

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования «Владимирский государственный университет  
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

 На правах рукописи

Чебрякова Юлия Сергеевна

**ИССЛЕДОВАНИЕ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ И  
МАНИПУЛЯЦИОННО-ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ КОМПОНЕНТОВ  
МЕХАТРОННОГО КОМПЛЕКСА ДИСТАНЦИОННОГО  
МОНИТОРИНГА ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ОБОРУДОВАНИЯ**

Специальность: 05.02.05 - Роботы, мехатроника и робототехнические  
системы

Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель:  
доктор технических наук, доцент  
Шахнин Вадим Анатольевич

Владимир-2017

## ОГЛАВЛЕНИЕ

|                                                                                                                                                                   |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| ОГЛАВЛЕНИЕ .....                                                                                                                                                  | 2  |
| ВВЕДЕНИЕ .....                                                                                                                                                    | 4  |
| ГЛАВА 1. ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ПРОЦЕСС МОНИТОРИНГА<br>ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ОБОРУДОВАНИЯ КАК ОБЪЕКТ ГИБКОЙ<br>АВТОМАТИЗАЦИИ МЕХАТРОННЫМИ СРЕДСТВАМИ<br>ИНТРОДИАГНОСТИКИ ..... | 12 |
| 1.1. Обоснование целесообразности автоматизации мониторинга<br>высоковольтного оборудования средствами мехатроники .....                                          | 12 |
| 1.2. Понятие гибкой автоматизации мониторинга высоковольтного<br>оборудования.....                                                                                | 16 |
| 1.3. Анализ методов диагностики высоковольтного оборудования в<br>аспекте их перспективности для мехатронных средств дистанционного<br>мониторинга .....          | 24 |
| 1.4. Выводы .....                                                                                                                                                 | 40 |
| ГЛАВА 2. ФИЗИЧЕСКИЕ И МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ<br>ЭЛЕКТРОШУМОВОГО МОНИТОРИНГА ВЫСОКОВОЛЬТНОГО<br>ОБОРУДОВАНИЯ МЕХАТРОННЫМИ СРЕДСТВАМИ<br>ИНТРОДИАГНОСТИКИ .....      | 41 |
| 2.1. Физические основы взаимосвязи параметров частичных разрядов с<br>эксплуатационными характеристиками изоляции высоковольтных<br>аппаратов .....               | 41 |
| 2.2. Анализ и моделирование частичных разрядов в изоляции<br>высоковольтного оборудования как случайного импульсного процесса....                                 | 46 |
| 2.3. Теоретические основы синтеза математических моделей<br>электрошумового мониторинга средствами мехатроники.....                                               | 58 |
| 2.4. Выводы .....                                                                                                                                                 | 66 |

|                                                                                                                             |     |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| ГЛАВА 3. ПРИНЦИПЫ ИНТЕГРАЦИИ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ И<br>МАНИПУЛЯЦИОННО-ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ<br>МЕХАТРОННОГО КОМПЛЕКСА .....     | 67  |
| 3.1. Состав, функциональные и информационные взаимосвязи<br>компонентов мехатронного комплекса .....                        | 67  |
| 3.2. Управление движением манипуляционно-исполнительных<br>компонент мехатронного комплекса .....                           | 76  |
| 3.3. Анализ динамических погрешностей сенсорного модуля для<br>дистанционного мониторинга высоковольтного оборудования..... | 84  |
| 3.4. Анализ устойчивости вторичного преобразователя ЧР .....                                                                | 92  |
| 3.5. Анализ быстродействия и динамических погрешностей<br>вторичного преобразователя ЧР.....                                | 101 |
| 3.6. Выводы .....                                                                                                           | 110 |
| ГЛАВА 4. ПРИМЕНЕНИЕ МКДМ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ПРАКТИЧЕСКИХ<br>ЗАДАЧ ДИАГНОСТИКИ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ОБОРУДОВАНИЯ .....                   | 111 |
| 4.1. Формирование обучающих массивов спектрального<br>распределения электрических шумов ЧР.....                             | 111 |
| 4.2. Формирование обучающих массивов значений параметров ЧР .                                                               | 116 |
| 4.3. Дистанционный мониторинг концентрации растворённых газов в<br>масле главной изоляции силовых трансформаторов .....     | 132 |
| 4.4. Выводы .....                                                                                                           | 145 |
| ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....                                                                                                            | 146 |
| БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК .....                                                                                              | 148 |

## ВВЕДЕНИЕ

Важным фактором обеспечения надёжности электроснабжения является реализация ресурсо- и энергосберегающей концепции обслуживания высоковольтного оборудования на основе непрерывного мониторинга его технического состояния. На данный момент для Российских электрических сетей актуальность внедрения такой концепции с технической и экономической точек зрения определяется переходом от системы планово-предупредительных работ, в рамках которых проводится периодический контроль и профилактика, к обслуживанию оборудования по его фактическому состоянию [1]. Благодаря этому появляется возможность производить ремонтные работы только когда это действительно необходимо. Для реализации такого обслуживания требуются методы и средства автоматизированного анализа и управления, которые позволят оценивать состояние объекта контроля на текущий момент и прогнозировать изменения его состояния в ближайшем будущем, т.е. средства диагностики.

В ближайшем будущем актуальность возрастёт в связи с усложнением электрических сетей и повышением требований к их надёжности и гибкости, выполняемых в перспективе только интеллектуальными системами электроснабжения (smart grids), неотъемлемым элементом которых являются средства мониторинга. Реализация названной концепции в отношении оборудования электрических подстанций требует разработки и внедрения средств дистанционной интродиагностики, т.е. диагностики под рабочим напряжением целой группы высоковольтных аппаратов без вывода их из эксплуатации на некотором удалении от них. Для этого необходимо решить комплекс задач, относящихся к различным областям науки и техники, таким, как физические методы диагностики электрической изоляции и методы управления движением элементов диагностических систем. Решение такого комплекса задач наиболее целесообразно на основе мехатронного подхода. Целевая проблема мехатроники в сфере диагностики высоковольтного

оборудования заключается в создании принципиально новых видов движущихся диагностических модулей, устройств и комплексов. Решение этой проблемы возможно путем интеграции ранее обособленных инженерных и научных направлений, что особенно актуально в сфере электроэнергетики. Диссертация посвящена решению этой проблемы применительно к мониторингу высоковольтного оборудования электрических подстанций.

Системные принципы и общие методы создания мехатронных средств и их основных компонентов отражены в основополагающих работах отечественных учёных: О. А. Аверьянова, Б. Н. Беянина, И.Н. Егорова, С.Л. Зенкевича, А. И. Корендясева, В. С. Кулешова, И. М. Макарова, Ю. В. Подураева, Е. И. Юревича, А.С. Ющенко и другие. Формирование и развитие научного направления автоматизации мониторинга высоковольтных аппаратов в нашей стране связано с именами Б.А. Алексеева, В.П. Вдовико, В.И. Григорьева, В. В. Ключева, Н.В. Киншта, Г.М. Михеева, В.А. Русова, П.М. Сви, Ю.В. Селезнёва, В.Е. Шатерникова и других. Широко известны в научном мире исследования в названной области зарубежных учёных: А. Simada, A. Browne, B. Bette, D. Yorgen, E. Galski, F. Ferster, H. Muller, J. Kay, J. Beavans, K. Hasegawa, K. Iwata, K. Hermann, L. Lundgaard, M. Vucobratovich, M. Belanger, P. Morshuis, T. Tarn.

Тема диссертации соответствует п. 43 «Мехатронные технологии» Перечня критических технологий РФ, утверждённого Указом Президента РФ от 7 июля 2011 г. и «Положению о технической политике ФСК ЕЭС на период 2006 – 2016 г.г.» (раздел «Диагностика и мониторинг оборудования»).

Исследования, составляющие основу диссертационной работы, относятся к новому научному направлению «Автоматизация технологических процессов контроля и диагностики на основе мехатронных систем».

**Целью диссертационной работы являются автоматизация**

**мониторинга и снижение присутствия человека в опасных зонах вблизи диагностируемого высоковольтного оборудования без потери информации о текущем техническом состоянии оборудования за счёт применения мобильных мехатронных комплексов дистанционного мониторинга (МКДМ).**

**Объект исследований:** манипуляционно-исполнительные и диагностические компоненты мехатронных комплексов, способных обеспечить дистанционный мониторинг крупногабаритных высоковольтных аппаратов при сложной топологии и больших площадях их пространственного размещения на основе электрошумового метода диагностики.

**Предмет исследования:** методы синтеза и принципы интеграции манипуляционно-исполнительных и диагностических компонентов мехатронных комплексов дистанционного мониторинга.

Достижение указанной цели требует решения **научной задачи**, формулируемой следующим образом: разработка теоретических основ построения манипуляционно-исполнительных и диагностических компонентов, синергетическая интеграция которых позволяет обеспечить дистанционность и достоверность мониторинга высоковольтного оборудования электрических подстанций. Для решения этой задачи необходимо выполнить следующее:

- выявить особенности технологического процесса мониторинга высоковольтного оборудования электрических подстанций как объекта автоматизации мехатронными средствами дистанционной интродиагностики;
- выбрать метод интродиагностики, наиболее подходящий в качестве физической основы построения мехатронных средств дистанционного мониторинга;
- разработать математические модели и технические средства реализации выбранного метода, пригодные для осуществления дистанционного мониторинга средствами мехатроники;

- разработать принципы и технические средства интеграции манипуляционно-исполнительных компонент МКДМ с компонентами, осуществляющими интродиагностику;

- экспериментально подтвердить эффективность построения МКДМ на основе выбранного физического метода интродиагностики и глубокой интеграции основных компонент.

**Методы исследования.** Решение научной задачи диссертации требует применения теоретико-экспериментальных методов исследования, важнейшими из которых в данном случае являются методы теории управления движением компонент мехатронных систем; методы моделирования физических процессов и обработки результатов экспериментов.

### **НАУЧНАЯ НОВИЗНА ИССЛЕДОВАНИЙ ЗАКЛЮЧАЕТСЯ В СЛЕДУЮЩЕМ:**

1. Сформулированы принципы гибкой автоматизации дистанционного мониторинга крупногабаритного высоковольтного оборудования электрических подстанций средствами мехатроники.

2. На основе информационной и аппаратной интеграции манипуляционно-исполнительных и диагностических компонент разработаны способы адаптивного управления движением сенсорного модуля МКДМ и изменением электрического поля и с учётом текущих результатов мониторинга.

3. Предложена математическая модель спектральной плотности процесса частичных разрядов (ЧР) в изоляции высоковольтных аппаратов, ориентированная на применение в МКДМ, особенностью которой является учёт взаимной корреляции между ЧР, происходящими в разных локальных областях одного бака диагностируемого высоковольтного аппарата.

4. Теоретически обоснована и экспериментально подтверждена возможность дистанционного мониторинга концентрации растворённых

газов в масле главной изоляции силовых трансформаторов с помощью мехатронных средств диагностики.

### **ПРАКТИЧЕСКАЯ ЗНАЧИМОСТЬ ИССЛЕДОВАНИЙ ОПРЕДЕЛЯЕТСЯ СЛЕДУЮЩИМИ РЕЗУЛЬТАТАМИ:**

1. На основе модифицированного метода оценочной функции разработан адаптивный интерполятор для управления движением сенсорного модуля МКДМ с учётом текущих результатов мониторинга.

2. Разработаны теоретические основы инженерной методики анализа устойчивости, быстродействия и динамических погрешностей устройств присоединения и вторичного преобразования ЧР, работающих в составе манипуляционно-исполнительных модулей МКДМ.

3. Изготовлены и испытаны опытные образцы манипуляционно-исполнительных и диагностических компонентов МКДМ «ЭЛЕКТРО».

4. На основе математического моделирования и экспериментальных исследований МКДМ разработаны два способа диагностики высоковольтного оборудования, признанные изобретениями.

### **ОБОСНОВАННОСТЬ И ДОСТОВЕРНОСТЬ НАУЧНЫХ ПОЛОЖЕНИЙ, ВЫВОДОВ И РЕКОМЕНДАЦИЙ ПОДТВЕРЖДАЮТСЯ**

– адекватностью поставленных задач и выбранных методов их решения;

– применением апробированных методик измерений и аттестованных средств измерений;

– подтверждением теоретических результатов результатами физического и вычислительного экспериментов;

– работоспособностью и эффективностью диагностических и манипуляционно-исполнительных компонентов МКДМ, разработанных на основе научных положений, рекомендаций и выводов, представленных в диссертационной работе;

– результатами производственных испытаний мехатронного



диагностического комплекса «ЭЛЕКТРО».

## **РЕАЛИЗАЦИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ РАБОТЫ И ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ.**

Научные и практические результаты диссертационной работы применялись при выполнении исследований и опытно-конструкторских работ, проводимых в СКБ «Энергосбережение и энергоэффективность в электроэнергетике» ВлГУ в соответствии с программой «Научные исследования высшей школы по приоритетным направлениям науки и техники» (подпрограмма 201 - «Производственные технологии»). Разработаны и изготовлены образцы манипуляционно-исполнительных и диагностических модулей МКДМ, проведены их испытания на электрических подстанциях Волго-Окского предприятия магистральных электрических сетей и филиала «Владимирэнерго» ОАО «МРСК Центра и Приволжья».

Теоретические разделы и технические решения диссертации, включены в учебные материалы для студентов, обучающихся в магистратуре ВлГУ по направлениям подготовки 15.04.06 Мехатроника и робототехника и 13.04.02 Электроэнергетика и электротехника.

**АПРОБАЦИЯ РАБОТЫ.** Диссертация и отдельные разделы работы докладывались и обсуждались на Международной НТК «XVI Бенардосовские чтения» (ИГЭУ, Иваново, 2011 г.); на Международной НТК «Электрические аппараты, электротехнические комплексы и системы» (Ульяновск, 2012 г.); на IV Международной НТК «Энергетика и энергоэффективные технологии» (Липецк, 2012 г.); на III Всероссийской НТК «Информационно-измерительные и управляющие системы военной техники» (Владимир, 2012 г.); на VII Международной молодёжной научной конференции «Тинчуринские чтения» (КГЭУ, Казань, 2012 г.) на Всероссийской НТК «Приборы и методы измерений, контроля качества и диагностики в промышленности и на транспорте» (Омск, 2013 г.); на XII Всероссийском совещании по проблемам управления (ИПУ им. В.А.

Трапезникова РАН, М., 2014 г.); на VII Международной молодежной НТК «Электроэнергетика глазами молодежи» (КГЭУ, Казань, 2016 г.); на Всероссийской НТК «Интеллектуальные системы, управление и мехатроника» (Севастополь, 2016 г.), а также на научно-технических семинарах, проводимых во Владимирском государственном университете, в Ивановском государственном энергетическом университете и Национальном исследовательском университете «МЭИ».

**ПУБЛИКАЦИИ И ИЗОБРЕТЕНИЯ.** По результатам исследования опубликовано 19 работ, в числе которых 5 статей в журналах из перечня ВАК по группе специальностей 05.02.00. Изобретения по теме диссертации защищены двумя патентами РФ.

**НАУЧНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ, ВЫНОСИМЫЕ НА ЗАЩИТУ:**

1. Принципы гибкой автоматизации дистанционного мониторинга крупногабаритного высоковольтного оборудования электрических подстанций на основе мехатронного подхода.

2. Способы адаптивного управления изменением электрического поля и движением сенсорного модуля МКДМ с учётом текущих результатов мониторинга.

3. Математическая модель спектральной плотности ЧР-шума, отражающая интеграционную специфику МКДМ, особенностью которой является учёт взаимной корреляции между ЧР, происходящими в разных локальных областях одного бака диагностируемого высоковольтного аппарата.

4. Теоретические основы инженерной методики анализа устойчивости, быстродействия и динамических погрешностей устройств присоединения и вторичных преобразователей ЧР, работающих в составе манипуляционно-исполнительных модулей МКДМ.

5. Экспериментальное обоснование возможности дистанционного мониторинга концентрации растворённых газов в масле главной изоляции силовых трансформаторов с помощью мехатронных средств диагностики.

6. Два новых способа электрошумовой диагностики высоковольтного оборудования, в основе которых лежит реализация предложенных принципов интеграции компонентов мехатронного комплекса.

**СТРУКТУРА И ОБЪЁМ РАБОТЫ.** Диссертация изложена на 159 страницах машинописного текста, содержит введение, четыре главы, заключение, список литературы из 115 наименований, 5 приложений, 33 рисунка и 10 таблиц.

# **ГЛАВА 1. ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ПРОЦЕСС МОНИТОРИНГА ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ОБОРУДОВАНИЯ КАК ОБЪЕКТ ГИБКОЙ АВТОМАТИЗАЦИИ МЕХАТРОННЫМИ СРЕДСТВАМИ ИНТРОДИАГНОСТИКИ**

## **1.1. Обоснование целесообразности автоматизации мониторинга высоковольтного оборудования средствами мехатроники**

Обеспечение непрерывного автоматизированного анализа технического состояния систем передачи и распределения электроэнергии является важнейшим элементом в процессе создания интеллектуальных электрических сетей (smart grids). Решение этой научной и технической проблемы позволит обнаруживать дефекты высоковольтного оборудования на ранней стадии их развития и, тем самым, предотвращать аварийные ситуации, которые способны привести к серьезным негативным последствиям и повлиять на работу системы электроснабжения в целом.

В зависимости от особенностей взаимодействия средств анализа текущего состояния различают *тестовое и функциональное диагностирование* высоковольтного оборудования. В первом случае на объект, находящийся в нерабочем состоянии, подаются тестовые воздействия. Во втором случае (при проведении функциональной диагностики), объект находится в эксплуатации, т.е. под рабочим напряжением, а поиск дефектов осуществляется на основе измерений и анализа нескольких диагностических параметров. Достоверность функциональной диагностики в большой степени определяется количеством и качеством диагностических параметров. В большинстве случаев вероятность объективной и надежной оценки технического состояния повышается по мере уменьшения временных интервалов между измерениями, т.е. целесообразно многократное диагностирование с определенной периодичностью. Очевидно, что периодичность должна определяться скоростью возможного образования и развития дефекта.

Для наиболее ответственных видов высоковольтного оборудования и, особенно, для интеллектуальных электрических сетей целесообразно *непрерывное функциональное диагностирование – диагностический мониторинг*. Положением ОАО «Россети» «О единой технической политике в электросетевом комплексе», утверждённым 23.10.2013 г., определено, что этот вид мониторинга «является приоритетной формой диагностирования высоковольтного оборудования» [2]. Мониторинг высоковольтного оборудования предполагает определение широкого спектра параметров различной физической природы (напряжений и сопротивлений, параметров вибраций и акустических волн, значений электрических токов, параметров электромагнитных полей, количества растворённых газов и влажности изоляции, температуры и т.п.), т.е. *многопараметровую интродиагностику* высоковольтного оборудования. Термин «*интродиагностика*» для высоковольтного оборудования означает неразрушающий (т.е. без вскрытия баков и слива диэлектрических жидкостей) контроль комплекса параметров, характеризующих состояние высоковольтных аппаратов с целью предотвращения повреждений и исключения ненормальных режимов их функционирования.

В настоящее время в электроэнергетике широко применяются стационарные системы мониторинга [3, 4]. Источниками диагностической информации для них являются датчики неподвижно установленные на работающем высоковольтном оборудовании. Комплект датчиков, используемых для конкретного высоковольтного аппарата, формируется на этапе проектирования системы мониторинга и практически никогда в процессе дальнейшей эксплуатации не изменяется. Стационарные системы мониторинга либо поставляются вместе с новым оборудованием, либо монтируются на оборудовании, находящемся в эксплуатации, в процессе его модернизации. Очевидными недостатками стационарных систем мониторинга являются: необходимость присутствия оператора в опасных зонах вблизи высоковольтных аппаратов большой мощности, жёсткая

заданность количества, состава и мест расположения датчиков на всех эксплуатационных этапах жизненного цикла диагностируемого оборудования; отсутствие возможностей расширения числа контролируемых параметров; многократное дублирование однотипных систем мониторинга на электроэнергетическом объекте; сложность переналадки систем на диагностику новых видов оборудования. В целом всё перечисленное можно охарактеризовать как *отсутствие гибкости*. По нашему мнению, придание мобильности системам мониторинга позволяет устранить многие из перечисленных недостатков. Причём, в одних случаях под мобильностью подразумевается возможность перемещения датчиков по поверхности диагностируемого аппарата или вблизи неё, а в других – возможность передвижения всего диагностического комплекса. В последнем случае возможен *дистанционный мониторинг* сразу нескольких высоковольтных аппаратов.

Насыщенность энергетических объектов высоковольтным оборудованием различного типа, сложная топология и большие площади его пространственного размещения, а также крупные габариты современных высоковольтных аппаратов требуют правильной организации движения элементов мобильных систем мониторинга, в частности, перемещения датчиков относительно объекта контроля. Следовательно, автоматизация мониторинга крупногабаритных высоковольтных аппаратов, к числу которых можно отнести большую часть оборудования электрических подстанций, невозможна без включения в состав технических средств мониторинга совершенных *манипуляционно - исполнительных компонентов*.

Анализ научно-технической эволюции диагностического оборудования, предназначенного для оперирования с крупногабаритными техническими объектами со сложной топологией размещения на больших территориях [6-9], приводит к выводу об эффективности применения мехатронного подхода с целью решения проблемы автоматизации мониторинга силового высоковольтного оборудования подстанций.

Применительно к решению этой проблемы мехатронный подход заключается в синергетической интеграции компонент, осуществляющих интродиагностику, с компонентами, обеспечивающими перемещение элементов диагностического комплекса. При этом интеграция должна охватывать технологии, структуру, энергетические и информационные процессы на всех этапах жизненного цикла перечисленных компонентов. Реализация такого подхода дает возможность создать **мехатронные комплексы дистанционного мониторинга (МКДМ)** крупногабаритных высоковольтных аппаратов, в наиболее полной мере соответствующие тенденциям обновления электроэнергетики. В ближайшие десятилетия темпы технического перевооружения средствами диагностики новых и модернизируемых объектов электроэнергетики во многом будут определяться развитием этого направления автоматизации [10, 11]. Его значение ещё более возрастет в связи с внедрением реконфигурируемых интеллектуальных электрических сетей. В перспективе мехатронные средства мониторинга должны обеспечить достоверную и оперативную интродиагностику широкой номенклатуры высоковольтного оборудования без вмешательства человека. При этом должны учитываться вероятные режимы работы оборудования, условиях внешней среды и электромагнитной обстановки, а также изменение характера и основных параметров выявляемых дефектов. Трудность создания эффективно функционирующих МКДМ высоковольтного оборудования заключается в относительном противоречии предъявляемых требований. Для решения этой задачи необходимо:

- создание единой конструктивно, энергетически и информационно целостной структуры;
- обеспечение высокого технического уровня и оснащённости измерительных компонентов;
- формирование алгоритмов перенастройки системы на мониторинг различных типов высоковольтного оборудования в новых технологических

условиях;

- реализация сложных законов перемещения во времени;
- выполнение движения по различным траекториям движения, в том числе криволинейным;
- формирование эффективных алгоритмов управления, способных обеспечить инвариантность к возмущениям внешней среды;
- обеспечение возможности встраиваемость систем мониторинга в системы более высокого уровня с помощью аппаратных и программных компонентов.

В совокупности перечисленные свойства определяют гибкость мехатронных средств дистанционного мониторинга, которая является важнейшей особенностью технологического оборудования современных реконфигурируемых электрических сетей.

## **1.2. Понятие гибкой автоматизации мониторинга высоковольтного оборудования**

Понятие гибкости средств и систем мониторинга высоковольтного оборудования является многокритериальным и неоднозначным [12]. Поэтому необходимо выделить наиболее значимые аспекты гибкости мехатронных средств мониторинга в зависимости от конкретных задач и особенностей исследуемых объектов. По нашему мнению важнейшими из них являются:

- *Технологическая гибкость* - способность к автоматической переналадке на диагностику новых видов оборудования без изменения структуры и состава средств мониторинга;
- *Структурная гибкость* - возможность диагностики большего количества различных типов оборудования и увеличения количества исследуемых параметров за счет введения новых компонентов в мехатронные средства мониторинга;



- *Параметрическая гибкость* - способность варьировать состав и количество параметров, по которым осуществляется мониторинг, а также проводить контроль этих параметров несколькими способами;
- *Маршрутная гибкость* – возможность изменять последовательность контрольных операций, выполняемых при мониторинге;
- *Производственная гибкость* - способность продолжать диагностику с определенной достоверностью, несмотря на отказ отдельных компонентов мехатронного средства мониторинга.

В работе [12] предложена формула для количественной оценки гибкости средств неразрушающего контроля в машиностроении. По нашему мнению, её можно адаптировать для расчёта индекса гибкости мехатронных средств мониторинга высоковольтного оборудования следующим образом:

$$F = \frac{Nk}{Yn} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^m y_{ij}, \quad (1.1)$$

где  $N$  – количество высоковольтных аппаратов, мониторинг которых возможен с помощью мехатронного средства за определённое время;  $k$  – доля высоковольтных аппаратов, для которых мониторинг производится впервые (обновление номенклатуры, выраженное в процентах);  $n$  – доля аппаратов одного типа, выраженная в процентах;  $Y$  – общее число параметров, по которым производится мониторинг;  $m$  – количество способов определения параметров, реализуемых мехатронным средством мониторинга;  $y_{ij}$  – число контролируемых параметров  $i$ -ого аппарата, значение которых определяется  $j$ -ым способом.

Несмотря на многообразие производственных, технических, экономических и других задач мониторинга, решаемых методами гибкой автоматизации, формула (1.1) позволяет проанализировать факторы, обеспечивающие гибкость мехатронных средств дистанционного мониторинга высоковольтного оборудования. По нашему мнению, особое

внимание необходимо обратить на следующие из них:

- **правильный выбор методов мониторинга и способов их реализации** мехатронным средством;
- **концентрация функциональной нагрузки на интеллектуальных модулях МКДМ;**
- **адекватность математических и компьютерных моделей,** используемых для реализации определенного метода мониторинга высоковольтного оборудования, учитывающих интеграционную специфику МКДМ;
- **принципы интеграции интеллектуальных модулей мехатронного средства дистанционного мониторинга, т.е. интеграционная платформа.**

Безусловно, потенциальная гибкость средств мониторинга определяется совокупностью применяемых методов диагностики и способами их реализации. Разнообразие объектов диагностирования в электроэнергетике и большое количество информативных параметров (около 150 наименований), определяют широкий спектр применяемых методов диагностики. Количество информативных диагностических параметров изменяется в зависимости от степени развитости методов диагностирования и вида оборудования. К примеру, число измеряемых диагностических параметров шунтирующих реакторов и силовых трансформаторов достигает 38. Что касается выключателей: для масляных – 29, для элегазовых – 25. Для ограничителей перенапряжения и разрядников требуется измерение 10 параметров, а для разъединителей (с приводом) – 14. В случае с измерительными маслонаполненными трансформаторами и конденсаторами связи достаточно измерения 9 параметров [13]. Для трансформаторного оборудования используют такие разные по физической основе методы, как измерения электрического сопротивления и диэлектрических потерь в изоляции обмоток и высоковольтных вводов; определение пробивного напряжения и тангенса угла диэлектрических потерь жидкого диэлектрика; вибродиагностика; спектральный анализ акустического шума и

электромагнитного излучения; спектральный анализ токов и напряжений; измерение малых токов утечки изоляции; определение параметров тепловых и магнитных полей рассеяния; ультразвуковая и магнитная дефектоскопия; химический анализ диэлектрических жидкостей; хроматографический анализ растворённых газов (ХАРГ); определение места возникновения и уровня частичных разрядов (ЧР); измерение механических напряжений элементов конструкций и многое другое. Естественно, не все перечисленные методы равнозначны и одинаково широко используются. Важное место в решении задач дистанционного мониторинга крупногабаритных высоковольтных аппаратов, занимает **локационный способ реализации мониторинга**. Факторами, определяющими его преимущества и потенциальную гибкость являются дистанционность и многообразие приёмов осуществления локационного мониторинга, определяемое возможностью варьирования режимов локации, траекторий и параметров перемещения датчиков. В следующем разделе первой главы рассмотрим наиболее распространённые методы диагностики состояния изоляции высоковольтного оборудования в аспекте перспективности их реализации мехатронными комплексами дистанционного мониторинга высоковольтного оборудования.

