Network Toolbox. User's Guide. Version 4. The MathWorks, 2002.

40. Методика повышения быстродействия измерительных органов микропроцессорных защит электроустановок / Ф. А. Романюк [и др.] // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2019. – Т. 62, № 5. – С. 403–412.

41. Schweitzer III, E. O. Filtering for Protective Relays / E. O. Schweitzer III, D. Hou // WESCA-NEX 93. Communications, Computers and Power in the Modern Environment. Conference Proceedings. IEEE, 1993. – P. 15–23. <https://doi.org/10.1109/wescan.1993.270548>.

42. Романюк, Ф. А. Принципы выполнения гибких формирователей ортогональных составляющих входных величин в микропроцессорных защитах электроустановок/ Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев, К. Ф. Романюк // Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. 2012. – № 6. – С. 5–10.

43. Румянцев, Ю. В. Цифровой измерительный орган для функционирования в условиях глубокого насыщения трансформатора тока / Ю. В. Румянцев, Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев, И. В. Новаш // Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ – Энергетика : международный научно-технический и производственный журнал. – 2018. – Т. 61, № 6. – С. 483–493.

44. Измерительный орган тока для функционирования в условиях глубокого насыщения магнитопровода трансформатора тока: пат. 20808 Респ. Беларусь : МПК (2006.01) H 02H 3/08 / Ю. В. Румянцев, Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев, И. В. Новаш : заявитель Белорус. нац. тех. ун-т. – № а 20150485; заявл. 07.10.2015 ; опубл. 28.02.2017 // Афіцыйны бюл. / Нац. цэнтр інтэлектуал. уласнасці. – 2017. – № 1. – С. 129.

45. Патент US 6,757,146 B2, МПК H 02H 3/00, 20041.

46. Romaniuk, F. Increase of operation speed of digital measuring elements of microprocessor protection of electrical installations / F. Romaniuk, V. Rumiantsev, A. Dziaruhina, V. Kachenya, K. Kierczynski // Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review).2020. – № 96 (3). – P. 150–153.

47. Цифровое устройство для формирования ортогональных составляющих входного сигнала микропроцессорной релейной защиты: пат. 23971 Респ. Беларусь : МПК (2006.01) H 02H 3/00 G 01R 19/06 / Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев, Ю. В. Румянцев: заявитель Белорус. нац. тех. ун-т . № а 20210087 ; заявл. 24.03.2021 ; опубл. 30.10.2022 // Афіцыйны бюл. / Нац. цэнтр інтэлектуал. уласнасці. – 2023. – № 3. – С. 70.

48. Совершенствование алгоритма формирования ортогональных составляющих входных величин в микропроцессорных защитах /

Ф. А. Романюк [и др.] // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2021. – Т. 64, № 2. – С. 95–108.

49. Цифровой измерительный орган релейной защиты электроэнергетической системы: пат. 23411 Респ. Беларусь : Н 02Н 3/00 (2006.01) / Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев, И. В. Новаш, Ю. В. Румянцев, В. С. Каченя : заявитель Белорус. нац. тех. ун-т. – № а 20190198; заявл. 2019.06.27 ; опубл. 2021.06.30 // Афіцыйны бюл. / Нац. цэнтр інтэлектуал. уласнасці. – 2021. – № 3. – С. 80.

50. Ванин, В. К. Релейная защита на элементах вычислительной техники / В. К. Ванин, Г. М. Павлов. – М. : Энергоатомиздат, 1991. – 336 с.

51. Формирование ортогональных составляющих входных токов в микропроцессорных защитах электроустановок. / Ф. А. Романюк [и др.] // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2021. – Т. 64, № 3. – С. 191–201.

52. Цифровой измерительный орган тока релейной защиты электроэнергетической системы: пат. 23972 Респ. Беларусь : МПК (2006.01) Н 02Н 3/00 G 01R 19/06 / Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев, Ю. В. Румянцев: заявитель Белорус. нац. тех. ун-т. № а 20210088 ; заявл. 24.03.2021 ; опубл. 30.10.2022 // Афіцыйны бюл. / Нац. цэнтр інтэлектуал. уласнасці. – 2023. – № 3. – С. 70.

53. Федосеев, А. М. Релейная защита электроэнергетических систем. Релейная защита сетей : учебное пособие для вузов / А. М. Федосеев. – М. : Энергоатомиздат, 1984. – 520 с.

54. Формирование ортогональных составляющих входных сигналов в микропроцессорных защитах / Ф. А. Романюк [и др.] // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2020. – Т. 63, № 4. – С. 328–339.

55. Устройство для формирования ортогональных составляющих входного сигнала релейной защиты электроэнергетического объекта: пат. 23683 Респ. Беларусь : МПК Н 02Н 3/00 (2006.01) / Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев, Ю. В. Румянцев : заявитель Белорус. нац. тех. ун-т. – № а 20200122; заявл. 2020.04.23 ; опубл. 2022.04.30 // Афіцыйны бюл. / Нац. цэнтр інтэлектуал. уласнасці. – 2022. – № 2. – С. 59.

56. Формирование ортогональных составляющих входных сигналов в микропроцессорных защитах с отстройкой от фазовых ди-

намических погрешностей / Ф. А. Романюк [и др.] // Энергетическая стратегия : научно-практический журнал. – 2022. – № 1. – С. 32–34.

57. Компенсация динамической фазовой погрешности при формировании ортогональных составляющих входных сигналов в микропроцессорных защитах / Ф. А. Романюк [и др.] // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2022. – Т. 65, № 3. – С. 197–208.