Наряду с применяемыми методами диагностики и способами их реализации важнейшим фактором, определяющим гибкость и достоверность мониторинга, является адекватность **математической модели (ММ)**, на основе которой он осуществляется. Эта модель должна теоретически отражать взаимосвязи механических, электрических, магнитных, акустических и других измеряемых при мониторинге физических величин с параметрами, определяющими техническое состояние высоковольтных аппаратов. В данной работе рассмотрим лишь важнейшие отличительные характеристики ММ, допустимых для использования в МКДМ изоляции высоковольтных аппаратов.

Сложный характер одновременного влияния множества изменяющихся технологических факторов приводит к неустойчивости и многозначности

связей между измеряемыми при мониторинге физическими величинами и эксплуатационными параметрами и характеристиками изоляции высоковольтных аппаратов. Действенным способом обеспечения достоверности мониторинга изоляции высоковольтных аппаратов при изменяющихся режимах их работы в условиях сильных помех является осуществление многопараметровых методов мониторинга, т.е. на основе измерения нескольких параметров. В этом случае в качестве теоретической основы гибкой автоматизации мониторинга изоляции высоковольтных аппаратов целесообразно применение методов решения обратных измерительных задач многопараметровых косвенных измерений (МКИ). Результатами многочисленных исследований подтвержден вероятностный характер связи между измеряемыми при мониторинге физическими величинами и химическим составом, внутренней структурой, а так же физико-механическими свойствами изоляции. В связи с этим, реализация названных методов должна осуществляться с помощью статистических моделей многопараметровых косвенных измерений, получаемых путем обработки сигналов измерительных преобразователей. При этом важно разработать устойчивые и адекватные ММ, учитывающие интеграционную специфику мехатронных средств и обеспечивающие их адаптацию к изменяющимся условиям мониторинга.

Третьим важнейшим фактором обеспечения гибкости МКДМ высоковольтного оборудования является **сосредоточение функциональной нагрузки на интеллектуальных модулях** [14, 15], на которые целесообразно переносить функции измерения физических величин и обработки их результатов. Анализ современных методов и средств измерений, применяемых при обследовании состояния высоковольтного оборудования [2, 3, 16, 17, 18] показывает, что для гибкой автоматизации мониторинга перспективным является применение средств измерений, **корректирующих режим работы в соответствии с текущими результатами мониторинга.** В условиях сильных помех, связанных, в

первую очередь, с проведением интродиагностики без вывода оборудования из эксплуатации реализация названных режимов требует применения **интеллектуальных модулей вторичного преобразования измерительной информации**. Функции таких модулей заключаются в фильтрации, корректировке, временной дискретизации, квантовании и функциональном преобразовании выходных сигналов датчиков. В ряде случаев необходимо обеспечить математическую обработку исходной диагностической информации. При решении обратных измерительных задач магнитной локации статистическими методами требуется формирование большого объёма обучающих массивов данных (ОМД). Целесообразно передать модулям вторичного преобразования и эти функции, но необходимо учитывать, что для их осуществления модули должны адаптироваться к текущим результатам мониторинга, т.е. к разнообразию выходных сигналов датчиков.

Последовательности операций, выполнение которых необходимо для дистанционного мониторинга крупногабаритных высоковольтных аппаратов при сложной топологии и больших площадях их пространственного размещения, как правило, включает в себя довольно сложные, многократно повторяющиеся перемещения отдельных компонент МКДМ. К числу таких компонент относятся тепловизоры, пирометры, магнитометры, датчики электрических полей, направленные микрофоны и антенны. При этом гибкость мехатронных средств дистанционного мониторинга заключается в способности **перемещения по разнообразным траекториям** отдельных компонент и возможности **корректировки параметров их движения** на основе анализа текущих результатов диагностики. Выбор принципов управления движением компонентов МКДМ определяется не только особенностями высоковольтного оборудования и задачами мониторинга но и рядом общих признаков, характеризующих конкретный принцип управления движением. В первую очередь необходимо учесть степень участия человека. По этому признаку выделяют человеко-машинный и автоматический

**способы управления.** При реализации первого из них подразумевается, что оператор находится непосредственно в контуре управления движением. Этот метод целесообразен при интерактивном и дистанционном управлении средствами мониторинга. Во втором случае оператор взаимодействует с системой управления лишь на отдельных этапах (обучение при смене объекта или номенклатуры оборудования), находясь при этом вне контура управления. Безусловно, такой метод управления (без участия человека) наиболее интересен при реализации мониторинга гибких реконфигурируемых электрических сетей. Что касается других признаков, особого внимания требует выбор **метода управления**. По этому признаку выделяют системы, осуществляющие **программное, адаптивное и интеллектуальное** управления движением [5, 19, 20]. При реализации программного управления движение элементов средств мониторинга будет осуществляться по заранее созданной программе. При изменении задачи контроля корректировка или замена программы возможна только на этапе обучения средства мониторинга. Этот метод не предполагает использование информации о текущих результатах мониторинга, подразумевается использование только информации о внутреннем состоянии элементов системы мониторинга. Что ограничивает применение программного метода управления движением для МКДМ высоковольтного оборудования.

Движение элементов средств мониторинга при реализации метода адаптивного управления осуществляется по гибко изменяемым или корректируемым в процессе мониторинга программам. Если изменение программ будет происходить в соответствии с текущими результатами мониторинга или параметрами, характеризующими условия проведения мониторинга, то возможно существенное повышение гибкости. При этом необходимо программно обеспечить возможность встраивания мехатронного средства мониторинга в системы управления объектом электроэнергетики более высокого уровня. При этом, управляющая программа должна формироваться на основе общепризнанных в мировой практике требований,

например, соответствовать стандартам STEP-NC (*Standard for the Exchange of Product model data*). Эта задача является отдельным сложным самостоятельным звеном создания мехатронного комплекса дистанционной диагностики.

При отсутствии заранее заданной программы осуществляется интеллектуальное управление. Управляющая программа формируется системой управления в процессе функционирования, т.е. в нашем случае в процессе мониторинга. Необходимость в интеллектуальном управлении перемещением возникает в условиях с низкой организацией технологической среды, что для современных объектов электроэнергетики совершенно не свойственно. Несмотря на это, в области диагностики высоковольтного оборудования ряд задач наиболее эффективно решать, применяя теории и методы интеллектуального управления движением. Например, для МКДМ высоковольтного оборудования целесообразно использование элементов адаптивного и интеллектуального управления движением на исполнительном уровне без обращения к верхнему уровню управления. Что предполагает использование в составе комплексов **манипуляционно-исполнительных модулей**, имеющих информационную связь с сенсорными модулями.

Гибкость средств мониторинга высоковольтного оборудования подразумевает их независимость от производственных условий с высоким уровнем электромагнитных помех. Поэтому **обеспечение инвариантности** к различного рода возмущениям является важнейшей функцией мехатронного комплекса.

Таким образом, суммируя вышеизложенное, можно сформулировать следующие основные рекомендации для мехатронной автоматизации дистанционного мониторинга высоковольтного оборудования электрических подстанций:

- в качестве физической основы гибкой автоматизации целесообразно выбрать **многопараметровые методы дистанционного мониторинга**;
- в качестве моделей дистанционного мониторинга целесообразно

использовать **статистические модели многопараметровых косвенных измерений**, отражающие интеграционную специфику мехатронных средств;

- в теоретическом аспекте дистанционный мониторинг должен базироваться на **решении обратных измерительных задач**;

- для объединения модулей в мехатронный комплекс в качестве интеграционной платформы целесообразно применить **управление в соответствии с текущими результатами мониторинга**;

- аппаратную основу мехатронных средств дистанционного мониторинга должны составить **адаптивные и интеллектуальные мехатронные модули**.

### **1.3. Анализ методов диагностики высоковольтного оборудования в аспекте их перспективности для мехатронных средств дистанционного мониторинга**

Принципы, сформулированные в предыдущем разделе, позволяют определить, какие из современных методов диагностики наиболее подходят для гибкой автоматизации мониторинга с помощью мехатронных средств. В соответствии с темой диссертации при анализе ограничимся лишь методами функционального диагностирования, т.е. методами позволяющими проводить интродиагностику высоковольтного оборудования без вскрытия баков в эксплуатационных режимах под рабочим напряжением на основе измерений физических величин, функционально связанных с эксплуатационными параметрами высоковольтного оборудования. Целью анализа является выбор методов наиболее пригодных для мобильных мехатронных систем, реализующих дистанционный способ мониторинга. Важной функцией таких систем является **локализация**, т.е. определения места расположения источника негативной диагностической информации. В связи с этим не будем анализировать методы контактной локализации, когда диагностические датчики перемещаются непосредственно по поверхности высоковольтного аппарата. Интерес в данном случае представляют



дистанционные методы, основывающиеся на регистрации акустических и электромагнитных излучений высоковольтного оборудования в различных спектральных диапазонах.

К числу методов дистанционной локации относится тепловизионное обследование [21]. В основе этого метода лежит регистрация инфракрасного (ИК) излучения от элементов диагностируемого электрооборудования, т.е. невидимого электромагнитного излучения, занимающего спектральную область между красным светом (с длиной волны  $\lambda = 0,74$  мкм) и микроволновым излучением ( $\lambda \sim 1\text{—}2$  мм). Тепловизионное обследование высоковольтного оборудования проводится с помощью инфракрасных приборов – тепловизоров, пирометров, линейных сканеров. С помощью этих приборов можно наблюдать распределение температуры по поверхности, измерять ее значения в каждой точке объекта, выявлять перегрев механических и электрических компонентов высоковольтных аппаратов. Тепловизор представляет собой систему формирования и обработки термоизображений. С помощью вертикальной и горизонтальной разверток система преобразует инфракрасное излучение объекта в электронный видеосигнал. Применение полупроводниковых приборов с зарядовой связью (ПЗС) позволило создать фотоприёмные устройства для преобразования и хранения принятого инфракрасного излучения в виде пространственного распределения электрического заряда ПЗС-матриц [22]. Благодаря тому, что эти матрицы обладают высокой чувствительностью и не требуют систем охлаждения, в последнее время на их основе были разработаны портативные тепловизоры с высокой скоростью обработки информации. Такие приборы мало восприимчивы к действию ударов, вибраций, пыли, влаги, электромагнитных полей. Наличие встроенного компьютера позволяет проводить обработку термоизображений непосредственно на месте обследования. На рис. 1.1 представлена структурная схема матричного тепловизора, имеющего модульный принцип построения [23].

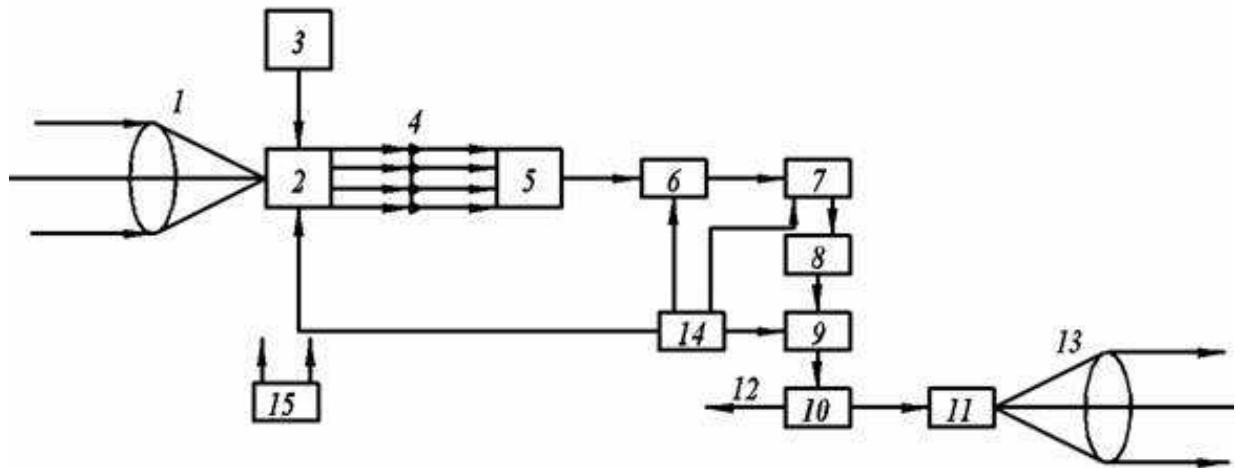


Рис. 1.1 Структурная схема матричного тепловизора.

1 – объектив; 2 – ПЗС - матрица; 3 – источник питания матрицы; 4 – предварительные усилители; 5 – мультиплексор; 6 – аналоговый корректор неоднородности сигналов; 7 – аналого-цифровой преобразователь; 8 – цифровой корректор неоднородности сигналов; 9 – корректор неработающих (слепых) элементарных приемников или пикселей; 10 – блок формирования изображений, оснащенный встроенным микропроцессором обработки видеосигналов; 11 – монитор или портативный электронный видеоискатель (в этом случае в схеме присутствует окуляр 13); 12 – видеовыход; 14 – тактовый генератор; 15 – сетевой адаптер или аккумулятор.

Современные тепловизоры, обладая всеми достоинствами своих предшественников, например, фиксируемым градиентом температуры не более  $0,1^{\circ}\text{C}$ , пригодны не только для обычной термографии, но и для сложных оценочных работ, когда портативность имеет особенно важное значение. К их числу, безусловно, относится сканирование термополей сложных технических объектов на основе мехатронных систем. Первые практические применения манипуляционно-исполнительных устройств для позиционирования или перемещения ИК-приборов с целью сканирования связаны с развитием робототехники в области вооружений и относятся к последнему десятилетию XX века. Некоторые сведения об этой технике содержатся в открытых публикациях. Например, в работах [24, 25]

рассмотрены адаптивные электромеханические модули управления приборами ночного видения для бронетанковой техники, которые, применяя современную терминологию, безусловно, можно отнести к мехатронным средствам. В настоящее время мехатронные устройства позиционирования ИК-приборов и сканирования с их помощью тех или иных объектов находят применение и в технике гражданского назначения. Портативные тепловизоры, размещённые на манипуляторах (рис. 1.2), используются в охранных системах закрытых территорий, для диагностики крупногабаритных объектов в металлургии и стройиндустрии, при энергетическом обследовании зданий и сооружений различного назначения.



*Рис. 1.2. Портативный тепловизор «Т7-Thermal», размещённый на манипуляторе*

Применение тепловизионной диагностики для оценки состояния высоковольтного оборудования позволяет выявить дефекты, которые только начали развиваться, и на основе результатов обследований спланировать объемы и сроки ремонта. Особая ценность тепловидения в том, что при проведении диагностики оборудование остается в работе. Например, опыт проведения ИК-диагностики силовых трансформаторов под рабочим

напряжением показал, что результаты такого исследования позволяют обнаружить следующие неисправности: изменения в работе охлаждающих систем (маслонасосы, вентиляторы, фильтры и т.п.); нарушения циркуляции масла внутри бака, например, образование застойных зон в баке трансформатора в результате смещения или разбухания изоляции обмоток (особенно часто наблюдается у оборудования с продолжительным сроком службы); витковые замыкания в обмотках встроенных трансформаторов тока; повреждения контактной системы РПН; увеличение магнитных полей рассеяния в трансформаторе из-за дефектов некоторых элементов магнитопровода (консоли, шпильки и т.п.). В качестве примера эффективности этого метода на рис. 1.3 представлены результаты тепловизионного обследования высоковольтных аппаратов на ПС «Владимирская-750» Волго-Окского предприятия магистральных электрических сетей [26].



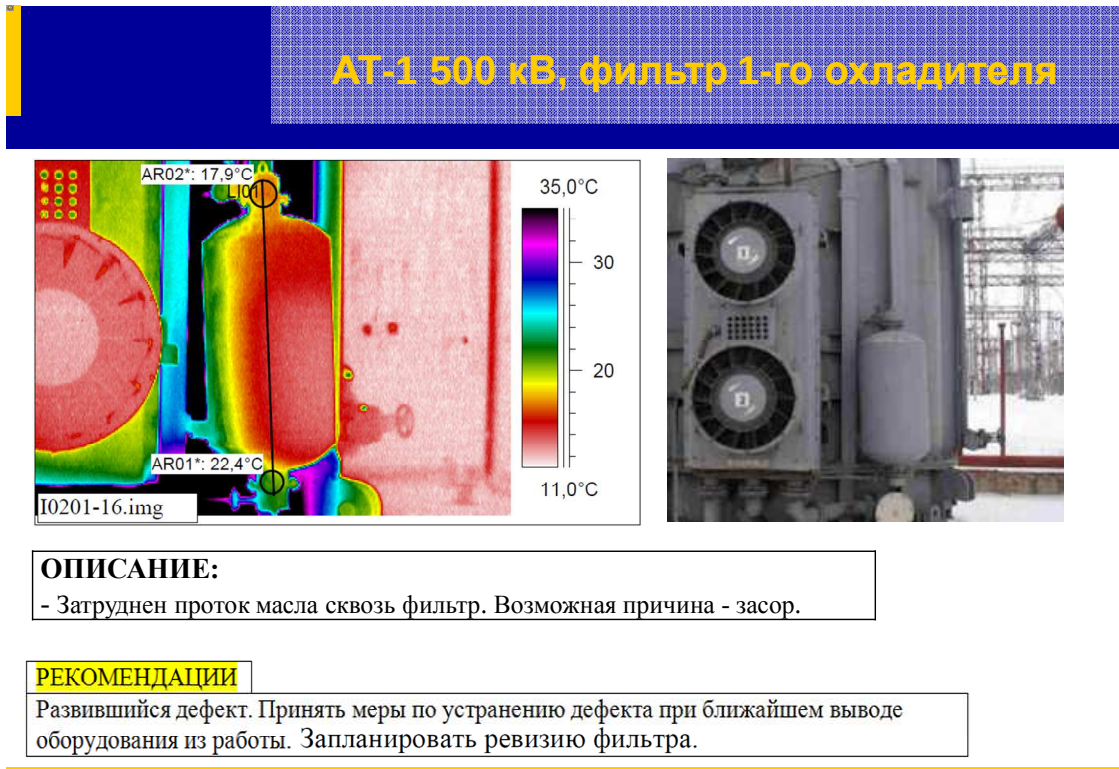


Рис. 1.3. Результаты тепловизионного обследования высоковольтных аппаратов

Таким образом, анализ известных манипуляционно-исполнительных устройств для перемещения ИК-приборов и опыт тепловизионной диагностики в электроэнергетике без применения мехатроники, позволяют сделать вывод о целесообразности построения мехатронных систем для ИК-мониторинга высоковольтного оборудования. *При этом следует отметить, что с помощью этого вида мониторинга невозможно выявить дефекты высоковольтной изоляции, которые на ранних стадиях их развития не сопровождаются повышением температуры.*

Для анализа состояния большой группы технических объектов находит применение дистанционный мониторинг источников ультрафиолетового (УФ) излучения техногенной природы. По длине волны различают УФ-излучение трёх диапазонов: УФ-А ( $\lambda = 315 - 400$  нм), УФ-В ( $\lambda = 280 - 315$  нм) и УФ-С ( $\lambda = 200 - 280$  нм). Для решения задач дистанционной диагностики последний диапазон наиболее перспективен,

поскольку он является «солнечно-слепым» и поэтому наиболее помехозащищённым. В электроэнергетике для выявления коронных разрядов применяются российский прибор «Филин-6», израильский прибор «DayCor-II», а так же УФ-камеру «COROCAM-504» (ОАЭ). Недостатком названных устройств является низкая чувствительность к частичным разрядам (ЧР). Авторами работы [39] для ЧР-мониторинга предложен прибор «Корона» с монофотонным датчиком УФ-С излучения, разработанным в НТЦ «Реагент». Термин «монофотонный» в данном случае означает, что чувствительность датчика позволяет ему работать в режиме регистрации отдельных фотонов. При таком режиме определяются угловые координаты всех зарегистрированных фотонов и время их прихода. Для дальнейшей обработки измеренные значения могут передаваться через высокоскоростной последовательный интерфейс и использоваться для управления перемещением датчика. *Таким образом, перспективно использование прибора «Корона» в составе МКДМ. К сожалению, прибор позволяет регистрировать лишь поверхностные ЧР, что сильно ограничивает область его применения.*

Другим методом дистанционной локации является акустическое обследование. Акустические сигналы вблизи высоковольтного являются важными носителями диагностической информации, т. к. их источниками служат процессы в различных элементах оборудования. По физической природе можно выделить две группы этих процессов: механические и электроразрядные. К первым для высоковольтных аппаратов относятся виброудары плохо закрепленных деталей, вибрации магнитопроводов, обмоток, вращающихся деталей вентиляторов и маслонасосов. Ко вторым – коммутационные, коронные и частичные разряды. Идентификация дефектов проводится по собственным им особенностям акустических сигналов, по амплитуде, показателям стабильности, параметрам частотного спектра, а также с помощью их привязки к фазе напряжения. Например, сигналы от ЧР имеют высокочастотный спектр, возникают дважды за период сетевого напряжения, нестабильны по амплитуде,

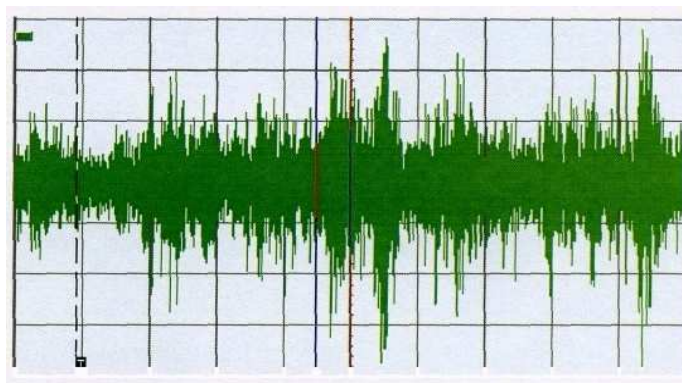
коротки по длительности.

Частоты акустических сигналов механических процессов находятся в звуковом диапазоне (20 Гц – 20 кГц), поэтому для их приёма и локализации источников используются направленные микрофоны. Очевидно, что для позиционирования и перемещения микрофонов для акустического сканирования крупногабаритных объектов целесообразно применять манипуляционно-исполнительные средства мехатроники (рис. 1.4).



*Рис. 1.4. Направленный микрофон «Raylabdirect-III», размещённый на манипуляторе*

На рис. 1.5 представлена типичная осциллограмма сигнала акустического сигнала маслососа автотрансформатора АОДЦТН-417000/750/500-У, полученная с помощью микрофона «Raylabdirect –III» [26].



*Рис. 1.5. Осциллограмма акустического сигнала на корпусе маслососа (чувствительность - 500 мВ/дел, развертка 4 мс/дел)*



Частотный спектр сигналов, вызванных электрическими разрядами, захватывает и ультразвуковую область. Для регистрации ультразвуковых акустических сигналов применяются датчики с пьезоэлектрическими преобразователями, которые устанавливаются на поверхности корпуса высоковольтного аппарата. На рис. 1.6 представлена типичная диаграмма спектрального распределения ЧР-процесса, зафиксированная на корпусе автотрансформатора АОДЦТН-417000/750/500-У [26].

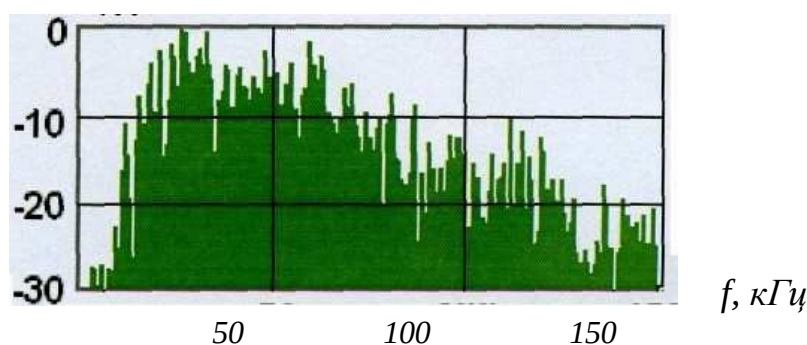


Рис. 1.6. Спектр акустического сигнала, зафиксированного на корпусе автотрансформатора

Акустический метод, в отличие от тепловизионного, позволяет выявить дефекты высоковольтной изоляции, которые только начинают развиваться, путём регистрации частичных разрядов, сопровождающих появление и развитие дефектов изоляции в любом оборудовании. Интенсивность ЧР - это исключительно удобный параметр для непрерывного контроля состояния изоляции оборудования. Очевидно, что полный пробой изоляции аппарата начинается с пробоя её части, поэтому мониторинг ЧР позволяет следить за процессом деградации изоляции и объективно определять её степень, при которой оборудование необходимо выводить из эксплуатации. Для регистрации ЧР применяются акустические широкополосные датчики с частотным диапазоном от 30 до 500 кГц, а также резонансные датчики на 125-150 кГц. Акустические датчики практически не восприимчивы к внешним помехам на высоковольтном оборудовании подстанций. При диагностике на поверхности бака аппарата, а иногда и



внутри него на разной высоте устанавливается до нескольких десятков датчиков. Очень важно, что акустическая дефектоскопия при её применении совместно с другими способами регистрации сигналов ЧР дает возможность локализации дефекта, являющегося причиной ЧР. За счет сравнительно низкой скорости распространения акустических сигналов (длительность электрического импульса ЧР значительно меньше времени прохождения звуковой волны) можно довольно точно определить место расположения источника сигналов внутри объекта. Для этого в нескольких точках диагностируемого оборудования измеряется задержка регистрации акустического импульса относительно, например, момента приёма электромагнитного сигнала ЧР. На основании результатов измерений с учетом конструкции высоковольтного аппарата вычисляется ориентировочное положение источника ЧР. Следует отметить, что при использовании средств анализа временных задержек электрических сигналов для локализация источника требуется дорогостоящее оборудование. При этом получить достоверные результаты можно только в распределенных устройствах с коаксиальной структурой (например, в элегазовых КРУ). *Недостатком традиционных способов акустической локации частичных разрядов является её контактность. Причём требования к установке ультразвуковых датчиков на поверхности диагностируемого аппарата довольно жёсткие [28]. Это затрудняет гибкую автоматизацию мониторинга на основе применения средств мехатроники.*

В последнее десятилетие для решения задач неразрушающего контроля и интродиагностики интенсивно развиваются методы дистанционной ультразвуковой локации. Фирмами «BransonUltrasonicCorp.» (США), MegasonicS.A. (Франция), «RincoUltrasonicsAG» (Швейцария), «HermannGroap» (Германия) и рядом других разработаны высокочувствительные широкополосные средства первичного преобразования и вторичной обработки звуковых сигналов различной физической природы [29-31]. В России лидерами в области ультразвуковой

диагностики являются Московское НПО «СПЕКТР» и ООО «ДИМРУС» (Пермь). Анализ отечественных и зарубежных приборов ультразвуковой дистанционной локации в аспекте перспективности их применения для гибкой автоматизации мониторинга высоковольтного оборудования позволил выделить переносной прибор марки «UltraTest» (рис. 1.7).



*Рис. 1.7. Портативный ультразвуковой прибор марки «UltraTest»*

К числу основных сфер применения этого прибора производителем (ООО «ДИМРУС») отнесена дистанционная регистрация акустических сигналов от частичных разрядов в изоляции высоковольтного оборудования, определение мест возникновения дефектов в высоковольтной изоляции [32]. Датчик прибора формирует сигнал, отражающий интенсивность акустических процессов. Средства вторичной обработки позволяют проводить анализ акустического сигнала и настроить прибор на поиск сигнала с особенностями, характерными для того или иного источника. Например, для ЧР этими особенностями являются высокочастотный спектр, нестабильность по амплитуде, краткость по длительности и активизация дважды за период сетевого напряжения. Выявление этих особенностей достигается благодаря использованию встроенной в прибор экспертной системы «PD-Expert», предназначенной для распознавания образов дефектов изоляции, вызывающих частичные разряды. Перспективность прибора «UltraTest» как

компонента мехатронных систем гибкой автоматизации мониторинга высоковольтного оборудования определяется также наличием функции трёхмерного позиционирования. Она заключается в том, что при каждом измерении акустической активности, т. е. несколько раз в секунду, производится определение угла направления оси акустического датчика прибора в горизонтальной плоскости в системе магнитных координат земли, а также угла наклона оси датчика относительно линии горизонта вверх или вниз. Значения углов ставятся в соответствие значению акустической активности, зарегистрированной прибором в этот момент времени. Очевидно, что при размещении прибора на манипуляторе эту информацию можно использовать для управления перемещением с целью поиска зоны максимальной акустической активности. В случае локации ЧР эта зона будет соответствовать месту максимального развития дефекта в изоляции высоковольтного аппарата. При реализации определённых траекторий перемещения появляется возможность в режиме реального времени строить двухмерную карту ЧР-активности высоковольтного аппарата. На этой карте по горизонтальной оси будет откладываться угол отклонения оси датчика от направления к магнитному полюсу, а по вертикальной – угол наклона оси датчика к линии горизонта. Интенсивность процессов на этой карте целесообразно дифференцировать цветом. Совмещение карты ЧР-активности с фотографией диагностируемого объекта, позволит выявлять место и анализировать причину возникновения ЧР. Для этого цифровую фотографию объекта необходимо сделать с точки измерения акустических процессов, а саму карту акустической активности, точнее, ее информативные границы, связать с линейными размерами объекта. Мониторинг осуществляемый таким образом, безусловно, будет соответствовать современным критериям, определяемым новым международный стандартом IEC 62 478 по измерению частичных разрядов акустическим методом.

Важными носителями информации являются электромагнитные поля вокруг высоковольтного оборудования. В аспекте диагностики наиболее

информативны низкочастотные магнитные поля рассеяния и высокочастотные поля, вызванные разрядными процессами. Анализ полей рассеяния позволяет создать картину распределения магнитных потоков по периметру корпуса высоковольтного аппарата. По результатам обследования появляется возможность оценить состояние магнитной системы аппарата и выявить наличие дефектов обмоток, приводящих к изменению картины распределения магнитных потоков снаружи корпуса. Например, по результатам измерений напряжённости магнитного поля вокруг бака трансформатора можно выявить наличие межвитковых замыканий в обмотках и локальные дефекты магнитопровода, разработать на этой основе мероприятия по уменьшению полей рассеяния. Для измерения напряжённости магнитного поля используются первичные преобразователи, представляющие собой экранированную многовитковую обмотку, нанесённую на неферромагнитную кольцевую рамку. Э.д.с., наводимая в обмотке на частоте 50 Гц, пропорциональна ортогональной составляющей напряжённости магнитного поля рассеяния высоковольтного аппарата. На рис. 1.8 представлен широко применяемый при диагностике высоковольтного оборудования прибор для измерения полей рассеяния типа ПЗ-50. Обмотка датчика этого прибора имеет 5600 витков при среднем диаметре 80 мм. Автоматически производятся прямые измерения с многократными наблюдениями. Выходное напряжение датчика усиливается избирательным усилителем с настройкой на частоту сетевого напряжения и преобразуется в цифровой сигнал. В результате статистической обработки этого сигнала определяется среднеквадратическое значение напряжённости магнитного поля рассеяния.



Рис.1.8. Измеритель полей рассеяния ПЗ-50 с антенной НЗ-50

На рис. 1.9 графически представлены результаты измерения напряжённости магнитного поля рассеяния, полученные при диагностике автотрансформатора АОДЦТН-417000/750/500-У [26].



Рис. 1.9. Схема расположение секторов проведения измерений и значения напряжённости магнитного поля в секторах (А/м)

Во время проведения обследования нагрузка автотрансформатора составляла приблизительно 48% от номинальной. Измерения проводились по всему периметру бака на уровне нижнего разъёма между всеми рёбрами жесткости. Точка начала обхода располагалась под вводом фазы А обмотки высокого напряжения, дальнейшее направление перемещения - вправо вдоль

разъема. Значения напряженности поля в конкретной точке пространства определялось как наибольшее показание прибора при повороте антенны в этой точке в трёх плоскостях. Таким образом, даже единичные измерения требуют сложных перемещений датчика, которые целесообразно автоматизировать. Тем более целесообразно применение манипуляционно-исполнительных механизмов при сканировании крупногабаритных высоковольтных аппаратов. Следует отметить, что низкочастотные поля рассеяния очень быстро ослабевают при удалении от диагностируемого аппарата. Поэтому неавтоматизированные измерения требуют нахождения оператора в непосредственной близости к баку аппарата в ряде случаев под действием сильного магнитного поля. В соответствии с нормативами СанПиН 2.2.4.723-98 [33] недопустимо нахождение персонала без средств индивидуальной защиты более 8 часов в сутки в переменном магнитном поле частотой 50 Гц при напряжённости, превышающей 80 А/м. Как видно на рис. 1.9 даже при сильной недогрузке автотрансформатора это значение превышено почти во всех точках проведения измерений. Таким образом, обеспечение безопасности персонала является ещё одним аргументом в пользу автоматизации мониторинга низкочастотного магнитного поля на принципах мехатроники.

Важнейшими источниками высокочастотного электромагнитного поля являются электрические разряды различных типов. Для мониторинга состояния изоляции высоковольтных аппаратов особое значение имеют частичные разряды. Анализ дефектов высоковольтного оборудования показывает, что с ЧР связано более половины всех дефектов в высоковольтном оборудовании. Например, из общего количества дефектов, выявленных период с 2009 г. по 2013 г. в автотрансформаторах 500 и 750 кВ МЭС Центра, 51,3 % дефектов в высоковольтных вводах и 22,9 % в активной части обмотки напрямую связаны с частичными разрядами. ЧР являются индикаторами наиболее быстро развивающихся дефектов [34]. Результаты многолетних исследований этих процессов в измерительных

трансформаторах тока и изоляции маслонаполненных вводов на 220, 500 и 750 кВ на подстанциях ОАО «ФСК ЕЭС» показывают, что для их достоверной диагностики минимальная периодичность определения диагностических параметров не превышает двух часов [34]. Таким образом, очевидно, что разработка систем мониторинга разрядных процессов в изоляции высоковольтного оборудования является наиболее актуальной. Экспериментально установлено, что продолжительность процессов ЧР находится в диапазоне  $10^{-8} \dots 10^{-9}$  с [35]. Электромагнитное излучение, сопутствующее этим процессам, достигает диапазона сантиметровых волн, что соответствует частотам 3 – 30 ГГц. В отличие от рассмотренных выше низкочастотных полей рассеяния это излучение может быть зарегистрировано на довольно большом расстоянии от диагностируемого оборудования. Роль излучающих антенн играют конструктивные элементы, электрически изолированные от заземлённого бака аппарата, например, высоковольтные вводы. В качестве сенсоров могут использоваться типовые остронаправленные приёмные антенны.

Рядом исследователей установлена формальная связь между ЧР в изоляции высоковольтных аппаратов и создаваемым ими электромагнитным полем в указанном диапазоне частот, проведено математическое моделирование и экспериментальное изучение электромагнитных полей различных высоковольтных аппаратов [36-38]. Полученные результаты свидетельствуют о возможности и целесообразности разработки и внедрения мехатронных систем дистанционного мониторинга разрядной активности. Особенностью таких систем является возможность мониторинга изоляции сразу нескольких высоковольтных аппаратов на территории одного энергетического объекта с помощью одной приёмной антенны. Для этого необходимо средствами мехатроники обеспечить перемещение антенны по криволинейным траекториям с изменением параметров движения в соответствии с текущими результатами мониторинга.

### 1.4. Выводы

1. Существует острая потребность в разработке и внедрении средств **функционального дистанционного мониторинга** наиболее ответственных видов высоковольтного оборудования.

2. Насыщенность современных энергетических объектов крупногабаритным высоковольтным оборудованием, большие площади и сложная топология его размещения требуют организации перемещения элементов систем дистанционного мониторинга по криволинейным траекториям с реализацией сложных законов движения во времени.

3. Мехатронный подход, применительно к решению проблемы мониторинга высоковольтного оборудования, заключается в **синергетической интеграции компонентов**, осуществляющих интродиагностику и обеспечивающих перемещение элементов диагностического оборудования.

4. С учётом большой распространённости, высокой скорости развития и опасности последствий дефектов изоляции к первоочередным задачам дистанционной диагностики высоковольтного оборудования относится разработка систем **мониторинга разрядных процессов**.

5. В качестве физической основы систем дистанционного мониторинга целесообразно выбрать методы акустической и электромагнитной локации **частичных разрядов** в изоляции высоковольтного оборудования.



## **ГЛАВА 2. ФИЗИЧЕСКИЕ И МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОШУМОВОГО МОНИТОРИНГА ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ОБОРУДОВАНИЯ МЕХАТРОННЫМИ СРЕДСТВАМИ ИНТРОДИАГНОСТИКИ**

### **2.1. Физические основы взаимосвязи параметров частичных разрядов с эксплуатационными характеристиками изоляции высоковольтных аппаратов**

Анализ дефектов высоковольтного оборудования показывает, что более половины из них связаны с частичными разрядами. Например, из общего количества дефектов, выявленных за период с 2009 г. по 2013 г. в автотрансформаторах 500 и 750 кВ МЭС Центра, 51,3 % дефектов в высоковольтных вводах и 22,9 % в активной части обмотки напрямую связаны с частичными разрядами [46]. ЧР являются индикаторами наиболее быстро развивающихся дефектов изоляции. В соответствии с ГОСТ 20074-83 и международным стандартом IEC 60270 «частичным разрядом называется электрический разряд, который шунтирует лишь локальную область электроизоляционной системы» [39, 40]. В конечном итоге причиной ЧР является возникновение внутри изоляции или на ее поверхности локальных областей, в которых значения напряженности электрического поля, превышают электрическую прочность изоляции. Поэтому при анализе ЧР распределение напряжённости электрического поля представляет особый интерес. Рассмотрим классическую схему распределения напряженности в двухслойной изоляции толщиной  $\Delta$ , состоящей из диэлектриков с толщиной слоёв  $\Delta_1$  и  $\Delta_2$  и относительными значениями диэлектрической проницаемости  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$ . Если к изоляции приложено напряжение  $U$ , то интересующие нас значения напряженности поля можно определить, воспользовавшись следующими формулами [41]

$$E_1 = \frac{\varepsilon_2 \cdot \left( \frac{\Delta_1}{\Delta_2} + 1 \right)}{\varepsilon_2 \cdot \frac{\Delta_1}{\Delta_2} + \varepsilon_1} \cdot E_{cp} \text{ и } E_2 = \frac{\varepsilon_1 \cdot \left( \frac{\Delta_1}{\Delta_2} + 1 \right)}{\varepsilon_2 + \varepsilon_1 \cdot \frac{\Delta_1}{\Delta_2}} \cdot E_{cp}, \quad (2.1)$$

где  $E_{cp} = U / \Delta$ .

С учётом (2.1) для слоёв одинаковой толщины справедливы соотношения

$$E_1 = \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} \cdot E_{cp} \text{ и } E_2 = \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \cdot E_{cp}. \quad (2.2)$$

Таким образом, неоднородность диэлектрических свойств, выражаемая отношением диэлектрических проницаемостей  $\varepsilon_1 / \varepsilon_2$ , определяет неоднородность распределения напряжённости электрического поля. Например, если проницаемость диэлектрика верхнего слоя в два раза выше, чем нижнего, то напряжённость в последнем в четыре раза выше, чем в первом.

В качестве главной изоляции силовых трансформаторов, автотрансформаторов и реакторов высших классов напряжения применяется масло-барьерная изоляция. В ней большая часть неоднородностей электрического поля образуется из-за наличия газонаполненных включений между слоями твердой (электротехнический картон, бумага) и жидкой (трансформаторное масло) изоляции. Диэлектрические проницаемости перечисленных диэлектриков имеют приблизительно, следующие относительные значения:  $\varepsilon_B = 1, \varepsilon_K = 4$  и  $\varepsilon_M = 2,75$ . В соответствии с (2.2) в тонких слоях масла и воздуха, ориентированных поперек поля, напряженность будет существенно выше средней ( $E_{cp}$ ) в изоляционном промежутке

$$E_M = \frac{\varepsilon_K}{\varepsilon_M} \cdot E_{cp} = 1,45 E_{cp}; \quad E_B = \frac{\varepsilon_K}{\varepsilon_B} \cdot E_{cp} = 4 E_{cp}.$$

Следует отметить, что в часто встречающихся газонаполненных сфероидальных включениях, малая ось которых направлена вдоль поля,

максимальная напряженность поля отмечается в центре включения. С учётом разных значений электрической прочности диэлектриков масло-барьерной изоляции (воздух и азот -3кВ/мм; углекислый газ – 2,7 кВ/мм; водород -1,8 кВ/мм; картон – 6-30 кВ/мм, масло – 18 кВ/мм) из изложенного выше становится очевидным, что наиболее велика вероятность ЧР в газонаполненных включениях. Этот вывод имеет очень важное практическое значение. Дело в том, что в процессе эксплуатации высоковольтного оборудования в результате перегревов и действия сильных электрических полей в масляной изоляции образуются водород и газообразные химические соединения  $\text{CH}_4$ ,  $\text{C}_2\text{H}_2$ ,  $\text{C}_2\text{H}_4$  и  $\text{C}_2\text{H}_6$ . Их концентрация обычно определяется методами хроматографии [42]. При увеличении концентрации растворённых газов возрастает вероятность появления газонаполненных включений и ЧР в них. Безусловно, из этого не следует, что причиной является возрастание концентрации растворённых газов, а следствием – ЧР. Неверно и обратное утверждение, хотя и установлено, что при ЧР возникают сложные химические реакции, приводящие к образованию молекул водорода, ацетилена, этилена, метана и др. газов. Эти процессы (повышение концентрации растворённых газов и частичные разряды) не состоят в прямой зависимости друг от друга, а порождаются общей группой причинно-следственных факторов (исходным химическим составом масла, наличием механических примесей, электрическим полем, температурой и множеством других). Установлено, что в значительной степени вид и характер развивающихся дефектов, проявляющихся изменением разрядной активности, определяется соотношением концентраций этих газов [43, 44]. При совместном проведении хроматографического анализа и измерений параметров ЧР выявлена взаимосвязь между соотношениями концентраций различных пар вышеперечисленных газов с разрядной активностью. Частично результаты исследований представлены в табл. 2.1 [41].

Таблица 2.1

| №<br>п/п | Характер<br>разрядного<br>процесса    | Отношение концентраций<br>газов |                    |                         | Характер прогнозируемого<br>дефекта                                                                     |
|----------|---------------------------------------|---------------------------------|--------------------|-------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------|
|          |                                       | $\frac{C_2H_2}{C_2H_4}$         | $\frac{CH_4}{H_2}$ | $\frac{C_2H_4}{C_2H_6}$ |                                                                                                         |
| 1.       | ЧР с низкой<br>плотностью<br>энергии  | $\leq 0,1$                      | $\leq 0,1$         | $\leq 1$                | Пробои газонаполненных<br>полостей, образовавшихся<br>из-за плохой пропитки или<br>повышенной влажности |
| 2.       | ЧР с высокой<br>плотностью<br>энергии | 0,1 - 3                         | $\leq 0,1$         | $\leq 1$                | Дефекты п.1, приводящие к<br>пробою твёрдой изоляции                                                    |
| 3.       | Разряды большой<br>мощности           | 0,1 - 3                         | 0,1 - 1            | $\geq 3$                | Пробой масла между<br>обмотками                                                                         |
| 4.       | Разряды малой<br>мощности             | $\geq 0,1$                      | 0,1 - 1            | 1 - 3                   | Пробой масла между<br>твёрдыми материалами                                                              |

Эти результаты являются предпосылкой возможности определения концентраций растворённых газов по параметрам частичных разрядов. С другой стороны, к настоящему времени разработаны методы мониторинга развивающихся дефектов по характеру изменений концентраций растворённых газов [56]. **Таким образом, целесообразно проведение исследований возможности применения этих методов на основе результатов анализа разрядных процессов в изоляции.**

К наиболее опасным дефектам относится повреждение твёрдой изоляции. Установлено, что ЧР сопровождаются явлениями электронно-ионной бомбардировки внутри молекулярной структуры диэлектрика и фотонной ионизацией [45]. В результате в твёрдой изоляции появляются электропроводящие каналы (стримеры) и газонаполненные полости, которые ухудшают диэлектрические свойства изоляции. Свидетельством наличия и развития дефекта является постепенное увеличение концентрации ацетилена, которое в течение месяца при регистрации ЧР в твёрдой изоляции составляет 0,02 – 0,03%.

Для количественной оценки ЧР при диагностике высоковольтного оборудования в соответствии с ГОСТ 20074-83 [46] и рекомендациями МУ 0634-2006 [47] обычно измеряются амплитуда и частота импульсных сигналов, вызванных ЧР. Первый из названных *измеряемых* параметров

позволяет расчётным путём определить важнейший *диагностический* параметр – кажущийся заряд ЧР. В ряде работ дано следующее определение: «кажущийся заряд ЧР – это абсолютное значение заряда, при мгновенном введении которого между электродами испытуемого объекта напряжение между ними кратковременно изменится на такое же значение, что и при ЧР» [39-41, 47]. Значение кажущегося заряда при том или ином испытательном напряжении позволяет оценить степень развития локального дефекта. Взаимосвязь этого параметра с эксплуатационными характеристиками различных видов изоляции довольно глубоко исследована [48-53] и давно нашла отражение в нормативно-технической документации. Так, в соответствии с п. 2.13. ГОСТ 10693-81 «Кажущийся заряд частичных разрядов в изоляции вводов должен быть не более  $10^{-11}$  Кл у вводов с бумажно-масляной изоляцией и не более  $2,5 \cdot 10^{-10}$  Кл у вводов с твердой изоляцией. Значение испытательного напряжения при измерении частичных разрядов должно быть не менее  $1,5(U_{\max} / \sqrt{3})$  у вводов для трансформаторов и реакторов и не менее  $1,05(U_{\max} / \sqrt{3})$  для остальных вводов» [54]. В п.5.7.2. ГОСТ 1516.3-96 устанавливается, что «Силовой трансформатор или шунтирующий реактор, при испытании которого интенсивность частичных разрядов во внутренней изоляции на стороне испытываемой обмотки не превысила нормированную, равную  $3 \cdot 10^{-10}$  Кл, при испытании длительным переменным напряжением, равным  $1,4(U_{н.р.} / \sqrt{3})$ , или  $5 \cdot 10^{-10}$  Кл при испытании длительным переменным напряжением, равным  $1,5(U_{н.р.} / \sqrt{3})$ , считается выдержавшим испытания ( $U_{н.р.}$  - наибольшее рабочее напряжение)» [55]. Подобные требования содержатся в Государственных стандартах и на другие виды высоковольтного оборудования [56-58].

Другим традиционным *измеряемым* параметром является частота импульсных сигналов, вызванных ЧР. Значение этого параметра определяется средним количеством импульсов, зарегистрированных за

определённый временной интервал. При диагностике наиболее информативным является число импульсов за период испытательного напряжения [47]. Этот параметр позволяет оценить количество микродефектов и динамику их развития.

Как и в других видах неразрушающего контроля более полную картину состояния диагностируемой изоляции дают многопараметровые методы. В простейшем случае это привлечение косвенных измерений. В частности, по результатам прямых измерений амплитуды и частоты импульсных сигналов, вызванных ЧР, расчётным путём определяются такие диагностические параметры, как средние значения тока и мощности ЧР. Важную диагностическую информацию несут *измеряемые* параметры формы импульсных сигналов, вызванных ЧР. Через них можно определить *диагностические* параметры, характеризующие динамику разрядных процессов. При этом принципиальное значение имеет правильная оценка динамических погрешностей, вносимых средствами первичного и вторичного преобразования [59].

Таким образом, очевидно, что даже при использовании традиционного набора параметров импульсных сигналов, вызванных ЧР, в основе современных методов диагностики должны лежать устойчивые математические модели многопараметровых косвенных измерений. Адекватность этих моделей, а значит и достоверность диагностического мониторинга, на наш взгляд, в значительной степени определяется учётом случайного характера ЧР, анализу которого посвящён следующий раздел.

## **2.2. Анализ и моделирование частичных разрядов в изоляции высоковольтного оборудования как случайного импульсного процесса**

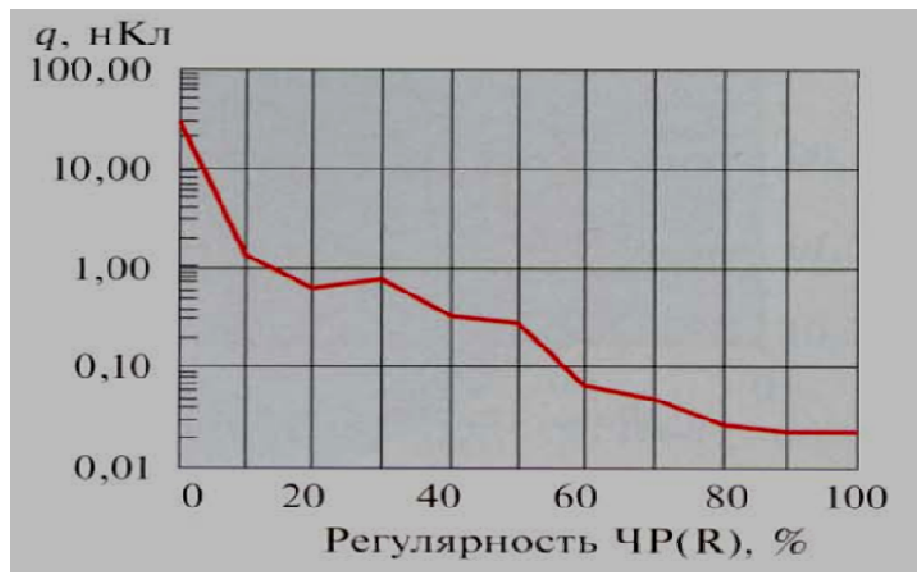
По нашему мнению, процесс возникновения частичных разрядов следует исследовать как *стационарный или периодически нестационарный случайный импульсный процесс*. Такое предположение подтверждается результатами множественных экспериментов, доказывающих, что ЧР – это

результат действия большого количества трудно учитываемых факторов, таких как структура и химический состав изоляции, уровень напряжённости электрического поля, наличия неоднородностей в нём и множества других. Экспериментально (при исследовании ЧР в изоляции высоковольтного оборудования, находящегося в работе) выявлено следующее [41, 51-53]:

- наблюдается флуктуация числа ЧР, возникающих в течение периода изменения рабочего напряжения;
- флуктуирует распределение ЧР по фазе рабочего напряжения;
- флуктуируют временные интервалы между ЧР;
- флуктуируют форма и длительность импульсных сигналов, вызванных ЧР;
- флуктуируют значения кажущихся зарядов ЧР.

В монографии ведущего российского учёного в области диагностики высоковольтного оборудования методом ЧР В.П. Вдовико [41] к числу важных диагностических параметров отнесена *регулярность возникновения ЧР* ( $R$ ), которая по определению автора характеризует «неустойчивость процесса ЧР», а по существу, его случайный характер. Этот параметр трактуется как отношение числа периодов воздействующего напряжения, в которых зарегистрированы ЧР с кажущимся зарядом  $q$  и более, к общему числу периодов воздействующего напряжения за определённый временной интервал. Для иллюстрации информативности этого параметра в монографии В.П. Вдовико приведены результаты исследований зависимости значений кажущегося заряда ( $q$ ) от регулярности ( $R$ ) возникновения ЧР с этим зарядом в изоляции высоковольтного двигателя, находившегося в эксплуатации более 10 лет. Анализ графика названной зависимости (рис. 2.1) показывает, что за время измерения ЧР в течение 100 периодов воздействующего напряжения только в 14 возникли ЧР с  $q \geq 1$  нКл, т.е. регулярность составила 14%. Разряды, имеющие  $q = 300$  пКл, можно наблюдать в среднем в каждом втором периоде напряжения ( $R = 50\%$ ). И

лишь разряды с  $q=15$  пКл возникают в каждом периоде, что соответствует регулярности  $R=100\%$ .



*Рис. 2.1. Регулярность ЧР в изоляции статорной обмотки высоковольтного двигателя*

Таким образом, можно считать установленным случайный характер частичных разрядов при работе высоковольтного оборудования под рабочим напряжением. Это позволяет отнести методы интродиагностики высоковольтного оборудования по параметрам ЧР к электрошумовым, а сам процесс возникновения ЧР рассматривать как случайный импульсный процесс [60]. Несмотря на очевидность вышеизложенного, в научно-технической литературе отсутствует анализ статистических характеристик частичных разрядов, которые наряду с традиционными, могут содержать диагностическую информацию о состоянии изоляции высоковольтных аппаратов. Рассмотрим наиболее важные из этих характеристик, воспользовавшись для их моделирования математическим аппаратом, применяемым для анализа случайных импульсных процессов.

*Случайным импульсным процессом* принято называть последовательность импульсов, параметры которых являются случайными



величинами. В простейшем случае процесс представляет собой последовательность одинаковых по форме импульсов, имеющих случайные амплитуды  $a_v$  и моменты возникновения  $t_v$

$$\xi(t) = \sum_v a_v F(t - t_v) \quad (2.3)$$

где  $F(t)$  – детерминированная функция, описывающая форму одиночного импульса. Очевидно, статические характеристики случайной функции  $\xi(t)$  полностью определяются вероятностными свойствами случайных параметров  $a_v$  и  $t_v$ . При статистической независимости  $a_v$  и  $t_v$  между собой достаточно задать вероятности  $\omega_a(a)da$  и  $\omega_t(t)dt$ .

Случайный процесс изменения параметров ЧР в реальной изоляции высоковольтного оборудования не может происходить бесконечно быстро. Значения параметров электрического шума, вызванного ЧР, в разные моменты времени оказываются взаимосвязанными. Можно сказать, что ЧР-шум обладает памятью, которая является отражением физико-химических свойств изоляции и определяет внутреннюю структуру случайного процесса. Для его описания подходит автокорреляционная функция, характеризующая соотношение между значениями случайного процесса в два момента времени, происходящими через интервал  $\tau$ .

Если вероятность появления импульса на временном интервале от  $t$  до  $t + dt$  зависит только от длительности интервала  $dt$ , то вероятность появления  $n$  импульсов в интервале времени  $T$  дается распределением Пуассона [61]. В этом случае среднее значение случайной функции  $\xi(t)$  и автокорреляционной функции определяются следующим образом (теорема Кембелла [62])

$$\overline{\xi(t)} = n_1 \bar{a} \int_{-\infty}^{\infty} F(\theta) d\theta, \quad (2.4)$$

$$\psi \varepsilon(\tau) = \overline{\xi(t)\xi(t+\tau)} - \overline{\xi(t)}^2 = n_1 \bar{a}^2 \int_{-\infty}^{\infty} F(\theta)F(\theta+\tau) d\theta. \quad (2.5)$$

Если интервал  $\tau$  стремится к нулю, значения параметров в начале и конце интервала становятся одинаковыми, а автокорреляционная функция обращается в дисперсию шума. С учётом этого из последней формулы следует выражение для дисперсии

$$D(\xi) = \psi\epsilon(0) = n_1 \overline{a^2} \int_{-\infty}^{\infty} F^2(\theta) d\theta.$$

Если интервал  $\tau$  будет неограниченно возрастать, значения флуктуаций станут взаимно независимыми и, как следствие автокорреляционная функция будет стремиться к нулю. Диагностическим признаком состояния изоляции может служить время корреляции шума  $\tau_k$ , определяющее продолжительность временного интервала, на котором значение автокорреляционной функции существенно отличается от нуля. Другими словами это время, на протяжении которого сохраняется информация о начальном значении процесса. Таким образом, автокорреляционная функция является важной диагностической характеристикой при оценке состояния изоляции высоковольтного оборудования, однако её инструментальное определение представляет определенные сложности. Более удобной для аппаратного анализа статистической характеристикой ЧР-шумов является спектральная плотность - функция, характеризующая распределение интенсивности флуктуаций по частоте. Из формул (2.4) и (2.5) видно, что  $\overline{\xi(t)}$  не зависит от времени, а  $\psi\epsilon(\tau)$  является функцией только  $\tau$ , но не  $t$ . Если, кроме того,  $\overline{\xi(t)}$  и  $D(\xi)$  ограничены, то случайный процесс является стационарным в широком смысле. Для таких случайных процессов можно считать, что  $\overline{\xi} = 0$ . Согласно теореме Винера-Хинчина [61] для стационарных в широком смысле процессов автокорреляционная функция и спектральная плотность стационарных случайных процессов взаимно связаны преобразованием Фурье. Следовательно, и автокорреляционная функция и спектральная

плотность могут использоваться для описания изменчивости случайного процесса ЧР во времени. Действительно, чем шире диапазон частот ЧР-шума, тем быстрее изменяется значение флуктуирующей переменной, т.е. с расширением частотного диапазона шума  $\Delta f$  время корреляции  $\tau_k$  уменьшается. Произведение  $\Delta f$  и  $\tau_k$  - это некоторая константа для всех процессов с определенной формой спектра, т.е. с одинаковой автокорреляционной функцией.