58. Формирование интегральных значений ортогональных составляющих в цифровых защитах с компенсацией динамических погрешностей / В. Ю. Румянцев [и др.] // Энергетическая стратегия: научно-практический журнал. – 2022. – № 4. – С. 38–40.

59. Новаш, И. В. Испытания микропроцессорных токовых защит: теория, моделирование, практика / И. В. Новаш, Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев, Ю. В. Румянцев // Монография. – Минск : БНТУ, 2021. – 168 с.

60. Романюк, Ф. А. Формирование ортогональных составляющих входных сигналов в цифровых измерительных органах защит с коррекцией динамических погрешностей / Ф. А. Романюк, Ю. В. Румянцев, В. Ю. Румянцев // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2022. – Т. 65, № 4. – С. 289–300.

61. Обработка сигналов в интеллектуальных сетях энергосистем/ Ф. Рибейро Пауло [и др.]. – М. : Техносфера, 2020. – 496 с.

62. Ерофеев, А. А. Теория автоматического управления / А. А. Ерофеев. – СПб.: Политехника, 2001. – 302 с.

63. Романюк, Ф. А. Повышение устойчивости функционирования измерительных органов тока микропроцессорных защит / Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев, Ю. В. Румянцев // Наука и техника. – 2022. – Т. 21, № 5. – С. 419–425.

64. Johns, A. T. Salman S. K. Digital protection for power systems. IET. 1997

65. Kasztenny, B. Two new measuring algorithms for generator and transformer relaying / B. Kasztenny, E. Rosolowski // IEEE transactions on power delivery. – 1998. – Vol. 13, iss. 4. – P. 1053–1059.

66. Романюк, Ф. А. Снижение влияния изменений частоты на формирование ортогональных составляющих входных сигналов релейной защиты / Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев, Ю. В. Румянцев, Е. А. Дерюгина // Известия высших учебных заведений и энер-

гетических объединений СНГ – Энергетика : международный научно-технический журнал. – 2020. – Т. 63, № 1. – С. 42–54.

67 Румянцев, Ю. В. Быстродействующий метод определения амплитуды сигнала в микропроцессорных системах автоматизации и управления при колебаниях частоты / Ю. В. Румянцев, Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев // Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ – Энергетика : международный научно-технический журнал. – 2024. – Т. 67, № 1. – С. 5–15.

68. Романюк, Ф. А. Способы формирования ортогональных составляющих входных сигналов для релейной защиты / Ф. А. Романюк, М. С. Ломан, В. С. Каченя // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2019. – Т. 62, № 1. – С. 5–14.

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

70. Романюк, Ф. А. Формирование симметричных составляющих входных сигналов в микропроцессорных защитах / Ф. А. Романюк // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. – 1998. – № 5. – С. 13–19.

71. Шнеерсон, Э. М. Измерительные органы релейной защиты на основе микропроцессорных структур / Э. М. Шнеерсон. – М. : Информэлектро, 1984. – 92 с.

72. Фадке Арун, Г. Компьютерная релейная защита в энергосистемах / Г. Фадке Арун, С. Торп Джеймс ; 2-е изд. М. : Техносфера, 2019. – 370 с.

73 Романюк, Ф. А. Цифровые фильтры симметричных составляющих входных сигналов микропроцессорных защит электроустановок / Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев, Ю. В. Румянцев // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2023. – Т. 66, № 1. – С. 5–17.

74. Гельфанд, Я. С. Релейная защита распределительных сетей / Я. С. Гельфанд. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 368 с.

75. Гурьянчик, О. А. Организация функционирования органа направления мощности в микропроцессорных токовых направленных защитах / О. А. Гурьянчик // Наука и техника. – 2013. – № 3. – С. 56–58.

76. Романюк, Ф. А. Принципы выполнения цифрового органа направления мощности в микропроцессорных токовых защитах / Ф. А. Романюк [и др.] // Наука и техника. – 2023. – Т. 22, № 4. – С. 317–325.

77. Циглер, Г. Цифровая дистанционная защита : принципы и применение / Г. Циглер ; перевод с англ. под ред. Дьякова А. Ф. – М. : Энергоиздат. 2005. – 322 с

78. Новаш, В. И. Частотные свойства алгоритмов функционирования измерительных органов сопротивления цифровых дистанционных защит ЛЭП / В. И. Новаш, В. В. Шмыгин // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2004. – № 5. – С. 15–23.

79. Романюк, Ф. А. Динамические свойства алгоритма дистанционных измерений в цифровых органах сопротивления / Ф. А. Романюк [и др.] // Наука и техника. – 2023. – Т. 22, № 5. – С. 411–417.

80. Фабрикант, В. Л. Дистанционная защита / В. Л. Фабрикант. – М. : Высш. шк., 1978. – 215 с.

Научное издание

РУМЯНЦЕВ Юрий Владимирович
РУМЯНЦЕВ Владимир Юрьевич
РОМАНЮК Федор Алексеевич

**ФОРМИРОВАНИЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ
СОСТАВЛЯЮЩИХ ВХОДНЫХ ВЕЛИЧИН
В ЦИФРОВЫХ ОРГАНАХ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ**

В авторской редакции

Подписано в печать 18.09.2024. Формат 60×84 ¹/₁₆. Бумага офсетная. Ризография.

Усл. печ. л. 10,23. Уч.-изд. л. 7,55. Тираж 50. Заказ 587.

Издатель и полиграфическое исполнение: Белорусский национальный технический университет.

Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя, распространителя
печатных изданий № 1/173 от 12.02.2014. Пр. Независимости, 65. 220013, г. Минск.