Спектральную плотность можно выразить через спектр реализации случайной функции. Рассмотрим ансамбль реализаций  $\xi_T(t)$  стационарной случайной функции с нулевым средним значением, причем каждая реализация имеет достаточно большую длительность  $T$ . Преобразование Фурье такой реализации имеет вид

$$S_T(i\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \xi_T(t) e^{-i\omega t} dt.$$

Спектральной плотностью называется предел (если он существует):

$$g(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2\pi}{T} \left| \overline{S_T(i\omega)} \right|^2,$$

где статистическое усреднение производится по множеству реализаций.

По теореме о спектре свертки для пуассоновского процесса с автокорреляционной функцией, описываемой формулой (2.5), имеем

$$g(\omega) = 2\pi n_1 \overline{a^2} \left| S(\omega) \right|^2. \quad (2.6)$$

Если пуассоновский процесс представляет собой последовательность одинаковых по форме и амплитуде импульсов со случайными длительностями  $\tau$ , имеющими распределение  $\omega_\tau(\tau) d\tau$ , то спектральная плотность такого процесса задается формулой

$$g(\omega) = 2\pi n_1 \int_0^{\infty} \tau^2 |S(\omega\tau)|^2 \omega(\tau) d\tau, \quad (2.7)$$

Если, кроме того, случайна и форма импульсов, то в формулу (2.7) вместо  $|S(\omega)|^2$  следует подставить  $\overline{|S(\omega)|^2}$ .

Анализ результатов экспериментальных исследований ЧР-шумов в различных видах изоляции [63 - 65] дает возможность представить спектральное распределение интенсивности шумов в виде графика, изображенного на рис. 2.2.  $\omega_1$  и  $\omega_2$  являются характерными частотами на кривой спектрального распределения. Ниже и выше этих частот наблюдается спад кривой спектральной плотности.

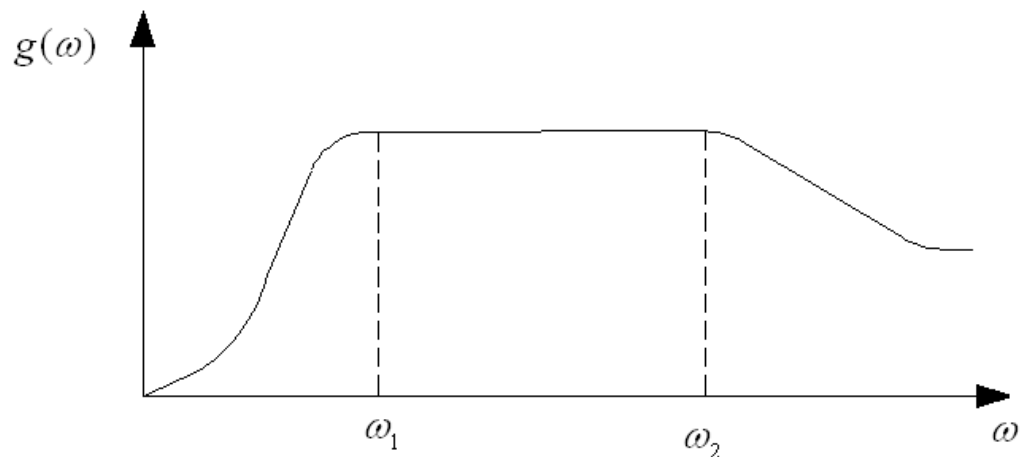


Рис. 2.2. Спектральное распределение электрического шума

Между этими частотами находится область стабилизации (плато) спектральной плотности. Значение  $\omega_1$  обычно увеличивается с ростом частоты приложенного напряжения  $\omega_0$ . При этом изменение  $\omega_0$  практически не влияет на значение частоты  $\omega_2$ , которое в свою очередь зависит от физических свойств диэлектрика. Область стабилизации может быть слабо или ярко выраженной, что определяется состоянием изоляции. Таким образом, параметры спектрального распределения ЧР-шумов могут быть

использованы в качестве диагностических признаков при мониторинге состояния высоковольтных аппаратов [66]. Для этого необходимо разработать математическую модель связывающую спектральное распределение  $g(\omega)$  и параметры частичных разрядов в диагностируемом диэлектрике. При этом важно учесть, что различным флуктуационным процессам может соответствовать одинаковое спектральное распределение. Поэтому выбор той или иной модели должен выполняться на основе эксперимента. Сделать выбор довольно сложно, в виду отсутствия полной картины флуктуационных процессов при ЧР в изоляции высоковольтного оборудования. Дальнейший анализ проведём, базируясь на следующих положениях [67]:

- Рассмотрим шумы, вызванные частичными разрядами при воздействии рабочего напряжения, при этом будем считать постоянные времени изменения параметров ЧР, много меньше периода изменения электрического поля  $T_0 = 20 \text{ мс}$ . Таким образом динамика процессов будет совпадать с динамикой квазистатического изменения поля при циклическом изменении электрического поля.

- Считаем, что каждому из процессов ЧР соответствует свой компонент в сигнале датчика ЧР. Для обратимых процессов это компоненты, которые изменяются вместе с изменением внешнего электрического поля, а для необратимых скачков - импульсные компоненты со средней длительностью  $\bar{\vartheta} < T_0$ .

Наиболее простым подходом к расчёту спектра ЧР-шума является рассмотрение задачи о наложении независимых импульсов. Предположим, что при равномерном изменении напряжённости внешнего электрического поля в диэлектрике возникает последовательность статистически независимых ЧР, каждый из которых вызывает на выходе датчика импульсный сигнал

$$v_j(t) = a_j F_j(t - \Theta_j), \quad (2.8)$$

где  $a_j$  – амплитуда импульса;  $F_j$  – функция, описывающая его форму;  $\Theta_j$  – момент его возникновения.

Упрощая задачу, будем считать, что форма импульсов от всех ЧР в исследуемом диэлектрике за период изменения приложенного напряжения одинакова  $F_j(t) = F(t)$ , и что вероятность  $p$  возникновения импульса на интервале  $dt$  пропорциональна длительности интервала:  $p = n_1 dt$ , где  $n_1$  – среднее количество ЧР в единицу времени (пуассоновский процесс). Эта модель предполагает полную равноправность всех ЧР в диагностируемом аппарате, так что в процессе ЧР с равной вероятностью участвуют все локальные области диэлектрика, причём ЧР могут случайным образом заменять друг друга. Задача сводится к определению флуктуаций количества ЧР в единицу времени.

С учётом (2.8) выходной сигнал датчика ЧР можно описать следующей формулой

$$u(t) = \sum_j v_j(t) = \sum_j a_j F(t - \Theta_j), \quad (2.9)$$

Применяя теорему Кембелла, получим соответствующую сигналу (2.9) функцию корреляции

$$\psi(t) = n_1 a^2 \int_{-\infty}^{\infty} F(\Theta - t) F(\Theta) d\Theta, \quad (2.10)$$

Как было показано выше, при вычислении на основе (2.10) для спектральной плотности выходного сигнала датчика ЧР получим формулу аналогичную (2.6)

$$g(\omega) = 2\pi n_1 a^2 \overline{|S(\omega)|^2}, \quad (2.11)$$

Эта формула показывает, что спектр выходного сигнала датчика ЧР определяется спектром одиночного импульса  $S(\omega)$ .

Пусть форма одиночного импульса ЧР приближённо описывается

функцией

$$F(t) = e^{-\lambda t} \quad (t > 0)$$

Тогда, применяя преобразования (2.10 и 2.11), получим формулу для спектральной плотности

$$g(\omega) = \frac{n_1 \overline{a^2}}{2\pi} \frac{1}{\lambda^2 + \omega^2}. \quad (2.12)$$

На частотах  $\omega^2 < \lambda^2$  формула (2.12) определяет практически постоянное значение спектральной плотности. На частоте  $\omega^2 = \lambda^2$  спектральная плотность убывает вдвое. Эта частота может быть принята за верхнюю границу спада спектра электрического шума. Длительность импульса ЧР  $\vartheta = 1/\lambda$  определяется физическими и химическими свойствами диэлектрика и внешними воздействиями. В твёрдой изоляции значения этого параметра лежат в диапазоне  $10^{-9} - 10^{-8}$  с, в жидкой и газовой – в диапазоне  $10^{-7} - 10^{-6}$  с. Если в выражении (2.11) положить  $\sqrt{\overline{a^2}}$  равным средней амплитуде ЧР  $a$ , то значение спектральной плотности в области плато выражается формулой

$$g_0(\omega) = 2\pi n_1 a^2 |S(0)|^2 \quad (2.13)$$

Пусть диэлектрик находится в однородном поле, которое создаётся приложенным синусоидальным напряжением с периодом  $T_0$ . На основании сделанного ранее предположения о равноправности всех ЧР в исследуемом диэлектрике можно написать:  $n_1 = N_1 / T_0$ , где  $N_1$  – полное количество ЧР, возникающих за период. Обозначим изменение напряжения на электродах изоляционного промежутка при ЧР через  $\Delta U$ . Тогда формула (2.13) примет вид

$$g_0(\omega) = \frac{1}{2\pi T_0} N_1 \overline{\Delta U^2} \quad (2.14)$$

Эксперименты показывают, что результаты вычисления спектральной плотности ЧР-шума в области плато по формуле (2.12) совпадают по порядку

величины с результатами измерений  $g(\omega)$  [68]. Однако эта модель не отражает низкочастотный спад спектральной плотности. Можно предположить, что это связано с гипотезой о независимости ЧР. Учёт взаимодействия между отдельными ЧР формально сводится к тому, что для пуассоновского импульсного процесса распределение интервалов времени  $\theta$  между последовательными независимыми импульсами задается в виде экспоненциальной функции

$$w(\theta) = n_1 e^{-n_1 \theta}. \quad (2.15)$$

Это не всегда согласуется с результатами экспериментальных исследований распределения интервалов между последовательными ЧР. Отклонения от функции (2.15) особенно заметны при малых значениях  $\theta$ , поэтому для вычисления спектральной плотности ЧР-шума целесообразно использовать теорию импульсных процессов с независимыми интервалами. Будем считать, что на условную вероятность появления  $j$ -го ЧР в интервале  $(t, t + dt)$  влияет  $(j-1)$ -й частичный разряд. Допустим, эта вероятность зависит от времени прошедшего с момента возникновения  $(j-1)$ -го частичного разряда, что не противоречит экспериментальным результатам. Длительности интервалов между частичными разрядами предполагаются независимыми между собой.

Решение этой задачи для стационарной последовательности частичных разрядов вида  $a_j F_j(t - t_j)$  с некоторым распределением временных интервалов  $w(\theta)$  дается следующей формулой (кроме точки  $\omega = 0$ )

$$g(\omega) = 2\pi n_1 \left\{ a^2 \left| \overline{S_j(\omega)} \right|^2 + 2a^{-2} \left| \overline{S_j(\omega)} \right|^2 \operatorname{Re} \left[ \frac{\varphi(\omega)}{1 - \varphi(\omega)} \right] \right\}. \quad (2.16)$$

где  $S_j(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_j(t) e^{-i\omega t} dt$  – разложение Фурье импульса, имеющего

форму  $F_j(t)$ ;  $\varphi(\omega) = \int_0^{\infty} w(\theta) e^{i\omega \theta} d\theta$  – характеристическая функция



распределения интервалов.

Для экспериментальной проверки формулы (2.16) необходимо задать распределение интервалов  $w(\theta)$ . Экспериментально в работе [64] была получена эмпирическая формула для плотности вероятности распределения интервалов времени  $\theta$ , разделяющих два следующих друг за другом ЧР

$$w(\theta) = 4n_1^2 \theta e^{-2n_1 \theta}. \quad (2.17)$$

Формулу (2.17) можно использовать для вычисления спектральной плотности электрического шума. При её подстановке в выражение (2.16) получим

$$g(\omega) = \frac{n_1 a^2}{2\pi(\lambda^2 + \omega^2)} \left[ 1 - \frac{1}{2 + \frac{1}{8} \left( \frac{\omega}{n_1} \right)^2} \right]. \quad (2.18)$$

По сравнению с (2.12) формула (2.18) правильнее описывает моделируемую зависимость, так как содержит поправочный множитель, обуславливающий некоторый спад спектральной плотности ЧР-шумов в области низких частот. Вместе с тем поправка, введённая в (2.18), не исчерпывает вопроса о поведении спектральной плотности в области низких частот. Распределение количества ЧР  $N$  по кажущимся зарядам  $q$  и фазе воздействующего напряжения неравномерно. Максимальное количество ЧР наблюдается вблизи амплитуд воздействующего напряжения (90 и 270 град.). Таким образом, рассматриваемый шумовой процесс нельзя считать стационарным, так как его статистические характеристики являются функциями времени. Однако при диагностике высоковольтного оборудования под рабочим напряжением процесс можно отнести к *периодически нестационарным*. Это подтверждается экспериментально. Например, измерения [65] показали, что спектральная плотность частичных разрядов  $g(\omega)$  равна нулю при  $\omega = 0$ . Вместе с тем, теоретически установлено [61], что выполнение условия  $g(0) = 0$  обеспечивает

стационарность (или периодическую нестационарность) процесса  $S(t) = \int_0^t u(\xi) d(\xi)$  при стационарном (или периодически нестационарном) процессе  $u(t)$ . Покажем, что предлагаемая модель адекватно отражает изложенные выше теоретические и экспериментальные результаты, т.е., что для этой модели выполняется условие  $g(0) = 0$ . Для этого выразим спектральную плотность  $g(\omega)$  через спектр  $S_T(\omega)$  реализации случайного сигнала  $u(t)$  на выходе датчика ЧР:

$$g(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2\pi}{T} \overline{|S_T(\omega)|^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2\pi T} \overline{\left| \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) e^{-i\omega t} dt \right|^2}. \quad (2.19)$$

Для  $\omega = 0$  выражение (2.19) принимает вид

$$g(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2\pi T} \overline{\left| \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) dt \right|^2}. \quad (2.20)$$

Интеграл в последнем выражении пропорционален изменению заряда за период приложенного напряжения. Эта величина не может превышать значение кажущегося заряда  $Q_s$  при полном пробое изоляции. Следовательно,  $g(0) = 0$ , что подтверждает адекватность предлагаемой модели (2.18) и позволяет её использовать при диагностике высоковольтного оборудования по параметрам спектрального распределения электрических шумов частичных разрядов.

### **2.3. Теоретические основы синтеза математических моделей электрошумового мониторинга средствами мехатроники**

Анализ, представленный в предыдущих разделах диссертации, показывает, что появление частичных разрядов с определённым сочетанием значений нескольких параметров и характеристик является диагностическим признаком развития большинства дефектов в высоковольтной изоляции. С

учётom этого можно сделать вывод о том, что в информационном плане основой автоматизации рассматриваемого мониторинга высоковольтного оборудования являются многопараметровые косвенные измерения (МКИ), реализуемые путём соответствующей обработки сигналов первичных преобразователей ЧР. Особенностью мониторинга по параметрам ЧР является то, что непосредственно сами результаты измерений не дают информации о контролируемых эксплуатационных параметрах. Для выявления взаимосвязи между измеряемыми электрошумовыми и контролируемыми параметрами необходимо решение обратных задач мониторинга (ОЗМ). По своей сути ОЗМ являются задачами познания. Действительно, при их решении по следствию (измеренным параметрам сигнала-отклика, соответствующего ЧР) оценивается причина, т.е. техническое состояние высоковольтного оборудования, которому соответствуют определённые эксплуатационные параметры и характеристики. Применительно к мониторингу высоковольтного оборудования можно выделить два типа ОЗМ: *распознавание образа дефекта* и *построение модели взаимосвязи измеряемых и эксплуатационных параметров*. К задачам первого вида относятся случаи, когда объект мониторинга рассматривается как один из имеющихся в базе данных. Эти ОМЗ относительно просты. Однако в настоящее время соответствующие базы данных отсутствуют даже для отечественного оборудования, находящегося в эксплуатации длительное время. Их создание с учётом широкой номенклатуры оборудования чрезвычайно трудоёмко. Второй тип задач объединяет случаи с незаданным заранее выбором, когда объект мониторинга конструируется «с нуля» в виде математической модели. Таким образом, в качестве теоретической основы электрошумового мониторинга целесообразно выбрать методы решения обратных задач второго типа. Для МКДМ, разработке которых посвящена диссертация, результаты моделирования при решении ОЗМ должны обеспечить информационное объединение интеллектуальных модулей на основе учёта текущих

результатов мониторинга (выбранной интеграционной платформе). Решение ОЗМ первого типа в ряде случаев может использоваться как вспомогательный прием для упрощения анализа результатов мониторинга.

В области методов решения ОЗМ второго типа основополагающими являются работы представителей математической школы акад. А.Н. Тихонова. Для целей мониторинга широкого круга технических объектов принципиальное значение имеют работы акад. В.В. Ключева. Например, в работе [69] задача статистического многопараметрового неразрушающего контроля была определена как обратная задача многопараметровых измерений. Применительно к решению обратных задач электрошумового мониторинга сложность заключается в том, что по неполному набору следствий (набор экспериментальных данных ограничен) необходимо определить искомую причину. Это особенно ярко проявляется при мониторинге высоковольтного оборудования, для которого характерна широкая номенклатура. При появлении новых экспериментальных данных результат мониторинга может резко измениться, поэтому часто решение обратных задач мониторинга оказывается неустойчивым. Кроме того на работающей подстанции всегда наблюдается высокий уровень электромагнитных помех, в связи с чем погрешность измерений параметров ЧР становится значительной, что так же приводит к неустойчивости решений обратных задач электрошумового мониторинга. Погрешности измерений препятствуют выявлению структуры причинно-следственных связей, а в некоторых случаях генерируют ложную информацию о них. Поэтому обратные задачи, решаемые при электрошумовом мониторинге, в общем и целом, не удовлетворяют трём основным условиям корректности: однозначности, разрешимости и устойчивости. Как правило, область возможных решений обратных задач диагностики технических объектов сужают за счёт использования дополнительной информации. При электрошумовом мониторинге высоковольтного оборудования такой информацией являются сведения о его виде (трансформаторы, реакторы,

выключатели и т.п.), о марке аппарата, о продолжительности и режимах (в первую, очередь, аварийных) его эксплуатации, о погрешностях измерений. Привлечение дополнительной количественной и качественной (априорной) информации об ОМЗ переводит задачу в класс корректности по Тихонову. Далее используя регуляризирующие алгоритмы можно получить единственное решение. В работах [70, 72] изложены теоретические основы регуляризации решения обратных задач с использованием априорной информации. В работе [69] рассмотрены вопросы единственности решения обратных задач электродинамики.

Общий подход к формированию регуляризованных моделей МКИ, используемых при решении практических задач диагностики в условиях неопределённости с привлечением дополнительной количественной информации о погрешностях исходных данных представлен в работах [72-74]. Однако при проектировании мехатронных средств дистанционного мониторинга необходимо ограничить число параметров моделей, учитывая техническую целесообразность реализации в виде конкретных устройств, обеспечивающих необходимое быстродействие. Кроме того необходимо помнить, что погрешности исследуемых результатов измерений часто не известны. В таких случаях для формирования моделей МКИ эффективны итерационные (шаговые) процедуры многофакторного регрессионного анализа.

В настоящее время при обработке результатов диагностики высоковольтного оборудования методами многофакторного анализа находят применение детерминированные подходы. Например, на основе решения прямых (линейных) задач теории электромагнитного поля проводится диагностика трансформаторного оборудования по магнитным полям рассеяния, выявляющая межвитковые замыкания в обмотках и локальные ярко выраженные дефекты магнитопровода. Решение более сложных задач, позволяющих в условиях работающей подстанции создать картину распределения магнитных потоков по периметру корпуса высоковольтного

аппарата, и на этой основе оценить состояние магнитной системы аппарата и изоляции обмоток, требует применения статистической методологии многофакторного регрессионного анализа. В неразрушающем контроле это нашло отражение в широком использовании в отечественной и зарубежной практике аддитивных функционально-регрессионных моделей. При электрошумовом дистанционном мониторинге высоковольтного оборудования применение таких моделей предполагает использование многомерного сигнала первичного преобразователя ЧР. При этом реализуется естественный принцип подавления помех, обусловленных сложной электромагнитной обстановкой на работающей подстанции, путём алгебраического взвешивания и суммирования компонентов многомерного сигнала первичного преобразователя ЧР.

Обычно для повышения точности измерений электрошумовых сигналов применяют дифференциальный метод измерения со стандартным объектом. При этом возможно применение линейных (аддитивных) регрессионных моделей. В разрабатываемом мехатронном комплексе дополнительно может применяться набор квазилинейных дифференциальных моделей с множеством виртуальных стандартных образцов. Данное решение позволит расширить функциональные возможности МКДМ. Набор моделей должен соответствовать номенклатуре объектов мониторинга и охватывать исследуемую область значений контролируемых параметров представительной выборки. В этом случае, как показывает практика электрошумового мониторинга, можно отказаться от нелинейных регрессионных моделей в пользу дифференциальных. Далее целесообразно проводить мониторинг в два этапа. Первый этап подразумевает идентификацию объекта на основе решения обратной задачи, осуществляется «распознавание образа», т.е. предварительно выявляется принадлежность объекта к «классу близости» конкретного стандартного образца. На следующем этапе выполняются многопараметровые измерения, учитывающие параметры модели, соответствующей наиболее близкому

стандартному образцу.

Чтобы снизить влияния шумов и не равноточности измерений, обусловленных перемещением датчика (например, антенны) относительно объекта диагностики исходные данные при формировании регрессионных моделей подвергают взвешиванию, центрированию и нормированию. Взвешивание данных осуществляется в случае, когда погрешности измерений компонентов вектора неодинаковы по дисперсиям  $\sigma_i^2, i=\overline{1, M}$  [77]

$$A = \Sigma^{-1/2} A, \quad B' = \Sigma^{-1/2} B, \quad \Sigma = \text{diag}\{\sigma_{ii}^2\}. \quad (2.20)$$

Центрирование и нормирование выполняются на основе следующих выражений [78]:

$$\begin{aligned} a'_{ij} &= (a_{ij} - a_{jcp}) / [\sum_{i=1}^M (a_{ij} - a_{jcp})^2]^{1/2}; \quad a_{jcp} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M a_{ij}; \\ b'_{ij} &= (b_{ij} - b_{cp}) / [\sum_{i=1}^M (b_{ij} - b_{cp})^2]^{1/2}; \quad b_{jcp} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M b_{ij}. \end{aligned} \quad (2.21)$$

Для перехода от масштабированных к действительным параметрам модели используется следующее соотношение [78]

$$y_j = [\sum_{i=1}^M (b_i - b_{cp})^2 / \sum_{i=1}^M (a_{ij} - a_{jcp})^2]^{1/2} y_{mj}; \quad j = \overline{1, N}. \quad (2.22)$$

Постоянную составляющую смещения модели можно представить выражением

$$y_0 = \sum_{j=1}^N b_{jcp} - \sum_{j=1}^N a_{jcp} y_j. \quad (2.23)$$

$\hat{Y}$  - классическая регрессионная модель, для которой эффективной, несмещенной и состоятельной оценкой вектора параметров считается нормальное псевдо решение (2.24) несовместной системы, которая в приведенном случае центрирована и нормирована [76-79], получаемое из (2.25)

$$Ay \cong B \quad (2.24)$$

$$A^T A y = A^T B \quad (2.25)$$

При этом вводится ряд предположений и допущений:

1. Предполагается, что все элементы  $a_{ij} = \bar{a}_{ij}$ ,  $i = \overline{1, M}$ ,  $j = \overline{1, N}$  заданы точно и матрица измерений на представительной выборке  $A = \bar{A}$  – неслучайна. Это предположение, как показано в разделе 2.2, совершенно не соответствует реальностям электрошумового мониторинга. Поэтому в качестве  $a_{ij}$  целесообразно использовать не результат одного измерения, а результат усреднения.

2. Наименее коррелированные предикторные переменные  $a_j, a_k$  отбираются в соответствии с требованием их некоррелированности с самими сигналами. При этом симметричная информационная матрица Фишера  $A^T A$  (2.25) не должна быть вырожденной. Такого результата можно добиться, используя в модели ограниченное число переменных, исключив мультиколлинеарность (мультисопряжённость) предикторов [72]. Решение нормальной системы в этом случае можно записать в виде

$$\hat{Y} = (A^T A)^{-1} A^T B$$

Вектор  $\hat{Y}$  не зависит от характера распределения компонентов вектора погрешностей и представляет собой МНК-оценку неизвестного значения вектора параметров модели  $Y$ , который может быть представлен в виде

$$AY + \delta = B \quad (2.26)$$

Используя выражения (2.24) и (2.25) получим ковариационную матрицу оценок погрешностей параметров  $V(y) = (A A^T)^{(-1)} \sigma_e^2$ . Для предикторной модели магнитной локации предсказываемые значения контролируемого параметра (отклика) определяются из уравнения  $B = AY$ . Дисперсию предсказания для произвольного объекта из обучающей выборки ( $i = \overline{1, k}$ ) (генеральную совокупность объектов) с  $a_j$  – вектором ( $j = \overline{1, l}$ ) многомерного сигнала датчика ЧР можно определить следующим образом



$$S_{ei}^2 = [1 + \frac{1}{M} + a_j^T (A^T A)^{-1} a_j] S_e^2, . \quad (2.27)$$

В данном случае, первое слагаемое представляет собой оценку остаточной дисперсии  $\sigma_e^2$  регрессионной модели магнитной локации. Дисперсия оценки постоянной составляющей модели (2.23) характеризуется вторым слагаемым. Текущее значение дисперсии определяется третьим слагаемым. Оценку остаточной дисперсии  $\sigma_e^2$  при отсутствии систематической погрешности неадекватности модели можно определить, воспользовавшись выражением [80]

$$S_e^2 = \frac{\|b - Ax\|^2}{k - l}$$

Для построения регрессионных моделей электрошумового мониторинга целесообразно использовать измерительную информацию в виде обучающих массивов, отражающих наиболее вероятные соотношения параметров ЧР. Сформировать массивы можно с помощью активного эксперимента. При этом важно проводить анализ типичных объектов мониторинга, используя их однородную представительную выборку. Такой выборкой могут быть наиболее распространенные высоковольтные аппараты одной или нескольких крупных подстанций. В обучающих массивах экспериментальные данные представляются матрицей сигналов первичного преобразователя ЧР  $A$  размера  $M \times N$  и матрицей контролируемых параметров  $B$  размера  $M \times P$ , где  $M$  – количество объектов мониторинга;  $N$  – размерность многомерного сигнала датчика;  $P$  – количество параметров, по которым осуществляется мониторинг. Вопросы формирования обучающих массивов измерительной информации, необходимых для построения регрессионных моделей электрошумового мониторинга на основе проведения активных экспериментов, рассмотрены в четвёртой главе.

## 2.4. Выводы

1. Анализ результатов теоретических и экспериментальных исследований частичных разрядов свидетельствует о наличии тесной взаимосвязи параметров ЧР с эксплуатационными характеристиками изоляции высоковольтных аппаратов.

2. Процесс возникновения ЧР следует рассматривать как случайный периодически нестационарный импульсный процесс, а методы мониторинга высоковольтного оборудования по параметрам ЧР можно классифицировать как **электрошумовые**.

3. По информационно-алгоритмическому содержанию задачи электрошумового мониторинга относятся к классу **обратных измерительных задач**.

4. На основе экспериментальных результатов предложена математическая модель спектрального распределения ЧР-шумов, учитывающая особенности электрошумовых процессов в изоляции высоковольтного оборудования и предназначенная для его мониторинга.

### **ГЛАВА 3. ПРИНЦИПЫ ИНТЕГРАЦИИ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ И МАНИПУЛЯЦИОННО-ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ МЕХАТРОННОГО КОМПЛЕКСА**

#### **3.1. Состав, функциональные и информационные взаимосвязи компонентов мехатронного комплекса**

Мехатронный комплекс дистанционного мониторинга (МКДМ) высоковольтного оборудования представляет собой мобильную автономную систему, объединяющую на общей интеграционной платформе мехатронные модули первичного и вторичного преобразования электрошумовых сигналов с манипуляционно-исполнительными мехатронными модулями. В данном случае термин «интеграционной платформой» объединяет в себе общие принципы функционирования модулей, на базе которых они объединяются в мехатронный комплекс. В качестве интеграционной платформы МКДМ высоковольтного оборудования целесообразно выбрать «принцип управления модулями на основе учёта текущих результатов диагностики», предложенный в работе [81]. Применительно к МКДМ высоковольтного оборудования этот принцип может быть использован при формировании законов изменения напряжённости электрического поля объекта мониторинга, алгоритмов обработки диагностических сигналов, траекторий перемещения компонентов комплекса и изменения параметров движения во времени. Возможность встраивания МКДМ в системы более высокого уровня должна обеспечиваться аппаратными и программными средствами комплекса.

Состав, функциональные и информационные взаимосвязи компонентов МКДМ высоковольтного оборудования определяются характером решаемых задач и особенностями объектов мониторинга. Однако, по нашему мнению, для различных типов МКДМ можно сформулировать следующие общие принципы. В первую очередь необходимо объединять в единые модули устройства родственного функционального назначения. Во вторых элементы интеллектуального управления должны быть реализованы на уровне модулей

для изменения алгоритмов их работы без обращения к системе управления МКДМ. В третьих важно минимизировать многоступенчатое преобразование энергии и информации при объединении модулей в комплекс.

На рис. 3.1 представлена обобщённая схема МКДМ высоковольтного оборудования, состоящая из системы управления и наиболее важных компонентов: модуля моделирования и обучения, модуля вторичного преобразования информации, сенсорного модуля, манипуляционно-исполнительного модуля и др.

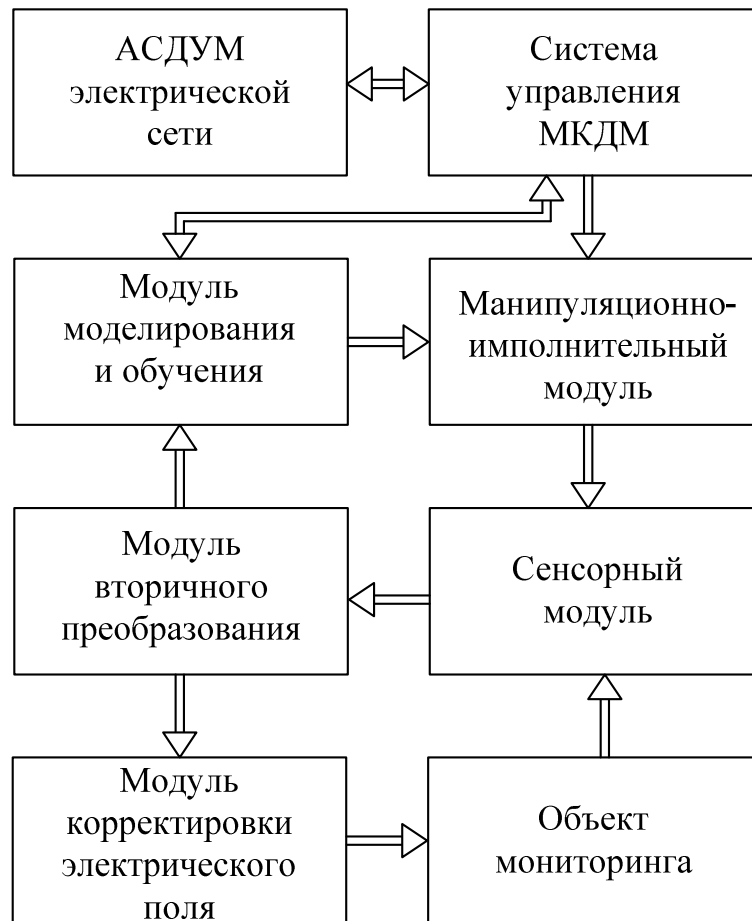


Рис. 3.1. Обобщённая схема МКДМ высоковольтного оборудования

Система управления выполняет следующие функции:

- принятие решений о способах и режимах мониторинга;
- выбор математической модели мониторинга;

- выбор алгоритмов обеспечения необходимой достоверности мониторинга;
- задание траектории перемещения датчиков;
- выбор режима изменения напряжённости электрического поля;
- выбор алгоритма измерений и обработки их результатов;
- анализ результатов мониторинга.

МКДМ может работать как автономно, так и в составе **автоматизированной системы диспетчерского управления и мониторинга (АСДУМ) электрической сети**. Эта система является централизованной территориально распределенной многоуровневой информационно-измерительной системой реального времени, предназначенной для контроля, управления технологическими процессами и мониторинга состояния оборудования электрических сетей.

Модули МКДМ должны обеспечивать наличие следующих интеллектуальных функций:

- управление процессом обработки результатов измерений на основе выбранной математической модели;
- адаптация сенсорных модулей к условиям мониторинга;
- корректировка траекторий и параметров движения датчиков;
- корректировка режимов и алгоритмов, задаваемых системой управления на основе текущих результатов мониторинга (изменение компьютерной модели мониторинга и обучающих массивов данных);
- корректировка режима изменения напряжённости электрического поля объекта мониторинга и алгоритмов измерения электрошумовых параметров объекта мониторинга.

На рис. 3.2 представлены структура и взаимосвязи функций модулей МКДМ, а также способы их реализации (аппаратный или программный).

Аппаратное и программное обеспечение корректировки режимов изменения напряжённости электрического поля (блок 1) хорошо разработано применительно к области электрических измерений.



Рис. 3.2. Структура и взаимосвязи функций модулей мехатронного комплекса

Современные измерительно-вычислительные комплексы (ИВК) неразрушающего контроля диэлектриков реализуют как квазистатические, так и динамические режимы поляризации. Аппаратная часть этих комплексов включает в себя испытательную систему и источник питания, формирующие электрические сигналы, частота, мощность и закон изменения которых обеспечивают поляризацию контролируемого объекта в определённом режиме. Связь источника питания с вычислительными компонентами осуществляется через средства ввода-вывода цифровых сигналов, которые управляют параметрами вырабатываемого сигнала, выполняя его настройку по частоте, амплитуде и закону изменения во времени. Полученный сигнал используется для внешнего воздействия на объект мониторинга. Таким образом, обеспечивается обмен цифровыми сигналами между объектом контроля и ИВК. В соответствии с выбранной интеграционной платформой в разрабатываемом МКДМ применяется корректировка режимов изменения электрического поля с учётом разрядной активности в изоляции объекта мониторинга [84-86].

Аппаратная часть функционального блока 2 (рис.3.2) состоит из электронных узлов, преобразующих сигналы ЧР в форму, пригодную для обработки компьютером. Что касается программного обеспечения блока корректировки процесса измерения параметров сигналов ЧР, оно выполнено в виде драйвера, осуществляющего съём измеренных значений и передачу их в область основной программы. Для того, что бы обеспечить достоверность контроля по мгновенным значениям выходных сигналов датчиков применяются адаптивные алгоритмы стробирования этих сигналов [87]. Такие алгоритмы широко применяются для линейной трансформации спектра сигналов [88]. Однако специфика МКДМ, в частности влияние случайной компоненты сигнала датчиков, требует проведения дополнительных исследований и разработки специализированных методов преобразования названных сигналов. На наш взгляд, целесообразно совместное применение специализированных алгоритмов статистической

обработки на основе учёта текущих результатов мониторинга и методов стробирования. Применительно к функциональному блоку 2, так же следует уделить внимание вопросам обеспечения достоверности контроля в условиях внешних и внутренних возмущений.

Цикл операций, осуществляемый МКДМ, должен включать в себя перемещение и ориентировку первичных преобразователей сенсорного модуля на источники сигналов ЧР. Эта функция реализуется с помощью блока 3. Информационно она обеспечивается наличием датчиков обратных связей автоматизированных электроприводов МКДМ и датчиков внешней информации, включая первичные преобразователи ЧР сенсорного модуля. В современных автоматизированных средствах диагностики высоковольтного оборудования используются в основном цикловые и позиционные системы управления движением. Очевидно, что для разрабатываемого МКДМ необходимо использование более сложных систем, способных формировать сложные траектории перемещения и осуществлять корректировку параметров движения элементов в соответствии с текущими результатами мониторинга и особенностями диагностируемых объектов. В данном случае целесообразна реализация контурных и адаптивных систем управления движением [19,20].

Метрологическое обслуживание и выполнение процедур самодиагностики МКДМ осуществляется функциональным блоком 4 (рис. 3.2). Аппаратное обеспечение блока включает в себя дополнительные средства измерения, позволяющие провести требуемое метрологическое обслуживание и самодиагностику. Особенности процесса калибровки средств измерения ЧР рассмотрены в целом ряде работ [39-41]. Для программной реализации используется специализированная программа, производящая в определённом режиме измерения и анализирующая их результаты.

Функциональные блоки 5,6 и 7 (рис. 3.2) реализуются на программном уровне. Математические модели многопараметрового неразрушающего



контроля формируются с помощью метода, основой которого является процедура множественного линейного регрессионного анализа [89, 90]. Далее на основе анализа адекватности линейных регрессионных моделей из имеющегося в памяти набора выполняется корректировка модели (блок 5). Исходной при анализе адекватности является математическая модель линейной регрессии следующего вида

$$y_i = b_0 + \sum_{j=1}^m a_{ij} x_j, \quad (3.1)$$

где  $b_0, a_{ij}$  – параметры математической модели;  $y_i$  –  $i$ -й эксплуатационный параметр (ЭП), по которому проводится мониторинг;  $x_j$  –  $j$ -й измеряемый параметр (ИП) частичных разрядов.

Параметры математической модели определяются с помощью метода наименьших квадратов. Однако, известно, что при мультиколлинеарности и наличии погрешностей экспериментальных данных применение этого метода приводит к возможности получения результатов контроля, не имеющих практического смысла [89].

Мультиколлинеарность характерна для совокупности измеряемых и эксплуатационных параметров ЧР при мониторинге высоковольтного оборудования. Как отмечалось в гл. 2, химические, физические и структурные изменения в изоляции высоковольтных аппаратов, происходящие под действием сильного электрического поля, имеют тесную связь между собой, которая обуславливается физической природой процессов поляризации. Невозможно исключить погрешности измерений как параметров ЧР, так и эксплуатационных параметров, являющихся контролируемыми, но подлежащих измерению для формирования обучающей выборки с последующим определением параметров модели. Поэтому использование модели (3.1) возможно далеко не всегда. В настоящее время для формирования математических моделей многопараметрового неразрушающего контроля широко используется

подход, предложенный в работе [91]. Его применение для электрошумового мониторинга высоковольтных аппаратов предполагает включение в число моделей МКДМ следующей математической модели

$$CY = DX \quad (3.2)$$

где  $C$  и  $D$  - матрицы коэффициентов (параметров модели);  $Y$  -  $n$ -мерный вектор ЭП;  $X$  -  $m$ -мерный вектор ИП.

В отличие от модели (3.1), в основе которой лежит предположение о наличии причинно-следственной зависимости измеряемых параметров ЧР от эксплуатационных, последняя модель предполагает причинно-следственное равноправие ЭП и ИП. Следовательно, модель (3.2) точнее отражает физические процессы формирования эксплуатационных параметров высоковольтных аппаратов и измеряемых параметров ЧР, которые порождаются общей группой причинных факторов (исходным свойствами изоляции, режимами эксплуатации высоковольтного аппарата, аварийными режимами и т.п.). Модель (3.2) линейна по параметрам, при этом может являться как линейной, так и нелинейной по переменным. В работе [91] показано, что для вычисления параметров таких моделей целесообразно использовать метод главных компонент (МГК). При использовании этого метода, из набора исходных переменных  $(x_j, y_i)$  выделяются главные компоненты (ГК), а именно ортогональные величины. В отличие от метода наименьших квадратов этот метод позволяет включать в модель лишь наиболее значимые ГК векторов измеряемых и эксплуатационных параметров. Незначимые ГК для дальнейшего анализа не используются, считаясь шумовой составляющей исходной выборки. Критерием значимости ГК является её вклад в суммарную дисперсию исходных переменных. Модель (3.2) при использовании МГК можно записать в виде

$$Y = HX (L_x)^{(-1)} L_y, \quad (3.3)$$

где  $H$ ,  $L_x$  и  $L_y$  – соответственно, матрицы коэффициентов регрессии между главными компонентами и главных нагрузок  $X$  и  $Y$ .

В результате применения МГК исходные значения эксплуатационных параметров заменяются новыми, не содержащими незначимые ГК, а модель отражает лишь наиболее существенные и устойчивые свойства изучаемых взаимосвязей. Рассмотренный алгоритм может служить основой формирования моделей для мехатронных комплексов электрошумового мониторинга высоковольтного оборудования. В этом случае корректировка модели мониторинга может быть проведена по результатам стандартной процедуры проверки адекватности модели, путем вычисления  $F$ -статистики (отношение дисперсии, обусловленной регрессией, к остаточной дисперсии) и её сравнения с табличным  $F$ -распределением. Данная процедура позволит лишь выявить модель, которая наиболее адекватна тем данным, на основе которых она сформирована.

По мгновенным значениям сигналов, получаемых с датчиков ЧР вычисляются значения ИП с помощью блока управления обработкой результатов мониторинга (блок 6 рис. 3.2). На основе теоретических исследований и в зависимости от метода измерения, конструкции датчика ЧР и геометрии контролируемого объекта определяются необходимые формулы. При этом целесообразно использование программных систем инженерных и научных вычислений, таких как MATLAB.

Функциональный блок 7 (рис.3.2) необходим для адаптации сенсорных модулей к особенностям объекта мониторинга. Эта функция необходима в первую очередь при проведении мониторинга с целью решения прикладных технологических задач, таких как, например, вывод оборудования в ремонт, корректировка режимов работы и т.п. При этом необходимо правильно интерпретировать результаты диагностики, подвергая их дополнительной обработке. Усложнение математической модели мониторинга может быть вызвано расширением номенклатуры диагностируемых высоковольтных аппаратов, увеличением числа одновременно контролируемых параметров и повышением производительности средств мониторинга. В связи с чем, возникает необходимость корректировки параметров модели или даже

замены модели. Это становится возможным при наличии обратной связи между блоками 7 и 5 (рис. 3.2).

### **3.2. Управление движением манипуляционно-исполнительных компонент мехатронного комплекса**

Рассмотрим особенности реализации принципа, выбранного в качестве интеграционной платформы мехатронного комплекса (раздел 3.1), на примере управления движением датчиков ЧР [92]. В сенсорном модуле МКДМ «ЭЛЕКТРО» для дистанционной регистрации акустических сигналов ЧР применены портативные ультразвуковые приборы марки «UltraTest» (ООО «ДИМУС») [31, 32, раздел 1.3], а в качестве датчиков электромагнитного излучения, вызванного ЧР, используются направленные СВЧ антенны типа «АШП-1». Такие антенны хорошо подходят для электрошумовой диагностики высоковольтного оборудования. Спроектированы они для измерения шумов с диапазоном частот от 5 МГц до 3 ГГц, имеют массу 0,5 кг, наружное исполнение, диапазон рабочих температур от  $-40^{\circ}$  до  $+40^{\circ}\text{C}$ . Сенсорный модуль МКДМ «Электро» размещается на платформе, в электроприводах которой применены высокомоментные бесколлекторные двигатели постоянного тока с полым ротором. В качестве преобразователей движения применены планетарные редукторы и ШВП «HIWIN» с вращающимся винтом.

Анализ особенностей различных систем программного управления движением, представленный в гл. 1 позволяет сделать вывод о том, что для перемещения сенсорного модуля мехатронного комплекса дистанционного мониторинга наиболее пригодны системы, реализующие контурное управление. С их помощью возможно решение сложных задач формообразования и воспроизведение любых заранее заданных траекторий перемещения датчиков ЧР. Однако этого недостаточно для реализации принципа управления движением в соответствии с текущими результатами мониторинга, выбранного в качестве интеграционной платформы МКДМ.

Действительно, при использовании систем контурного управления траектории движения должны быть заданы заранее. К примеру при смене объекта мониторинга на этапе переобучения. Это исключает возможность непрерывного мониторинга разнотипного трансформаторного оборудования крупных электрических подстанций магистральных электрических сетей. Необходимо разработать алгоритмы управления движением с элементами адаптации к текущим результатам мониторинга, например, к интенсивности электрошумовых процессов в изоляции аппаратов различных конструкций. Для решения этой задачи целесообразно использовать результаты работы [93], в которой были проанализированы возможности создания алгоритмов управления движением средств электромагнитной локации на основе наиболее распространённых методов интерполяции траекторных перемещений. По предложенной методике с использованием программных моделей анализировались алгоритмы интерполяции ЦДА, CORDIC и на основе методов оценочной функции и параметрического уравнения траектории. Анализ результатов этих исследований приводит к выводу о том, что для повышения достоверности диагностики путём изменения параметров движения датчиков ЧР в соответствии с текущими результатами мониторинга целесообразно применение модернизированного метода оценочной функции.

Поясним его суть на примере приводов механизма с параллельной кинематикой, используемого для позиционирования платформы с датчиками ЧР. Пусть рассматриваемые приводы осуществляют перемещение датчиков в плоскости  $XU$ . Для дальнейшего анализа будем считать, что вектор  $V(v_x, v_y)$  является для системы перемещения управляющим (входным), а вектор положения контрольной точки датчика – выходным. В этом случае в качестве математической модели перемещения будем использовать уравнения, связывающие координаты контрольной точки датчика и проекции её скорости на оси  $X$  и  $Y$ :  $\frac{dx}{dt} = v_x$  и  $\frac{dy}{dt} = v_y$ . Допустим, что идеальной

траекторией, по которой должно выполняться перемещение, является кривая  $S$ , а  $V(v_x, v_y)$  имеет точки разрыва первого рода при равенстве нулю функции

$$F(x, y) = S(x, y) \left( \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial S}{\partial y} \right). \text{ Эта функция имеет положительные значения под}$$

траекторией  $S$ , и отрицательные – над этой траекторией. Пусть  $F$  будет функцией переключения в том смысле, что в области её отрицательных значений (над траекторией) перемещение контрольной точки возможно только параллельно оси  $X$ , а в области положительных (под траекторией) – только параллельно оси  $Y$ .

Таким образом, контрольная точка, начав своё движение над кривой  $S$  в начальный момент времени  $t_0$ , будет перемещаться в направлении к  $S$  только в том случае, если  $S \left( \frac{dS}{dt} \right) < 0$ . Учитывая, что

$$\frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial t} = \frac{\partial x}{\partial t},$$

это соотношение можно записать следующим образом:  $S v_x \frac{\partial S}{\partial x} < 0$ . Если точка начинает движение под траекторией, то она будет двигаться к  $S$  только при выполнении условия  $S v_y \frac{\partial S}{\partial y} < 0$ .

Если выполнены все вышеназванные условия, движение точки из любого начального положения на плоскости  $XY$  будет осуществляется по траектории, втыкающейся в кривую  $S$ . Далее в случае смещения точки с кривой  $S$  будет возникать движение, возвращающее точку на эту кривую. Следовательно, после попадания контролируемой точки на идеальную траекторию, её движение будет возможно только вдоль неё. При этом точка будет перемещаться в режиме идеального скольжения, т.е. совершать колебания с амплитудой, стремящейся к нулю, и частотой, стремящейся к бесконечности. В реальном случае из-за ряда причин, таких как инерционности, запаздывания и т.п., колебания, совершаемые точкой при

движении вдоль  $S$  будут иметь конечные значениями амплитуды и частоты [94].

Математическую модель управления  $V(v_x, v_y)$  обеспечивающего контрольной точке (начиная с некоторого момента  $t_1 \geq t_0$ ) перемещение в скользящем режиме вдоль траектории  $S$ , можно представить в следующем виде

$$v_x = \begin{cases} -|v_x(t_0)| \operatorname{sign}\left(\frac{dS}{dy}\right), & \text{если } S \frac{dS}{dx} \frac{dS}{dy} > 0 \\ 0, & \text{если } S \frac{dS}{dx} \frac{dS}{dy} < 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

$$v_y = \begin{cases} +|v_y(t_0)| \operatorname{sign}\left(\frac{dS}{dx}\right), & \text{если } S \frac{dS}{dx} \frac{dS}{dy} < 0 \\ 0, & \text{если } S \frac{dS}{dx} \frac{dS}{dy} > 0 \end{cases}$$

В работе [95] с целью корректировки траекторий перемещения локационных датчиков в процессе диагностики предложено использование метода оценочной функции совместно с методом вибрационной линеаризации. Поясним суть предложения на примере рассмотрения интерполятора, основными узлами которого являются вычислительное устройство, логическое переключающее устройство (ЛПУ) и интеграторы в каналах  $X$  и  $Y$ . Для реализации метода вибрационной линеаризации на вход логического переключающего устройства, реализующего (3.4), подают пилообразное воздействие  $f(t)$  с частотой значительно более высокой, чем частота основной гармоники  $S(t)$ . При этом на выходе ЛПУ по-прежнему будет действовать последовательность импульсов, но с частотой внешнего периодического воздействия. Рассмотренный режим воспроизведения траектории  $S$  называется вынужденным скольжением.

Для адаптации траектории перемещения датчика (направленной широкополосной антенны) в соответствии с текущими результатам

диагностики предлагается корректировать режим работы ЛПУ воздействием, которое является результатом интегрирования сигнала, несущего информацию об интенсивности электрошумовых процессов в изоляции диагностируемого высоковольтного оборудования [95]. При технической реализации способа интегрируется выходное напряжение вторичного преобразователя ЧР. Форма этого сигнала близка к прямоугольной, а амплитуда пропорциональна текущим значениям интенсивности ЧР в изоляции объекта мониторинга.

Структурная схема адаптивного интерполятора, реализующего предложенный способ управления при  $v_x(t_0) = v_y(t_0) = v_0 = const$ , представлена на рис. 3.3.

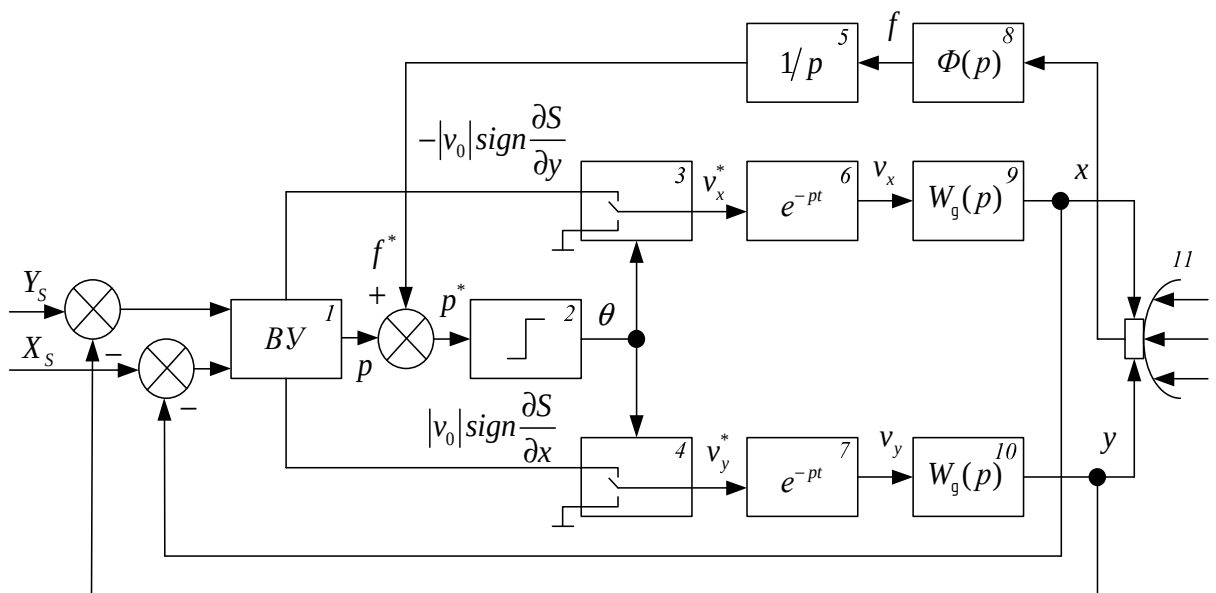


Рис. 3.3. Структурная схема адаптивного интерполятора

В состав интерполятора входят: вычислительное устройство (1); логическое переключающее устройство (ЛПУ), реализуемое на одном релейном элементе (2) и двух переключающих элементах (3, 4); интегратор (5); звенья чистого запаздывания (6, 7); вторичный преобразователь ЧР (8), а также электроприводы (9, 10) и направленная антенна (11), выполняющая роль первичного преобразователя ЧР.



На рис. 3.4 представлены осциллограммы входного  $u(t)$  и выходного сигналов  $f(t)$  вторичного преобразователя, а также сигнала, корректирующего работу ЛПУ (выходного сигнала интегратора)  $f^*(t)$ , для двух различных значений интенсивности ЧР в диагностируемом аппарате.

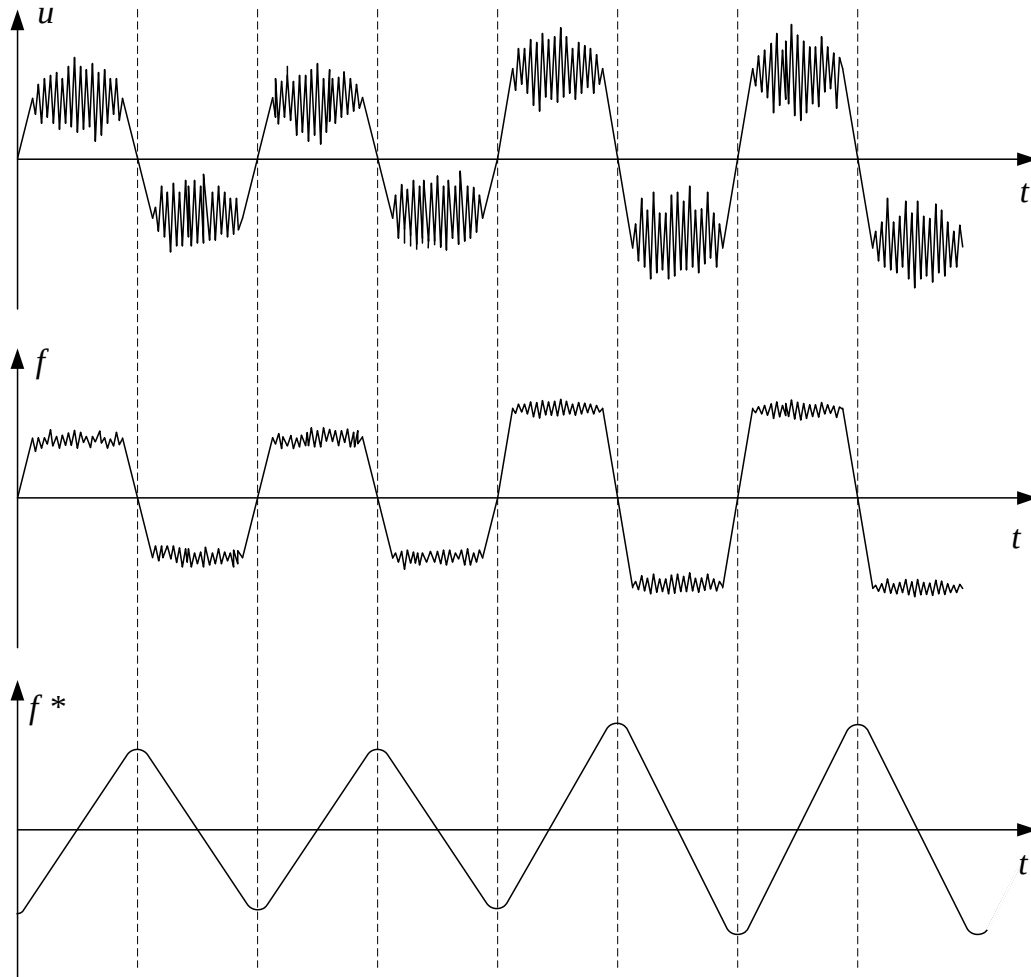


Рис. 3.4. Осциллограммы зашумлённого сигнала на входе вторичного преобразователя  $u(t)$ ; сигнала на выходе вторичного преобразователя  $f(t)$  и сигнала на выходе интегратора  $f^*(t)$ .

Для определения условий реализации режима перемещения элемента антенны с адаптацией к текущим результатам мониторинга воспользуемся методикой, предложенной в работе [97].

В соответствии с рис. 3.3 на вход ЛПУ подаётся сигнал

$$p^*(t) = p(t) + f^*(t), \text{ где } p(t) = S \operatorname{sign} \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial S}{\partial y}$$

В этом случае адаптивный интерполятор описывается следующей системой уравнений:

$$v_x(t) = v_x^*(t - \tau) \quad v_y(t) = v_y^*(t - \tau)$$

$$v_x^* = F_x(\theta) = \begin{cases} -v_0 \operatorname{sign}\left(\frac{dS}{dy}\right), & \text{если } \theta = 1 \\ 0, & \text{если } \theta = -1 \end{cases}$$

$$v_y^* = F_y(\theta) = \begin{cases} -v_0 \operatorname{sign}\left(\frac{dS}{dx}\right), & \text{если } \theta = -1 \\ 0, & \text{если } \theta = 1 \end{cases}$$

$$\theta = F(p^*) = \begin{cases} 1, & \text{если } p > 0 \\ -1, & \text{если } p < 0 \end{cases} \quad p = S \operatorname{sign} \frac{dS}{dx} \frac{dS}{dy}$$

На рис. 3.5 представлены осциллограммы входных сигналов сумматора  $p(t)$  и  $f^*(t)$ , его выходного сигнала  $p^*(t)$ , а также сигналов на выходе ЛПУ  $v_x^*$  и  $v_y^*$ .

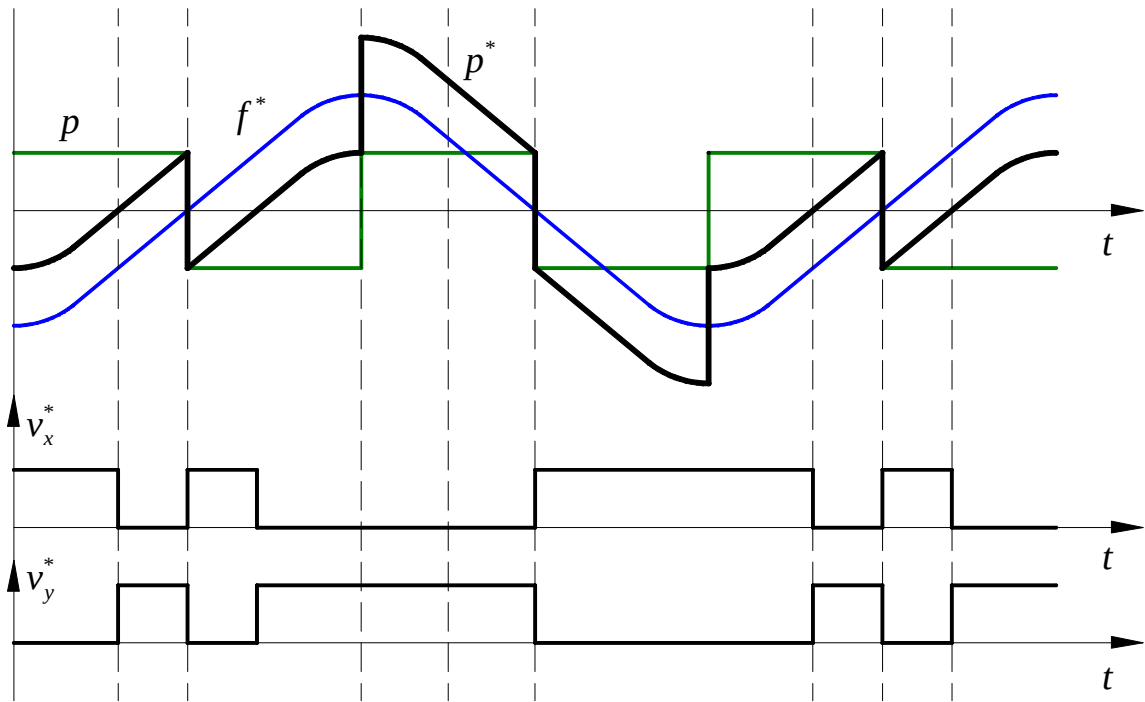


Рис. 3.5. Осциллограммы входных сигналов сумматора  $p(t)$  и  $f^*(t)$ , его выходного сигнала  $p^*(t)$  и сигналов на выходе ЛПУ  $v_x^*$  и  $v_y^*$

Осциллограммы иллюстрируют главную особенность предлагаемого алгоритма управления перемещением антенны МКДМ: зависимость временных параметров (моментов формирования и длительности) импульсных сигналов переключающих элементов  $v_x^*$  и  $v_y^*$  от воздействия  $f^*(t)$ . Эта особенность и обеспечивает корректировку траектории перемещения антенны в соответствии с интенсивностью ЧР в диагностируемом высоковольтном аппарате. Действительно, последовательности импульсов переключающих элементов 3 и 4 (рис. 3.3) являются, по существу, управляющими для электроприводов вертикального и горизонтального перемещения антенны, а амплитуда пилообразного сигнала  $f^*(t)$  определяется интенсивностью ЧР (рис 3.4).

При анализе параметров движения влиянием переменных составляющих сигналов  $v_x^*$  и  $v_y^*$  можно пренебречь, т.к. значения их частот лежат вне полосы пропускания исполнительных органов мехатронного комплекса. С учётом этого интерполятор представляет собой замкнутую систему для текущих средних значений названных сигналов и разомкнутую для их высокочастотных составляющих. Для реальных значений контурной скорости перемещения элементов антенны текущие средние значения кинематических переменных  $v_x^*$  и  $v_y^*$  можно рассматривать как медленно изменяющиеся функции.

Рассмотренный метод адаптации параметров движения антенны реализован системой управления МКДМ «ЭЛЕКТРО» на базе микроконтроллеров *SC 1801* и бесколлекторных электродвигателей с полым ротором компании *Faulhaber*. В качестве преобразователей движения применены планетарные редукторы и ШВП «*HIWIN*» с вращающимся винтом. Горизонтальное и вертикальное перемещения антенны осуществляются в диапазонах  $3 \cdot 10^3$  мм и  $5 \cdot 10^3$  мм, соответственно, по шариковым рельсовым направляющим. При проверке точности позиционирования для 15 положений антенны с использованием лазерного

интерферометра *XL-80* (Великобритания) получены следующие результаты: точность двухстороннего позиционирования - 640 мкм; повторяемость двухстороннего позиционирования - 410 мкм; средняя зона нечувствительности – 32 мкм. Анализ показал, что достигнутая точность позиционирования обеспечивает возможность мониторинга при нахождении антенны на расстоянии до 50 м от диагностируемого аппарата. В этой зоне напряжённости электрического и магнитного полей, даже на ОРУ-750 кВ, не превышают значений 1 кВ/м и 8 А/м, соответственно, т.е. безопасны для оператора.

### **3.3. Анализ динамических погрешностей сенсорного модуля для дистанционного мониторинга высоковольтного оборудования**

Появление частичных разрядов в изоляции под действием электрического поля связано, в первую очередь, с увеличением неоднородности диэлектрика. В разделе 2.1 показано, что различия в диэлектрических свойствах приводят к образованию локальных областей с повышенной напряжённостью электрического поля. Если напряжённость в них достигает напряжённости пробоя диэлектрика, то возникает частичный разряд. Проанализируем процессы, сопровождающие ЧР в наиболее распространённых неоднородностях. Например, локальные неоднородности, имеющие форму цилиндра, который сильно сплюснен по направлению действия электрического поля. При этом расстояние между соседними неоднородностями значительно больше их размеров. Напряжённость электрического поля в центре такого включения примерно в четыре раза выше, чем в окружающем его диэлектрике [63].

В работах [45, 98, 99] показано, что смещение границы локальной неоднородности диэлектрика при ЧР определяется уравнением

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + \beta \frac{dx}{dt} + \gamma x = P_m E(t). \quad (3.6)$$

где  $m$  – удельная эффективная масса движущейся границы

неоднородности;  $\beta$  - коэффициент сопротивления границы;  $\gamma$  – постоянная, характеризующая квазиупругую составляющую границы;  $P_m$  – поляризованность насыщения диэлектрика.

При наличии избыточного давления  $\sigma(t)$  уравнение 3.6 примет вид

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + \beta \frac{dx}{dt} + \gamma x = P_m E(t) + \lambda \sigma(t). \quad (3.7)$$

где  $\lambda$  - константа электрострикции.

В случае квазистатического режима изменения напряжённости электрического поля  $E(t) = e_0 t$  и постоянстве во времени давления в диагностируемом объеме диэлектрика  $\sigma = \text{const}$  можно записать

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + \beta \frac{dx}{dt} + \gamma x = P_m e_0 t + \lambda \sigma.$$

где  $e_0 = \frac{E_{\max}}{T}$  - средняя скорость изменения электрического поля за период  $T$ , амплитуда которой -  $E_{\max}$ .

Последнее выражение можно преобразовать к виду:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + \beta \frac{dx}{dt} + \gamma x = At + D, \quad (3.8)$$

где  $A = P_m e_0$ ,  $D = \lambda \sigma$ .

Запишем (3.8) следующим образом

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + h \frac{dx}{dt} + \omega_0^2 x = \mu t + \rho, \quad (3.9)$$

где  $h = 2\beta_1 \omega_0$ ;  $\beta_1 = \frac{\beta}{2\sqrt{\gamma m}}$ ;  $\omega_0^2 = \frac{\gamma}{m}$ ;  $\mu = \frac{A}{m}$ ;  $\rho = \frac{D}{m}$ .

Решение этого уравнения по методу Лагранжа:

$$x = X + \bar{x},$$

где  $X$  - общее решение однородного уравнения,  $\bar{x}$  - частное решение неоднородного уравнения.

Общим решением однородного уравнения  $\frac{d^2 x}{dt^2} + h \frac{dx}{dt} + \omega_0^2 x = 0$  будет

сумма экспонент. Ему соответствует характеристическое уравнение  $p^2 + hp + \omega_0^2 = 0$ , корни которого после преобразования определяются формулами

$$p_1 = -\beta_1 \omega_0 + \omega_0 \sqrt{\beta_1^2 - 1}; \quad p_2 = -\beta_1 \omega_0 - \omega_0 \sqrt{\beta_1^2 - 1}.$$

При анализе результатов электрошумовой диагностики в большинстве работ принимается допущение, что процесс движения границы является аperiодическим, т.е. выполняется соотношения  $\beta_1 > 1$ . Однако многочисленными экспериментами установлено, что при критическом состоянии изоляции определенная часть границы переходит из одного устойчивого состояния в другое по затухающему колебательному закону [99]. Что существенно влияет на достоверность электрошумовой интродиагностики, т.к. появление колебательной составляющей является диагностическим признаком критического состояния изоляции. В этом случае необходимо тщательное обследование очага ЧР, например, путём изменения траектории перемещения и скорости перемещения первичного преобразователя. Таким образом, устройства присоединения (УП) сенсорного модуля должны быть спроектированы таким образом, чтобы присущие им динамические искажения микроструктуры сигнала не вызвали потери информации о колебательном движении границ. В связи с этим при решении уравнения (3.9) рассмотрим и случай  $\beta_1 < 1$ , при этом корни характеристического уравнения:

$$p_1 = -\beta_1 \omega_0 + j \omega_0 \sqrt{1 - \beta_1^2}; \quad p_2 = -\beta_1 \omega_0 - j \omega_0 \sqrt{1 - \beta_1^2}.$$

Решение неоднородного уравнения получаем в виде

$$x(t) = C_1 e^{p_1 t} + C_2 e^{p_2 t} + A_1(t) + B_1(t) \quad (3.10)$$

где  $C_1$  и  $C_2$  - константы, а  $A_1(t)$ ,  $B_1(t)$  определяются соотношениями

$$A_1(t) = \frac{\mu(tp_1 + 1) + \rho p_1}{(p_2 - p_1)p_1^2}; \quad B_1(t) = \frac{\mu(tp_2 + 1) + \rho p_2}{(p_1 - p_2)p_2^2}.$$

При смещении границы в локальной области объемом  $V(t) = S \cdot x(t)$  поляризованность диэлектрика изменяется по закону

$$p(t) = 2P_m S x(t), \quad (3.11)$$

где  $S$  - площадь движущейся границы.

Подставляя (3.10) в (3.11), получим

$$p(t) = 2P_m S [C_1 e^{p_1 t} + C_2 e^{p_2 t} + A_1(t) + B_1(t)]$$

Осуществляя ряд преобразований для перехода в область действительных чисел, запишем  $x(t)$  в следующем виде

$$x(t) = Z_0 e^{-\lambda t} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) - R_0 e^{-\lambda_1 t} \sin(\omega_1 + \varphi_2) + N(t), \quad (3.12)$$

где  $Z_0$ ,  $\lambda$ ,  $\lambda_1$ ,  $\varphi_1$ ,  $\omega_1$ ,  $R_0$ ,  $\varphi_2$ ,  $N(t)$  - легко находятся из исходных уравнений.

Подставив (3.12) в (3.11), получим

$$p(t) = 2P_m S [Z_0 e^{-\lambda t} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) - R_0 e^{-\lambda_1 t} \sin(\omega_1 + \varphi_2) + N(t)].$$

С учётом этого закон изменения напряженности электрического поля во времени описывается следующей формулой

$$E(t) = E_0 [1 - Z_0 e^{-\lambda t} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + R_0 e^{-\lambda_1 t} \sin(\omega_1 + \varphi_2) - N(t)], \quad (3.13)$$

где  $E_0$  – значение изменения напряженности поля диэлектрика при полном изменении поляризованности  $p(t)$ .

Расчёт импульса напряжения, наводимого в цепи устройства присоединения при возникновении частичного разряда, проведём воспользовавшись принципом взаимности. Для этого определим распределение поля внутри неоднородности  $E(r, t)$ . В качестве модели неоднородности используем цилиндр с радиусом  $r$ , вдоль оси которого направлено внешнее поле, изменяющееся по закону (3.13). Для этой модели справедливо известное соотношение [86]

$$\frac{\partial^2 E(r, t)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E(r, t)}{\partial r} = a^2 \frac{\partial E(r, t)}{\partial t}, \quad (3.14)$$

где  $a$  – константа, определяющая электромагнитные свойства среды.

На основе принципа взаимности, учитывая граничные и начальные условия, получим математическое выражение для входного напряжения УП.

Преобразуя его, получим следующее выражение

$$u_{\text{вх}}(t) = U_{1m} e^{-\lambda t} - U_{2m} e^{-\lambda_1 t} + U_{3m} e^{-\lambda_1 t} \sin(\omega_1 t + v), \quad (3.15)$$

где  $v$  – начальная фаза.

Таким образом, импульс, наведённый ЧР в цепи УП, содержит две экспоненциальные составляющие и затухающую по экспоненте синусоиду. Наличие в формуле (3.15) третьей составляющей предъявляет особые требования к построению УП и требует рассмотрения вопроса о возможных искажениях сигнала.

Для анализа искажений импульсного сигнала, обусловленного ЧР в объекте диагностики, воспользуемся наиболее общей передаточной функцией устройства присоединения

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{1}{LC(p^2 + p \frac{RR_{\text{вх}}C + L}{R_{\text{вх}}CL} + \frac{R + R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}CL})}, \quad (3.16)$$

где  $U_{\text{вх}}(p)$ ,  $U_{\text{вых}}(p)$  – изображения входного и выходного напряжений УП;  $R$ ,  $L$ ,  $C$  – соответственно, активное сопротивление, индуктивность и ёмкость УП;  $R_{\text{вх}}$  – входное сопротивление измерительного усилителя.

Введем следующие обозначения:  $K=1/LC$  – коэффициент передачи УП;  $2\alpha = (RCR_{\text{вх}} + L)/R_{\text{вх}}LC$  – полоса пропускания УП;  $\omega_p = \sqrt{(R + R_{\text{вх}})/R_{\text{вх}}CL}$  – резонансная частота УП. В этом случае выражение (3.16) для передаточной функции устройства присоединения примет вид

$$W(p) = \frac{K}{p^2 + 2\alpha p + \omega_p^2} \quad (3.17)$$

Реакция линейной системы на сумму сигналов можно представить в виде суммы реакций на каждый из сигналов. Поэтому исследование прохождения сигнала через преобразователь с передаточной функцией (3.17) можно разделить на исследование двух сигналов  $u_{\text{вх1}}(t)$  и  $u_{\text{вх2}}(t)$ , имеющих вид:

$$u_{\text{вх1}}(t) = U_{1m} e^{-\lambda t} - U_{2m} e^{-\lambda_1 t} \quad u_{\text{вх2}}(t) = U_{3m} e^{-\lambda_1 t} \sin(\omega_1 + v)$$



Рассмотрим вторую часть задачи, поскольку первая уже решалась в ряде работ [125,126]. Очевидно, что применение обычных методов для решения подобных задач не целесообразно, поскольку результатом будут громоздкие математические выражения, требующие упрощения и приближенной оценки. В нашем случае необходима точная оценка искажений амплитуды и фазы сигнала для правильного выбора частотных и энергетических параметров диагностических датчиков ЧР. На наш взгляд, наиболее рационально применить в этом случае математический метод, разработанный И. Д. Золотарёвым [102], который позволяет при точном выполнении обратного преобразования Лапласа значительно сократить объем вычислений. В основу метода положено нахождение вычета относительно одного из пары сопряженных полюсов изображающей функции выходного сигнала вместо нахождения вычета в каждой полюсе. Выходная реакция при этом определяется выражением

$$g(t) = \sum_{i=1}^{m/2} \frac{F(p_i)}{j\omega_i V(p_i)} e^{p_i t} + \sum_{i=m+1}^r \frac{F(p_i)}{W(p_i)} e^{p_i t}, \quad (3.18)$$

где  $p_i$  - полюсы функции  $G(p)e^{pt}$ ;  $G(p)$  – изображение по Лапласу функции  $g(p)$ ;  $F$ ,  $V$ ,  $W$  – многочлены;  $m$ ,  $r$  – степени многочленов;  $j\omega_i$  – мнимая часть комплексного числа  $p_i$ .

Предположим, что импульс  $u_{\text{вх}2}(t)$  на входе преобразователя возник в момент времени  $t = 0$ , и представим его в следующем виде

$$u_{\text{вх}2}(t) = U_{3m} e^{-\lambda_1 t} \sin(\omega_1 + \nu) 1(t).$$

Изображающей функцией для последнего выражения является

$$L\{u_{\text{вх}2}^*(t)\} = U_{3m} \frac{(p + \lambda_1) \sin \nu + \omega_1 \cos \nu}{(p + \lambda_1)^2 + \omega_1^2}. \quad (3.19)$$

Учитывая, что передаточная функция преобразователя определяется формулой (3.17), получим изображение выходного сигнала в следующем виде

$$U_{\text{вх}2}(p) = U_{3m} \frac{(p + \lambda_1) \sin v + \omega_1 \cos v}{(p + \lambda_1)^2 + \omega_1^2} \cdot \frac{K}{p^2 + 2\alpha p + \omega_p^2} \quad (3.20)$$

Воспользовавшись формулой (3.18), определим оригинал функции (3.20)

$$u_{\text{вх}2}(t) = KU_{3m} \left\{ \frac{(-\lambda_1 + j\omega_1) \sin v + \omega_1 \cos v}{\omega_1} \cdot \frac{1}{(-\lambda_1 + j\omega_1)^2 + 2\alpha(-\lambda_1 + j\omega_1) + \omega_p^2} e^{(-\lambda_1 + j\omega_1)t} + \frac{(-\alpha + j\omega_0 + \lambda_1) \sin v + \omega_1 \cos v}{\omega_0 [(-\alpha + j\omega_0 + \lambda_1)^2 + \omega_1^2]} e^{(-\alpha + j\omega_0)t} \right\},$$

$$\text{где } \omega_0 = \sqrt{\alpha^2 + \omega_1^2}.$$

Переходя к другой форме записи комплексных чисел, получим

$$U_{\text{вх}2}(t) = KU_{3m} \left[ k(-\lambda_1 + j\omega_1) e^{jv} e^{(-\lambda_1 + j\omega_1)t} + \frac{(-\alpha + j\omega_0 + \lambda_1) \sin v + \omega_1 \cos v}{\omega_0 [(-\alpha + j\omega_0 + \lambda_1)^2 + \omega_1^2]} e^{(-\alpha + j\omega_0)t} \right].$$

Введем следующие обозначения для вынужденной и свободной составляющих процесса:

$$\dot{G}_{\text{вын}}(t) = KU_{3m} g_{\text{вын}} e^{-\lambda_1 t + j(\omega_1 t + \beta)},$$

$$\text{где } g_{\text{вын}} = |k(-\lambda_1 + j\omega_1)|; \quad \beta = \gamma + \theta; \quad \theta = \arg[k(-\lambda + j\omega_1)];$$

$$\dot{G}_{\text{своб}}(t) = KU_{3m} g_{\text{своб}} e^{-\alpha t + j(\omega_0 t + \psi)},$$

$$\text{где } g_{\text{своб}} = \left| -\frac{(-\alpha + j\omega_0 + \lambda_1) \sin v + \omega_1 \cos v}{\omega_0 [(-\alpha + j\omega_0 + \lambda_1)^2 + \omega_1^2]} \right|;$$

$$\psi = \arg \left[ -\frac{(-\alpha + j\omega_0 + \lambda_1) \sin v + \omega_1 \cos v}{\omega_0 [(-\alpha + j\omega_0 + \lambda_1)^2 + \omega_1^2]} \right].$$

Таким образом,  $\dot{U}_{\text{вых}}(t) = \dot{G}_{\text{вын}}(t) - \dot{G}_{\text{своб}}$ . Далее введём функцию  $\dot{N}(t)$ , характеризующую переходный процесс огибающей и фазы выходного сигнала относительно вынужденной составляющей:  $\dot{N}(t) = \frac{\dot{G}_{\text{своб}}(t)}{\dot{G}_{\text{вын}}(t)}$ .

Таким образом,  $U_{\text{вых}}(t) = \dot{G}_{\text{вын}}(t) \dot{N}(t)$ . Для приведенного случая характеристическая функция имеет вид

$$\dot{N}(t) = 1 - \frac{g_{\text{своб}}}{g_{\text{вын}}} e^{(\lambda_1 - \alpha)t + j[(\omega_0 - \omega_1)t + \psi - \beta]}. \quad (3.21)$$

Параметры, входящие в выражение (3.21), имеют определённые значения для каждого отдельного импульса, соответствующего ЧР. Для того, чтобы сделать это выражение универсальным, то есть пригодным для любого сочетания входящих в него параметров, целесообразно перейти к относительному масштабу времени и безразмерным величинам. Для этого воспользуемся известными в радиотехнике соотношениями:

$$Q = \xi/\eta; \quad \eta = \frac{\omega_0}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_0}; \quad \xi = \frac{\omega_0 - \omega_1}{\alpha}; \quad \xi_1 = Q\left(\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_1}\right), \quad (3.22)$$

где  $Q$  – эквивалентная добротность;  $\xi$  – относительная расстройка;  $\xi_1$  – обобщенная расстройка.

Принимая во внимание (3.22), получим (3.21) в следующем виде

$$\dot{N}(\alpha t) = 1 - \frac{g_{\text{своб}}}{g_{\text{вын}}} e^{\frac{b}{\alpha} \alpha t - j(\xi \alpha t + \varphi)}, \quad \text{где} \quad \frac{b}{\alpha} = \frac{\lambda_1}{\alpha} - 1; \quad \varphi = \psi - \beta.$$

Выражения для  $g_{\text{вын}}$ ,  $g_{\text{своб}}$ ,  $\psi$  и  $\beta$  в относительных значениях записываются так

$$g_{\text{вын}} = \left| \frac{1}{\left(-\frac{\lambda_1}{\alpha} + 2j\eta Q\right)^2 + 2\left(-\frac{\lambda_1}{\alpha} + 2j\eta Q\right) + 4Q^2} \right|;$$

$$g_{\text{своб}} = \left| \frac{\left(-\frac{b}{\alpha} + j\sqrt{4Q^2 - 1}\right) \sin v + 2\eta Q \cos v}{\sqrt{4Q^2 - 1} \left[ \left(-\frac{b}{\alpha} + j\sqrt{4Q^2 - 1}\right)^2 + 4\eta^2 Q^2 \right]} \right|;$$

$$\psi = \arg \left[ -\frac{\left(-\frac{b}{\alpha} + j\sqrt{4Q^2 - 1}\right) \sin v + 2\eta Q \cos v}{\sqrt{4Q^2 - 1} \cdot \left[ \left(-\frac{b}{\alpha} + j\sqrt{4Q^2 - 1}\right)^2 + 4\eta^2 Q^2 \right]} \right];$$

$$\beta = \psi + \arg \left[ \frac{1}{\left(-\frac{\lambda_1}{\alpha} + 2j\eta Q\right)^2 + 2\left(-\frac{\lambda_1}{\alpha} + 2j\eta Q\right) + 4Q^2} \right].$$

С учётом этого, задаваясь значениями параметров  $\xi_1$ ,  $Q$ ,  $\nu$ , несложно найти соответствующие функции  $\dot{N}(\alpha t)$  и рассчитать их модули и аргументы. Анализ результатов расчётов позволил сформулировать следующие практически важные выводы о характере переходных процессов для амплитуды и фазы в цепи УП:

- Вариация фазы и установление амплитуды сигнала на выходе УП не могут служить диагностическими признаками критического состояния изоляции.
- Режим работы УП необходимо корректировать в соответствии с амплитудными распределениями ЧР в диагностируемой изоляции.
- Добротность УП является критичным параметром и должна корректироваться на основе результатов экспериментальных исследований в режимах стабилизации текущих средних значений кажущегося заряда и частоты ЧР.

При учёте названных особенностей возможна минимизация динамических погрешностей устройств присоединения при передаче сигналов, характеризующих ЧР в диагностируемом высоковольтном аппарате, от сенсорного к манипуляционно - исполнительному модулю.

### **3.4. Анализ устойчивости вторичного преобразователя ЧР**

Анализ динамики устройств присоединения сенсорных модулей ЧР показывает, что достижение высокой точности измерения параметров ЧР связано с применением автокомпенсационного режима работы вторичных преобразователей (ВП), при котором аналоговая измерительная цепь охватывается глубокой отрицательной обратной связью (ООС). На структурной схеме адаптивного интерполятора, реализующего контурное

управление движением сенсорного модуля, ВП обозначен звеном с передаточной функцией  $\Phi(p)$  (рис. 3.3).

Вторичный преобразователь, охваченный ООС, должен иметь достаточный запас устойчивости, обеспечивающий его работоспособность даже при возникновении значительных флюктуаций сигнала ЧР, например, при переходе на новый объект мониторинга. Анализ динамических характеристик основных звеньев ВП показывает, что для реальных значений параметров спектра и кажущегося заряда ЧР в масле главной изоляции силовых трансформаторов автокомпенсационный ВП может рассматриваться как линейная система [103].

На рис. 3.6 приведена обобщённая структурная схема автокомпенсационного вторичного преобразователя ЧР, в которой в качестве отдельных звеньев, влияющих на динамические характеристики устройства, выделены согласующий усилитель, избирательный усилитель, низкочастотный фильтр с большой постоянной времени и цепь ООС с передаточными функциями  $W_1(p)$ ,  $W_2(p)$ ,  $W_3(p)$  и  $\beta(p)$ , соответственно.

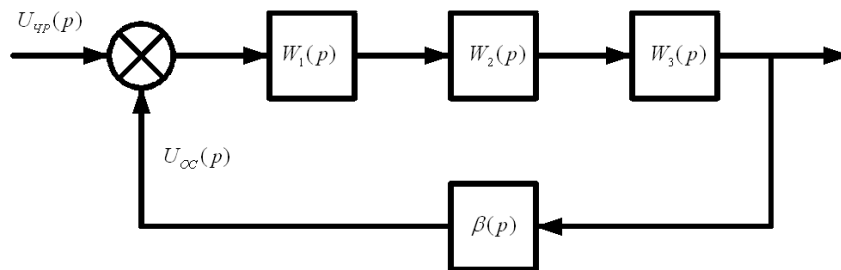


Рис. 3.6. Структурная схема вторичного преобразователя ЧР

Передаточная функция вторичного преобразователя с замкнутой ООС, равная отношению изображений Лапласа выходного сигнала преобразователя и входного сигнала, вызванного ЧР, определяется следующим образом

$$\Phi(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{чр}}(p)} = \frac{W(p)}{1 + \beta W(p)} = \frac{W(p)}{1 + G(p)},$$

где  $W(p) = W_1(p)W_2(p)W_3(p)$ .

Передаточная функция разомкнутой системы имеет следующий вид

$$G(p) = \frac{\beta K}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)^n},$$

где  $\beta K$  - коэффициент усиления разомкнутой системы,  $T_1$  и  $T_2$  - постоянные времени фильтра низких частот (ФНЧ) и полосового фильтра (ПФ) избирательного усилителя, соответственно. Отметим, что  $T_1$  существенно больше  $T_2$ .

При использовании в избирательном усилителе ПФ, имеющего  $n$  резонансных  $LC$ - контуров, комплексная частотная характеристика (КЧХ) разомкнутой системы приобретает следующий вид

$$G(j\Omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2 T_1^2} \left( \sqrt{1 + \Omega^2 T_2^2} \right)^n} e^{-j(\varphi_1 + n\varphi_2)} \quad (3.23)$$

где  $\varphi_1 = \arctg \Omega T_1$ ,  $\varphi_2 = \arctg \Omega T_2$ .

Учитывая, что  $1 + j\Omega T_1 = \sqrt{1 + \Omega^2 T_1^2} (\cos \varphi_1 + j \sin \varphi_1)$ , и приравнявая коэффициенты при мнимых составляющих в левой и правой частях уравнения (1), получим

$$\sqrt{1 + \Omega^2 T_1^2} = \frac{\Omega T_1}{\sin \varphi_1}; \quad \sqrt{1 + \Omega^2 T_2^2} = \frac{\Omega T_2}{\sin \varphi_2} j$$

С учётом этого преобразуем комплексную частотную характеристику (3.23) к следующему виду

$$G(j\Omega) = \frac{\beta K \sin \varphi_1 (\sin \varphi_2)^n}{\Omega T_1 (\Omega T_2)^n} e^{-j(\varphi_1 + n\varphi_2)} \quad (3.24)$$

Частота среза первичного преобразователя, т.е. частота, на которой модуль коэффициента передачи равен единице, определяется из уравнения (3.23) при  $G(p) = 1$

$$\Omega_c = \sqrt[n+1]{\frac{\beta K \sin \varphi_1 (\sin \varphi_2)^n}{T_1 T_2^n}}. \quad (3.25)$$

Система с замкнутой ООС устойчива, при условии что фазовый сдвиг

на частоте среза не превышает  $180^\circ$  [96]. Соответственно условие устойчивости первичного преобразователя ЧР имеет следующий вид

$$\varphi_1(\Omega_c) + n\varphi_2(\Omega_c) < \pi. \quad (3.26)$$

Предельным значениям петлевого коэффициента усиления  $\beta K$  и глубины обратной связи, при которых система теряет устойчивость, соответствует равенство

$$\varphi_1(\Omega_c) + n\varphi_2(\Omega_c) = \arctg \Omega_c T_1 + n \arctg \Omega_c T_2 = \pi. \quad (3.27)$$

Для обеспечения устойчивости необходимо, чтобы частота среза лежала в следующем диапазоне

$$\frac{1}{T_1} = \Omega_1 < \Omega_c < \Omega_2 = \frac{1}{T_2}.$$

На рис 3.7 изображены типовые логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики вторичного преобразователя ЧР, построенные в соответствии с (3.24) при  $n=1, 2, 3$ .

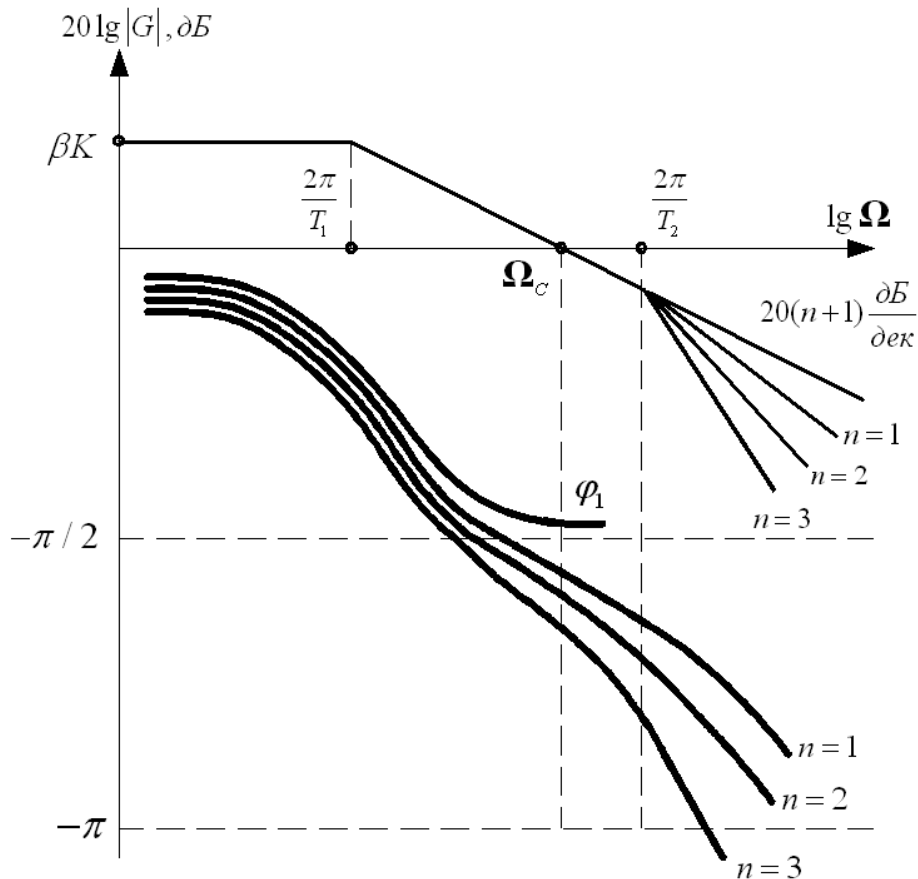


Рис. 3.7. Типовые ЛАЧХ и ЛФЧХ вторичного преобразователя

Частота среза  $\Omega_c > 1$  находится в полосе пропускания ПФ избирательного усилителя ( $\Omega_c > \Omega_2$ ), и вблизи частоты среза фильтр практически не вносит амплитудных искажений. Искажения появляются на существенно более высоких частотах. Вместе с тем фазовый сдвиг, вносимый ПФ на частотах  $\Omega \leq \Omega_c$ , может оказаться значительным и стать причиной неустойчивости. С учётом этого анализ устойчивости целесообразно проводить по фазо-частотным характеристикам. Действительно, т.к. в соответствии с рис. 3.7  $\beta K = T_1 \Omega_c$ , то при петлевом усилении  $\beta K \gg 1$  и  $T_1 \gg T_2$  фазовый сдвиг, вносимый на частоте среза ФНЧ, приближается к  $\pi/2$ . Это следует из уравнения

$$\varphi_1(\Omega_c) = \arctg \Omega_c T_1 = \arctg \beta K \approx \pi / 2. \quad (3.28)$$

Таким образом, для выполнения условия устойчивости (3.26) необходимо, чтобы фазовый сдвиг, вносимый полосовым фильтром избирательного усилителя, соответствовал условию

$$\varphi_2(\Omega_c) = \arctg \Omega_c T_2 < \pi / 2n. \quad (3.29)$$

Уравнение (3.27) с учётом (3.25) и (3.28) преобразовывается следующим образом

$$\Omega_c T_2 = \tg \left( \frac{\pi}{2n} \right) = \sqrt[n+1]{\beta \frac{T_0}{T_1} \left( \sin \frac{\pi}{2n} \right)^n K_{\max}}$$

что позволяет определить значение предельного петлевого усиления первичного преобразователя ЧР

$$\beta K_{\max} = \frac{T_1 (\tg \pi / 2n)^{n+1}}{T_2 (\sin \pi / 2n)^n} = \frac{T_1 \tg(\pi / 2n)}{T_2 (\cos \pi / 2n)^n} = \frac{\Omega_2}{\Omega_1} D. \quad (3.30)$$

Предельное петлевое усиление и, следовательно, достижимая глубина ООС растут пропорционально отношению  $\frac{T_1}{T_2}$  постоянных времени ФНЧ и ПФ и уменьшаются с увеличением резонансных контуров ПФ. На рис. 3.8 приведены графики зависимостей предельного петлевого усиления  $\beta K_{\max}$  от



значений отношения постоянных времени  $\frac{T_1}{T_2}$  при различных количествах резонансных контуров ПФ избирательного усилителя. Эти графики построены с использованием формулы (3.30). Графики определяют границы устойчивости: области устойчивого режима лежат выше соответствующей линии, области неустойчивости – ниже. При выполнении условия  $\beta K_{\max} \gg 1$  границами устойчивости являются прямые линии, угол наклона которых определяется коэффициентом

$$D = \frac{\operatorname{tg}(\pi / 2n)}{(\cos \pi / 2n)^n}.$$

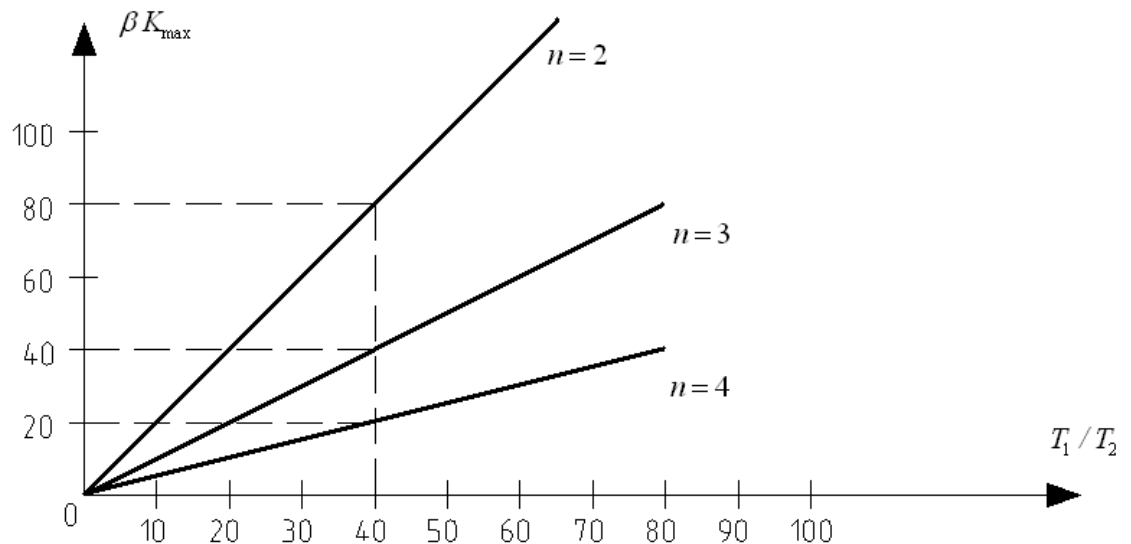


Рис.3.8. Графики зависимостей предельного петлевого усиления  $\beta K$  от значений отношения постоянных времени

Из последней формулы следует, что угол наклона определяется только количеством  $n$  резонансных контуров ПФ избирательного усилителя.

В табл. 3.1 приведены значения  $D$  для различного числа резонансных контуров.

Таблица 3.1

| $n$ | 1        | 2   | 3    | 4    | 5    | 6    |
|-----|----------|-----|------|------|------|------|
| $D$ | $\infty$ | 2,0 | 0,89 | 0,57 | 0,42 | 0,37 |

Таким образом, вторичный преобразователь ЧР с одним резонансным контуром является абсолютно устойчивым при любых значениях петлевого усиления, т.к. в этом случае суммарный фазовый сдвиг разомкнутой системы в диапазоне частот  $0 < \Omega < \infty$  не превышает  $\pi$ . На практике это условие выполняется только для низкочастотного диапазона. Для высокочастотного диапазона ЧР начинает проявляться влияние звеньев с малыми постоянными времени.

Анализ устойчивости вторичных преобразователей с более сложными ПФ типа  $k$  и  $m$  проводится по методике, аналогичной вышеизложенной. Например, при использовании ПФ с  $n$  одинаковыми резонансными контурами  $k$  - типа, имеющими  $R_1, L_1, C_1$  - элементы в последовательной ветви и  $R_2, L_2, C_2$  - элементы в параллельных ветвях, передаточная функция разомкнутой системы имеет следующий вид

$$G(p) = \frac{\beta K}{(1 + pT_1)(1 + 2\xi_2 pT_2 + p^2 T_2^2)^n},$$

где  $T_1$  - постоянная времени ФНЧ,

$$\xi_2 = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}(1 + R_1)}, \quad T_2 = \frac{2Q\xi_2}{\omega_0}, \quad Q = \frac{\omega_0 L_1}{R_1},$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}.$$

Условие устойчивости определяется соотношением

$$\arctg \Omega_c T_1 + n(\arctg \Omega_c T_2 \xi_2) < \pi, \quad (3.31)$$

а значение предельного петлевого усиления вычисляется по формуле

$$\beta K_{\max} = \frac{DT_1}{2T_2 \xi_2} = \frac{D\Omega_2}{2\Omega_1 \xi_2}$$

Полученные формулы достаточно просты и могут быть положены в основу инженерной методики анализа устойчивости вторичного преобразователя ЧР.

При невыполнении условий устойчивости проводится коррекция параметров первичного преобразователя. Способы коррекции определяются режимами работы МКДМ. При невысоких требованиях к быстродействию, например, при формировании обучающих массивов параметров ЧР устойчивость может быть обеспечена за счёт изменения постоянных времени или глубины обратной связи до значений, соответствующих выполнению условий (3.29), (3.31). Очевидно, что в реальных условиях мониторинга не все параметры могут быть изменены. В частности, тип ПФ, количество его звеньев, полоса пропускания выбираются из условия необходимости подавления помех и особенностей диагностируемого оборудования, поэтому значения  $T_1$  и  $n$  обычно изменению не подлежат. Глубина обратной связи определяет метрологические характеристики первичного преобразователя, которые задаются нормативными документами, в частности [104]. С учётом этого наиболее удобным параметром, значения которого можно варьировать в широких пределах, является постоянная времени ФНЧ  $T_1$ . Опыт настройки вторичного преобразователя ЧР показывает, что в большинстве случаев изменением этого параметра можно скорректировать частотную характеристику и добиться выполнения условий устойчивости без применения корректирующих звеньев.

На рис. 3.9 представлены графики ЛАЧХ и ЛФЧХ вторичного преобразователя ЧР, имеющего однозвенный ПФ с резонансным контуром  $k$ -типа. Рис. 3.9 иллюстрирует различные возможности обеспечения устойчивости системы. При малом значении петлевого усиления  $\beta K$  система устойчива, т.к. на частоте среза  $\Omega_c$  фазовый сдвиг  $\varphi_c$  не превышает  $\pi$ . Увеличение петлевого усиления до значения  $\beta K_1$  без изменения постоянных времени  $T_1$  и  $T_2$  приводит к потере устойчивости, поскольку новому значению частоты среза  $\Omega_{c1}$  соответствует фазовый сдвиг  $\varphi_{c1} > \pi$ . Устойчивость может быть обеспечена, если постоянную времени ФНЧ увеличить до значения  $T_{11}$  или использовать для коррекции

интегрирующее звено. Для ЛЧХ на рис. 3.9 значения постоянных времени интегрирующего звена и ФНЧ выбраны равными:  $T_1 = T_{11}$ . Выполнение этого условия необязательно, требуется только, чтобы интегрирование осуществлялось в диапазоне частот, не превышающих частоту среза  $\Omega_c$ .

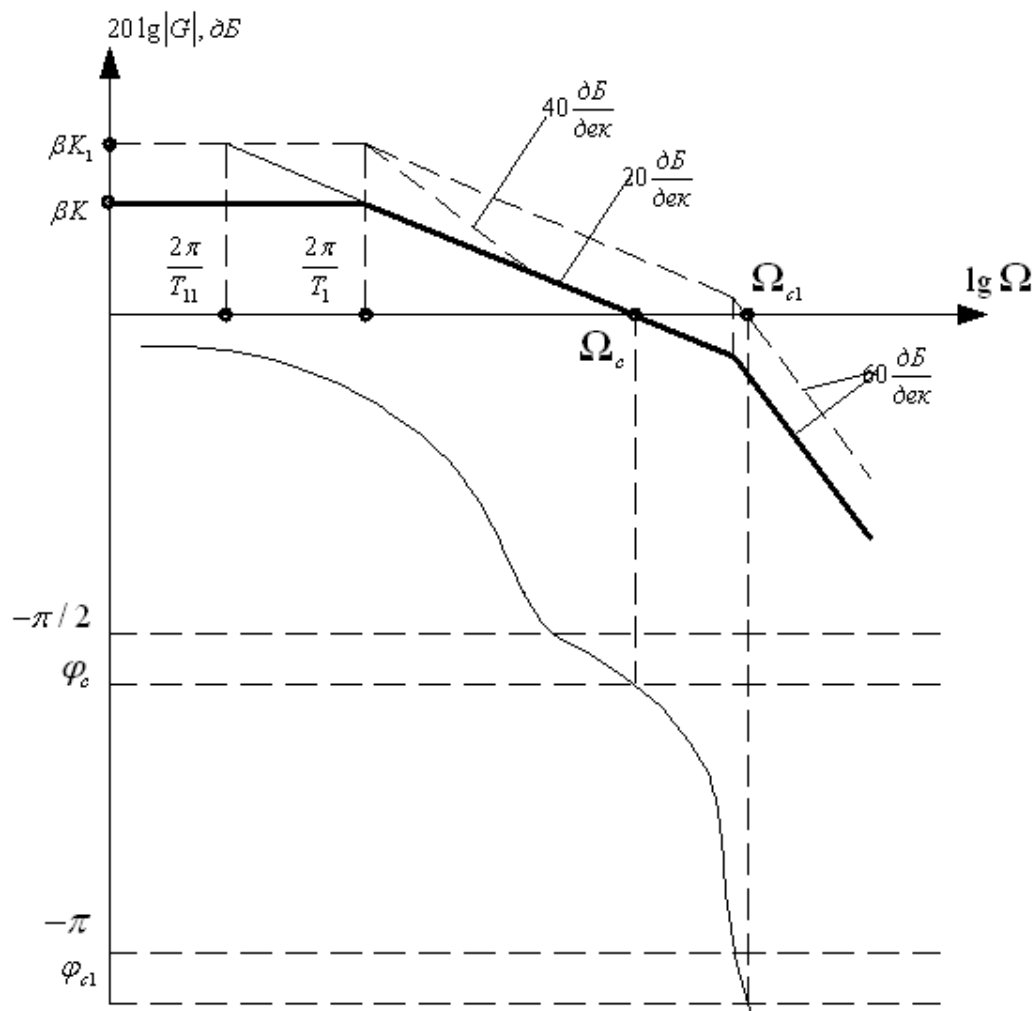


Рис. 3.9. ЛАЧХ и ЛФЧХ вторичного преобразователя с однозвенным ПФ

Другой легко реализуемый способ коррекции заключается в применении дифференцирующего звена, вносящего опережение по фазе в высокочастотной области и на частоте среза. Однако при использовании даже однозвенных ПФ  $k$  и  $m$  типов наклон ЛАЧХ в высокочастотном диапазоне ЧР достигает 60 дБ/дек, а крутизна ЛФЧХ резко возрастает вблизи

частоты  $\Omega_c = \frac{2\pi}{T_2}$ . Поэтому введение простого дифференцирующего  $RC$ -звена лишь незначительно компенсирует запаздывание по фазе, вносимое ПФ. Целесообразно применение более совершенных активных дифференцирующих устройств.

Как отмечалось, проведённый выше анализ соответствует режиму малых сигналов. Устойчивость вторичного преобразователя в режиме измерения больших сигналов, не имеющих отношения к ЧР, вызванных, например, электрической дугой или локальным пробоем межвитковой изоляции, имеет свои особенности. Условия (3.29), (3.31) не являются условиями абсолютной устойчивости, т.к. система, устойчивая в диапазоне линейности, может стать неустойчивой в режиме больших сигналов из-за влияния проявляющейся при этом нелинейности отдельных звеньев, например, из-за насыщения усилителей. При измерении параметров ЧР это обстоятельство даёт положительный эффект, т.к. является средством идентификации разрядных процессов в объекте мониторинга.

### **3.5. Анализ быстродействия и динамических погрешностей вторичного преобразователя ЧР**

При определении значений параметров медленно изменяющихся физических процессов, т.е., если не предъявляются специальные требования по быстродействию, обеспечение устойчивости является необходимым и достаточным условием нормального функционирования автокомпенсационных измерительных преобразователей. В разделе 2.2 показано, что процесс ЧР – это быстропротекающий случайный импульсный процесс, поэтому в рассматриваемом случае важным является анализ качества работы вторичных преобразователей в динамическом режиме. Прежде всего представляет интерес качество переходных процессов при быстром изменении параметров ЧР, например, в связи с коммутациями в силовых цепях диагностируемого оборудования. Быстродействие первичного

преобразователя спектральных характеристик ЧР и интегральных параметров ЧР, таких как суммарный кажущийся заряд, среднее значение амплитуды и длительности импульсов тока, вызванных ЧР в определённом диапазоне значений приложенного напряжения, целесообразно оценивать по временному интервалу от момента приложения входного воздействия до момента установления выходного сигнала с погрешностью, не превышающей основной погрешности первичного преобразователя. При измерении параметров отдельных импульсов тока, вызванных ЧР, представляет интерес определение частотных искажений, вызванных неравномерностью АЧХ.

В теории автоматического регулирования хорошо разработаны методы анализа, позволяющие определить параметры переходных процессов в замкнутой системе по известной передаточной функции разомкнутой системы. Однако в нашем случае для практики проектирования важнее решить обратную задачу, т.е. для заданных требований к динамическим свойствам объекта определить структуру и параметры преобразователя и его динамических звеньев. Для получения аналитической связи между качеством переходных процессов и параметрами первичного преобразователя ЧР целесообразно использовать метод аппроксимации передаточной функции преобразователя с многоконтурным ПФ передаточной функцией системы второго порядка, имеющей эквивалентные динамические характеристики.

На первом этапе рассмотрим быстроедействие первичного преобразователя с одноконтурным ПФ, представив передаточную функцию преобразователя с замкнутой ООС следующим образом

$$\Phi(p) = \frac{U_{вых}(p)}{U_{чр}(p)} = \frac{K}{(1 + pT_1)(1 + pT_2) + \beta K} = \frac{K}{(1 + \beta K)(1 + 2\xi pT + p^2T^2)}, \quad (3.32)$$

где  $K$  – статический коэффициент передачи прямой цепи первичного преобразователя ЧР;

$$\xi = (T_1 + T_2) / (2\sqrt{T_1T_2(1 + \beta K)}); \quad (3.33)$$

$$T = 1 / \Omega_c = \sqrt{T_1T_2(1 + \beta K)}. \quad (3.34)$$

Уравнение (3.32) позволяет определить параметры переходного процесса при ступенчатом входном воздействии. Выходной сигнал изменяется по аperiodическому закону, если  $\xi > 1$ , и по колебательному, если  $\xi < 1$ . Следовательно, с учётом (3.34) условие аperiodичности переходного процесса можно записать следующим образом

$$\frac{T_1}{T_2} > 4(1 + \beta K) \quad (3.35)$$

Из (3.35) следует, что при глубокой ООС аperiodический процесс возможен лишь при значительно отличающихся по значению постоянных времени ФНЧ и ПФ избирательного усилителя ( $T_1 \gg T_2$ ). Изменение выходного сигнала во времени находится через обратное преобразование Лапласа на основе (3.32)

$$u_{\text{вых}}(t) = U_0 \left[ 1 - e^{-\xi \Omega_0 t} \left( \text{ch} \text{ch} \Omega t + \frac{\xi}{\sqrt{\xi^2 - 1}} \text{sh} \text{sh} \Omega t \right) \right], \quad (3.36)$$

где  $U_0 = U_{\text{чп}} K / (1 + \beta K)$  – установившееся значение выходного сигнала вторичного преобразователя ЧР.

Относительную динамическую погрешность, обусловленную переходным процессом, можно представить в виде

$$\delta(t) = \frac{U_0 - u_{\text{вых}}(t)}{U_0} = e^{-\xi \Omega_0 t} \left[ \frac{e^{\Omega t} - e^{-\Omega t}}{2} + \frac{\xi(e^{\Omega t} - e^{-\Omega t})}{2\sqrt{\xi^2 - 1}} \right]. \quad (3.37)$$

Из последнего выражения с учётом (3.33) и (3.34) для малых значений динамической погрешности ( $\delta \ll 1$ ) при  $\Omega t > 1$  можно найти время установления

$$t_y = 2\xi T \ln \delta = \frac{T_1 - T_2}{1 + \beta K} \ln \frac{1}{\delta}$$

Для рассматриваемого случая  $T_1 \gg T_2$ , поэтому в аperiodическом режиме время установления практически не зависит от постоянной времени ПФ и полностью определяется постоянной времени ФНЧ  $T_1$  и значением

петлевого усиления  $\beta K$

$$t_y = \frac{T_1}{1 + \beta K} \ln \frac{1}{\delta}$$

Таким образом, при апериодическом процессе время установления может быть снижено за счёт уменьшения постоянной времени ФНЧ и увеличения петлевого усиления. Это, естественно, справедливо в пределах выполнения условия (3.35), т.е. при апериодическом процессе.

В колебательном режиме при  $\xi < 1$ , когда корни характеристического уравнения становятся комплексно-сопряжёнными, выходной сигнал описывается формулой

$$u_{\text{вых}}(t) = U_0 \left[ 1 - e^{-\frac{\xi}{T}t} e^{-\frac{\xi}{T}t} \sin(\sin(\Omega t - \varphi)) \right].$$

Выходной сигнал изменяется по синусоидальному закону с экспоненциально убывающей амплитудой, поэтому при  $\xi^2 \ll 1$  формула (3.37) приводится к виду

$$\delta \approx e^{-\frac{\xi}{T}t},$$

поэтому с учётом (3.33) и (3.34) справедливо

$$t_y \approx \frac{2T_1T_2}{T_1 + T_2} \ln \frac{1}{\delta}.$$

Уравнение для динамической погрешности в критическом режиме, т.е. при  $\xi = 1$ , можно получить, воспользовавшись формулой (3.35) при  $\Omega_0 t \rightarrow 0$ .

Учитывая, что при этом  $ch\Omega_0 t \rightarrow 0$ , а  $sh\Omega_0 t \rightarrow \Omega_0 t$ , получим

$$\delta = e^{-\frac{t}{T}\left(1 - \frac{t}{T}\right)}. \quad (3.38)$$

Расчёт по этой формуле для относительных погрешностей  $\delta = 0,1; 0,01$  и  $0,001$  даёт следующие значения времени установления  $t_y = 3,9T; 6,6T; 9,2T$ .

Анализ осциллограмм переходных процессов первичного преобразователя для различных значений параметра  $\xi$ , свидетельствует о том, что время установления близко к минимальному при  $\xi = 0,7 \dots 1,0$ .



В соответствии с этим и формулой (3.33) целесообразно обеспечить следующее соотношение постоянных времени звеньев первичного преобразователя

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{\Omega_2}{\Omega_1} = (2 \dots 4)(1 + \beta K) \quad (3.39)$$

Полученные соотношения позволяют перейти к рассмотрению более сложных случаев, когда ПФ содержит несколько резонансных контуров, а система описывается дифференциальными уравнениями выше второго порядка. Для этого используется метод аппроксимации характеристик сложной системы характеристиками системы второго порядка. Этот метод базируется на общем правиле эквивалентности [96], согласно которому в рассматриваемом случае система высокого порядка в переходном режиме ведёт себя в основном так же, как система второго порядка. Действительно, частотные характеристики  $L_n$  и  $\varphi_n$  реальной сложной системы с  $n$ -контурным ПФ и характеристики эквивалентной системы второго порядка  $L_{2\gamma}$  и  $\varphi_{2\gamma}$  отличаются только в высокочастотной области на частотах больше частоты среза  $\Omega_c$  (рис. 3.10). Это приводит к различиям переходных процессов только на начальных стадиях, которые не имеют существенного влияния на динамические погрешности на конечных стадиях переходных процессов.

Исходными данными для расчёта переходного процесса являются известные передаточные функции исследуемой системы в замкнутом и разомкнутом состояниях. Практически важным является нахождение условий наименьшего времени установления переходного процесса сложной системы. Характер переходного процесса в системе зависит в основном от того, какой вид имеют ЛАЧХ и ЛФЧХ вблизи частоты среза. Поэтому примем за критерий эквивалентности систем близость названных характеристик в низкочастотной области и в районе частоты среза  $\Omega_c$  (рис. 3.10).

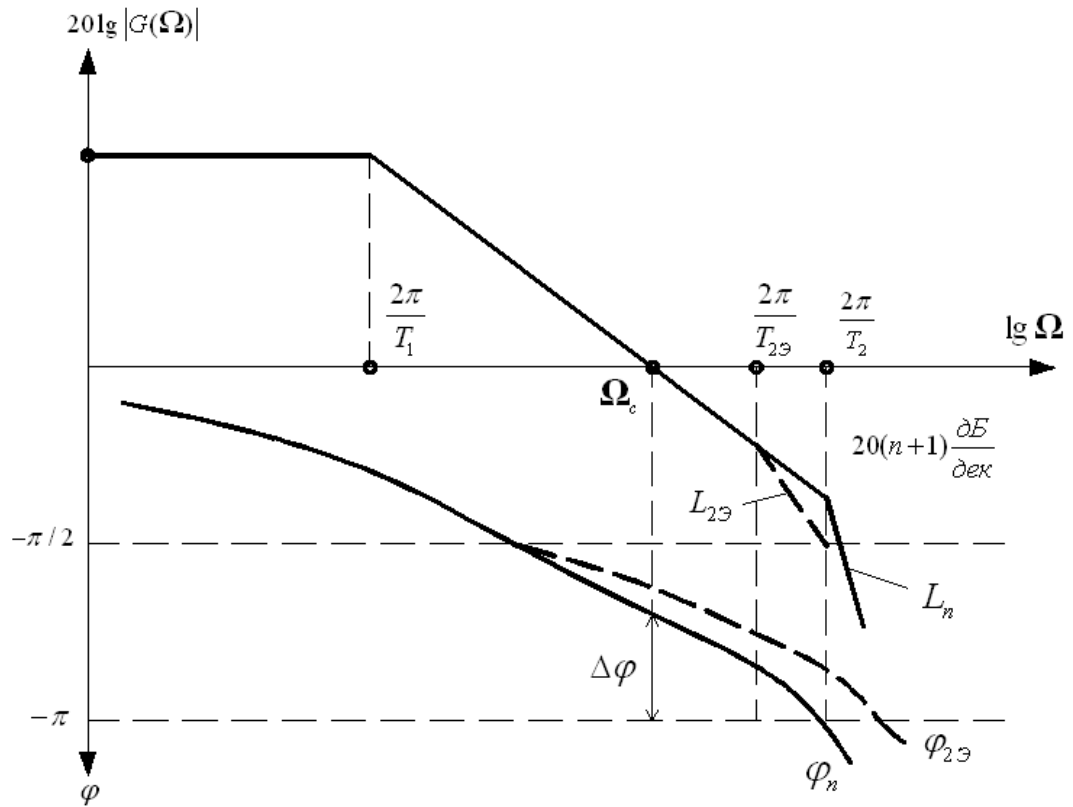


Рис. 3.10. ЛАЧХ и ЛФЧХ вторичного преобразователя с многоконтурным ПФ и эквивалентной системы второго порядка

Условие равенства запасов по фазе  $\Delta\varphi$  на частоте среза в реальной и эквивалентной системе второго порядка при равных значениях  $T_1$  можно представить в следующем виде

$$\Delta\varphi = \arctg T_{2э} \Omega_c = n \arctg T_2 \Omega_c \quad (3.40)$$

где  $T_{2э}$  – постоянная времени эквивалентной системы второго порядка. Согласно (3.39) можно записать  $T_{2э} \Omega_c \leq 0,5$ , следовательно с незначительной погрешностью условие эквивалентности (3.40) может быть приведено к виду

$$T_{2э} = \frac{1}{\Omega_{2э}} \approx n T_2.$$

Таким образом, с учётом приведённых допущений  $n$  - контурный ПФ первичного преобразователя ЧР можно заменить на эквивалентный одноконтурный, имеющий в  $n$  раз большую постоянную времени или в  $n$  раз

меньшую полосу пропускания.

Аналогично можно представить условие эквивалентности для более сложных ПФ типов  $k$  и  $m$ . Например, для ПФ типа  $k$  это условие имеет вид

$$T_{2\gamma} = n\xi_2 T_2 \quad (3.41)$$

Воспользовавшись соотношениями (3.39) и (3.41), запишем условие наибольшего быстродействия для автокомпенсационного первичного преобразователя ЧР с ПФ  $k$  – типа

$$\frac{T_1}{4T_2} < n\xi_2(1 + \beta K) < \frac{T_1}{2T_2}$$

Минимальное время установления, соответствующее критическому режиму, можно рассчитать на основе формулы (3.38)

$$t_{\min} = AT_{2\gamma} \ln \frac{1}{\delta} = 1,5n\xi_2 \ln \frac{1}{\delta}, \quad (3.41)$$

где коэффициент  $A = \sqrt{1 + (4/\ln\delta)^2} + 4/\ln\delta + 1$ , изменяющийся в пределах 1,35... 1,55 для значений  $\delta = 0,1 \dots 0,001$ , имеет значение 1,5.

Таким образом, первичных преобразователей ЧР с любыми типами ПФ можно найти соотношение параметров при которых для различных значений петлевого усиления  $\beta K$  быстродействие максимально. Так, если требуется увеличить петлевое усиление, сохранив при этом минимальное время установления, то согласно (3.39) необходимо во столько же раз увеличить постоянную времени ФНЧ  $T_1$ .

Приведём пример применения предложенной инженерной методики расчёта минимального времени установления  $t_{\min}$  и динамической погрешности  $\delta$  первичного преобразователя ЧР. Пусть требуется определить постоянную времени ФНЧ  $T_1$ , обеспечивающую максимальное быстродействие и минимальную динамическую погрешность первичного преобразователя с петлевым усилением  $\beta K = 50$ . Допустим, применён двухконтурный резонансный ПФ с добротностью  $Q = 10 (n = 2, \xi_2 = 1)$ , настроенный на частоту  $\omega_0$ .

Эквивалентная постоянная времени ПФ

$$T_{2\gamma} = n\xi_2 T_2 = 40 / \omega_0$$

Постоянная времени ФНЧ, при которой время установления минимально, выбирается в диапазоне

$$T_1 = (2 \dots 4)(1 + \beta K) T_{2\gamma} = (2 \dots 4) 51 \cdot 40 / \omega_0 = (4080 \dots 8160) / \omega_0.$$

Если известна допустимая динамическая погрешность ( $\delta = 0,01$ ), то минимальное время установления определяется выражением

$$t_{\min} \approx 1,5 T_{2\gamma} \ln \frac{1}{\delta} \approx 1,5 \cdot \frac{40}{\omega_0} \ln 100 \approx 276 / \omega_0$$

По заданному времени  $t_{\min}$  можно определить динамическую погрешность

$$\delta = \exp(-t_{\min} / 1,5 T_{2\gamma}) = \exp\left(-\frac{\omega_0 t_{\min}}{60}\right).$$

Для увеличения быстродействия первичных преобразователей ЧР с простыми одно- или двухконтурными ПФ эффективно применение корректирующих цепей дифференцирующего типа. На рис. 3.9 представлены ЛАЧХ и ЛФЧХ первичного преобразователя с одноконтурным ПФ до коррекции  $(L_1, \varphi_1)$  и после коррекции  $(L_{1\kappa}, \varphi_{1\kappa})$  дифференцирующей цепью с ЛАЧХ  $L_\kappa$ . Начиная с частоты  $\Omega_c = \frac{2\pi}{T_2}$  высокочастотный отрезок ЛАЧХ  $L_1$  имеет наклон 40 дБ/дек, поэтому включение последовательного дифференцирующего звена эквивалентно уменьшению постоянной времени ПФ в  $g$  раз. Значение  $g$  определяется соотношением сопротивлений резисторов в последовательной и параллельной ветвях дифференцирующего звена. Для нового значения постоянной времени  $T_{2\kappa}$  нетрудно выполнить условие максимального быстродействия (3.38), уменьшив в  $g$  раз постоянную времени ФНЧ до значения  $T_{1\kappa}$ . Время установления в этом случае определяется формулой

$$t_y = 1,5T_2 \frac{1}{g} \ln \frac{1}{\delta} = \frac{3Q}{\Omega_{CK} g} \ln \frac{1}{\delta}. \quad (3.42)$$

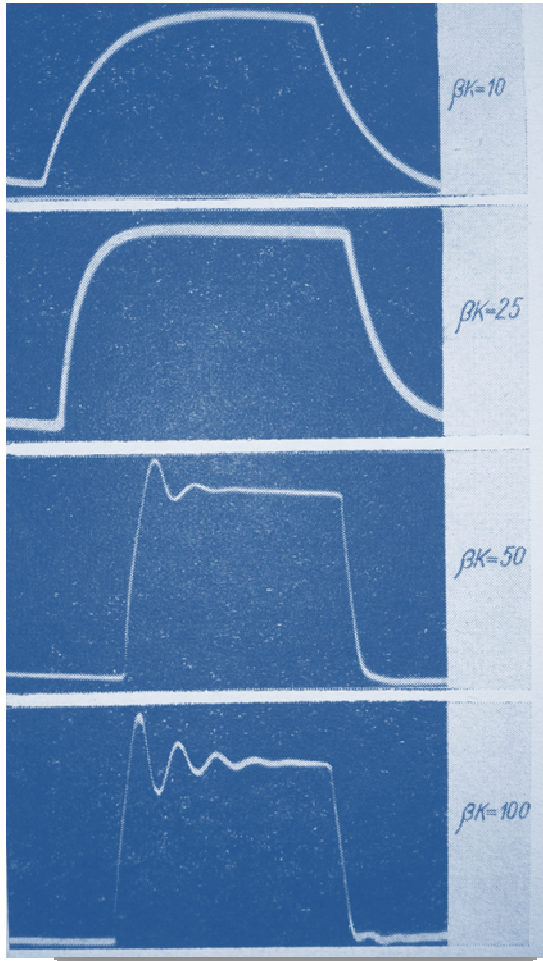


Рис. 3.11

В первичных преобразователях ЧР с многоконтурными ПФ применение рассмотренной корректирующей цепи лишь повышает быстродействие, что не менее существенно. Например, если постоянная времени дифференцирующей цепи выбрана равной постоянной времени ПФ  $T_2$ , то коррекция приводит к уменьшению эквивалентной постоянной времени ПФ примерно в  $\frac{n}{n-1}$  раз, где  $n$  - число контуров. Так, при трёхконтурном ПФ, настроенным на частоту  $\omega_0$ , при  $\delta = 0,01$  и  $Q = 10$ , время

установления согласно (3.42), без коррекции приблизительно равно  $376 / \omega_0$ , а после введения корректирующего звена уменьшается до  $251 / \omega_0$ . При частоте настройки  $f_0 = 100$  кГц приведённые значения составляют 0,6 мс и 0,4 мс, соответственно.

На рис. 3.11 для первичного преобразователя с указанными выше параметрами приведены осциллограммы переходного процесса при различных значениях петлевого усиления  $BK$ . По мере увеличения усиления процесс из апериодического становится колебательным. Время установления сначала уменьшается и достигает минимума в критическом режиме ( $BK = 25$ ), затем, несмотря на сокращение длительности переднего фронта,

переходной процесс затягивается из-за появления медленно затухающих колебаний.

### **3.6. Выводы**

1. МКДМ высоковольтного оборудования – это автономная система, объединяющая на общей интеграционной платформе модули обработки электротрошумовых сигналов с манипуляционно-исполнительными модулями.

2. В качестве интеграционной платформы МКДМ высоковольтного оборудования целесообразно выбрать принцип управления в соответствии с текущими результатами мониторинга.

3. Для реализации названного принципа разработан цифровой адаптивный интерполятор, обеспечивающий контурное управление перемещением сенсорного модуля на основе модернизированного метода оценочной функции.

4. Анализ переходных процессов для амплитуды и фазы устройств присоединения манипуляционно-исполнительных модулей показал, что добротность УП является критичным параметром и должна корректироваться на основе результатов экспериментальных исследований в режимах стабилизации текущих средних значений кажущегося заряда и частоты ЧР.

5. Разработаны теоретические основы инженерной методики анализа устойчивости, быстродействия и динамических погрешностей вторичных преобразователей ЧР, работающих в составе манипуляционно-исполнительных модулей.

## ГЛАВА 4. ПРИМЕНЕНИЕ МКДМ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ПРАКТИЧЕСКИХ ЗАДАЧ ДИАГНОСТИКИ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ОБОРУДОВАНИЯ

### 4.1. Формирование обучающих массивов спектрального распределения электрических шумов ЧР

К числу важнейших практических задач, без решения которых невозможно эффективное применение МКДМ, относится задача формирования обучающих массивов модуля моделирования и обучения (рис. 3.1). В разделе 2.3 диссертации отмечено, что для построения регрессионных моделей дистанционного мониторинга обучающие массивы должны содержать измерительную информацию о статистических характеристиках и параметрах частичных разрядов, отражающую их вариации в наиболее вероятных режимах работы диагностируемого оборудования. Для формирования массивов требуется проведение активного эксперимента на однородной представительной выборке типичных объектов мониторинга с применением специальных технических средств.

Рассмотрим некоторые особенности аппаратного формирования обучающих массивов статистических характеристик электрического шума, обусловленного частичными разрядами [105]. В разделе 2.2 показано, что с позиции теории вероятности процесс возникновения ЧР может рассматриваться как *периодически нестационарный случайный импульсный процесс*. Теоретической основой аппаратного определения характеристик для случайных процессов такого типа является их эргодичность. Это свойство заключается в том, что с вероятностью, близкой к единице, статистическое усреднение случайной функции процесса можно заменить усреднением по времени одной достаточно длинной реализации. Например, для эргодичного процесса автокорреляционную функцию можно определить путем временного усреднения произведения  $\xi(t) \xi(t+\tau)$  по достаточно большому промежутку времени  $T$ . Достаточным условием эргодичности стационарного процесса является требование

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \Psi(\tau) d\tau = 0. \quad (4.1)$$

В диссертации (раздел 2.2) показано, что требование (4.1) для электрического шума, вызванного ЧР в изоляции высоковольтных аппаратов, выполняется. При этом ЧР вызывают незначительные изменения электрического состояния изоляции, так как представляют собой микропробои с диапазоном кажущегося заряда от десятков долей до десятков нанонуклон. Следовательно, для достоверного определения характеристик ЧР-шума требуется существенное усиление выходного сигнала датчика. Для этого электрический сигнал, соответствующий исследуемому импульсному процессу, необходимо подать на вход измерительного усилителя. Для анализа частотного распределения шума необходимо к выходу усилителя подключить избирательный фильтр с перестраиваемой резонансной частотой  $\omega_0$  и полосой пропускания  $\Delta\omega$ . Эффективная ширина полосы пропускания должна быть мала по сравнению с деталями анализируемого спектра. Это требует высокой добротности фильтра. Экспериментально установлено [106, 108], что ширина полосы должна составлять единицы или десятки герц, в зависимости от типа изоляции. В этом случае спектральную плотность в пределах полосы пропускания можно считать практически постоянной:

$$g_\varepsilon(\omega) \approx g_\varepsilon(\omega_0). \quad (4.2)$$

Обозначив передаточную характеристику блока «усилитель-фильтр»  $K(j\omega)$ , в соответствии с формулой (4.2) для выходного сигнала получим

$$\widetilde{\eta^2}^T = g_\varepsilon(\omega_0) \int_{-\infty}^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega$$

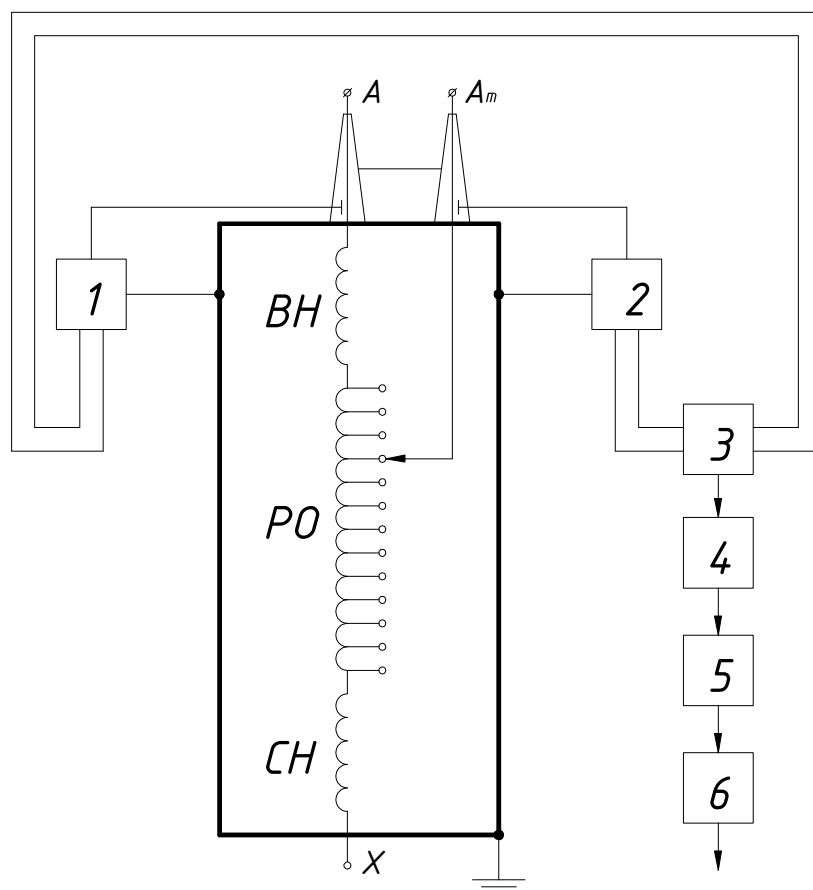
где волнистая черта означает усреднение по времени.

В полученном сигнале наряду с шумом (сплошная компонента спектра) присутствуют гармонические составляющие рабочего напряжения и высокочастотных наводок (дискретные компоненты спектра). Это усложняет процесс измерений, поскольку интенсивность ЧР-шума существенно ниже



интенсивности дискретных составляющих. Для их уменьшения целесообразно использовать различные схемы амплитудной и фазовой компенсации. Кроме того, эффективным методом является встречное включение двух одинаковых датчиков ЧР, которые располагаются на одинаковом расстоянии от оси симметрии аппарата, по разные стороны относительно неё. При таком включении дискретные составляющие выходных сигналов датчиков вычитаются, а спектральные плотности шумов складываются, так как ЧР в удалённых друг от друга областях диэлектрика слабо коррелированы между собой.

Рассмотрим принцип работы установки для измерения спектральной плотности ЧР-шума для однофазного автотрансформатора типа АОДЦТН-417000/750/500-У1, схема которой приведена на рис. 4.1 [107].



*Рис. 4.1. Схема установки для измерения спектральной плотности шума, вызываемого частичными разрядами*

*BH - обмотка высокого напряжения, PO - регулировочная обмотка, CH – обмотка среднего напряжения*

В качестве датчиков ЧР (1 и 2) используются торы Роговского типа *PA2999.006NL* (*Pulse Electronics Inc.*), обмотки которых соединены встречно-параллельно и подключены ко входу измерительного усилителя 3, последовательно с которым включены перестраиваемый избирательный фильтр 4, квадратичный детектор 5 и низкочастотный фильтр с большой постоянной времени 6. Все вышеперечисленные устройства входят в состав совместимой с названными датчиками ЧР интегральной микросхемы семейства *STPMxx*. Измерительные цепи для датчиков ЧР создаются между емкостными электродами высоковольтных вводов обмоток ВН и СН ( $A$  и  $A_m$ ) и заземлённым корпусом диагностируемого аппарата. Квадратичный детектор необходим для определения спектральной плотности ЧР, значение которой пропорционально постоянной составляющей выходного сигнала детектора. Низкочастотный фильтр с большой постоянной времени 6 позволяет выделить эту составляющую сигнала квадратичного детектора.

Установка позволяет измерять спектральную плотность электрического шума вблизи дискретной линии спектра, но не дает возможности выполнить измерения этой характеристики непосредственно на частоте дискретной составляющей. Этот недостаток объясняется тем, что уровень гармоник не возможно снизить до уровня шумов даже при тщательной компенсации и экранировании. Но устранить его все-таки возможно. Для этого необходим детектор, работающий в линейном режиме и низкочастотный усилитель. Эти элементы следует включить между избирательным фильтром и квадратичным детектором.

Пусть избирательный фильтр обладает эффективной полосой пропускания, которая существенно меньше диапазона частот между линиями спектра, и в нее может попасть лишь одна гармоническая компонента. Выходной сигнал избирательного фильтра состоит из двух составляющих:  $e_c(t)$  - синусоидальное напряжение и  $u(t)$  - шумовое напряжение. Амплитуда первой составляющей пропорциональна спектральной амплитуде,

дискретной линии спектра. Вторая составляющая является случайной величиной с нормальным законом распределения. Это подтверждается многочисленными экспериментами [106, 108] и не противоречит центральной предельной теореме теории вероятностей, согласно которой случайная величина, являющаяся результатом множества случайных факторов, при отсутствии доминирования одного или нескольких из них имеет распределение близкое к нормальному.

В нашем случае справедливо соотношение

$$E_c > \sigma_u \quad (4.3)$$

где  $E_c$  - действующее значение синусоидальной составляющей;  
 $\sigma_u^2 = \overline{u^2}$  – среднеквадратическое значение шумовой составляющей.

При выполнении (4.3) и нормальном распределении шумовой составляющей выполняется следующее:

$$I_0 = \alpha E_c, \quad \overline{I_{ш}^2} = \beta \sigma_u^2$$

Таким образом, измерения постоянной составляющей выходного тока линейного детектора  $I_0$  позволят определить значения амплитуды спектральной линии. Спектральная плотность шума пропорциональная  $\sigma_u^2$  будет результатом измерений среднеквадратического значения флуктуаций низкочастотных составляющих  $\overline{I_{ш}^2}$ , полученного с помощью квадратичного детектора. В последних равенствах  $\alpha$  и  $\beta$  - постоянные коэффициенты, которые зависят от крутизны характеристики детектора.

При формировании обучающих массивов необходимо определить абсолютное значение спектральной плотности шума, обусловленного ЧР. Для этого используется эталонный генератор белого шума с известной спектральной плотностью, в соответствии с сигналом которого выполняется калибровка измерительной установки. Несмотря на теоретическую возможность измерять описанным методом шумы непосредственно на дискретной линии, на практике эта задача остаётся трудно разрешимой

поскольку требуется высокая степени компенсации дискретных линий на входе анализатора спектра. В связи с этим обучающие массивы, формируемые с помощью предложенной установки (рис. 4.1), целесообразно дополнить обучающими массивами значений параметров ЧР. Аппаратные средства для формирования таких массивов рассмотрены в следующем разделе.

#### **4.2. Формирование обучающих массивов значений параметров ЧР**

Достоверность результатов мониторинга в большой степени определяется достоверностью информации обучающих массивов, которая, в свою очередь, зависит от совершенства методов и средств их формирования. Известны способы построения обучающих массивов путём измерения параметров частичных разрядов [109-111], заключающиеся в том, что частичные разряды регистрируют с помощью индуктивных или емкостных датчиков, выходные сигналы которых фильтруют и усиливают, формируя таким образом массив, несущий информацию о значениях параметров ЧР в изоляции диагностируемого высоковольтного оборудования. Общим недостатком этих способов является низкая достоверность формируемых массивов, обусловленная влиянием электрических разрядов, возникающих вне диагностируемого оборудования.

Для построения обучающих массивов может быть применён способ контроля частичных разрядов в электрическом силовом трансформаторе [112]. Способ заключается в том, что при рабочем напряжении на высоковольтном вводе электромагнитное поле частичных разрядов силового трансформатора воспринимают индуктивным и емкостным датчиками, выходные сигналы которых фильтруют, усиливают и умножают один на другой и в соответствии со знаком произведения формируют сигнал, несущий информацию о частичных разрядах в баке трансформатора. Однако способ не имеет достаточной достоверности, не обеспечивает необходимую селективности разрядов внутри и вне объекта диагностики и не обладает

необходимой наглядностью представления результатов контроля. В значительной степени это вызвано широким диапазоном значений частоты следования частичных разрядов в изоляции высоковольтного оборудования. В результате чего частота следования ЧР при определённых значениях напряженности электрического поля оказывается настолько высока, что из-за инерционности датчиков и средств вторичного преобразования происходит искажение параметров частичных разрядов. Следовательно возможно появление ложной полярности произведения сигналов индуктивного и емкостного датчиков. Из-за наложения друг на друга ЧР, возникающих в различных областях диагностируемого оборудования, возможно насыщение усиливающих компонент, что приводит к временному сдвигу перехода их выходного напряжения через нулевой уровень, и так же может явиться причиной неправильного определения полярности. В результате требуемый уровень селективности к восприятию разрядов внутри и вне диагностируемого высоковольтного оборудования не обеспечивается. Кроме того, при использовании этого способа для регистрации характеристик ЧР с помощью широко применяемых при диагностике высоковольтного оборудования цифровых регистраторов [4], обеспечивающих наглядность результатов контроля, возникает трудно устранимое противоречие между скоростью и точностью регистрации. Указанные недостатки существенно снижают эффективность диагностики высоковольтного оборудования методом частичных разрядов.

Таким образом, известные способы и средства формирования обучающих массивов не обеспечивают точности определения значений параметров ЧР, а следовательно, и требуемой адекватности регрессионных моделей мониторинга. В связи с этим авторами изобретений [84-86] предложены новые способы диагностики высоковольтного оборудования, целью которых является повышение достоверности обучающих массивов МКДМ, а также представление результатов мониторинга в виде зависимостей текущих значений параметров ЧР от значений напряжения на

высоковольтном вводе диагностируемого оборудования. Указанная цель достигается тем, что при формировании законов изменения напряжённости электрического поля реализуется принцип управления на основе учёта текущих значений того или иного параметра ЧР, т.е. принцип выбранный (см. выводы по гл. 3) в качестве интеграционной платформы МКДМ.

В соответствии со способом, защищённом патентом [84], напряжённость электрического поля в изоляции высоковольтного оборудования изменяют в соответствии с текущим значением частоты ЧР, снижая скорость изменения напряжённости при увеличении частоты ЧР и увеличивая при её уменьшении, т.е. формирование обучающих массивов проводят в режиме стабилизации текущего значения частоты ЧР на уровне, соответствующем минимальным погрешностям измерения параметров ЧР, определяя при этом суммарный кажущийся заряд ЧР.

Рис. 4.2 поясняет принцип действия устройства, реализующего предлагаемый способ формирования обучающих массивов параметров ЧР.

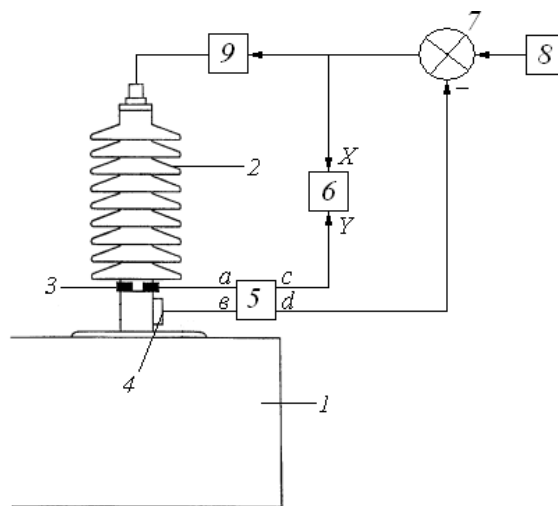


Рис. 4.2. Структурная схема устройства формирования обучающих массивов [104]

На рис. 4.2 показаны часть бака 1 и ввод 2 диагностируемого высоковольтного аппарата с размещёнными на нём индуктивным 3 и ёмкостным 4 датчиками ЧР, подключенными ко входам блока обработки сигналов 5, первый выход которого подключен ко входу Y цифрового

регистратора 6, а второй выход подключен к первому входу вычитающего устройства 7, причём второй вход вычитающего устройства подключен к выходу источника напряжения 8, а выход – ко входу X цифрового регистратора 6 и к повышающему трансформатору 9, напряжение с которого подаётся на высоковольтный ввод 2.

На рис. 4.3 представлена структурная схема блока обработки сигналов 5, включающая в себя усилительно-фильтрующие компоненты 10 и 11, ко входам *a* и *b* которых подключены, соответственно, индуктивный 3 и ёмкостный 4 датчики ЧР, а выходы соединены со входами перемножающего устройства 12, выход последнего подключен к управляющему входу блока коммутации 13, сигнальный вход которого подключен к выходу усилительно-фильтрующей компоненты 10, а выход – к интегратору 14 и формирователю импульсов 15, выход которого подключен к цепи усреднения 16.

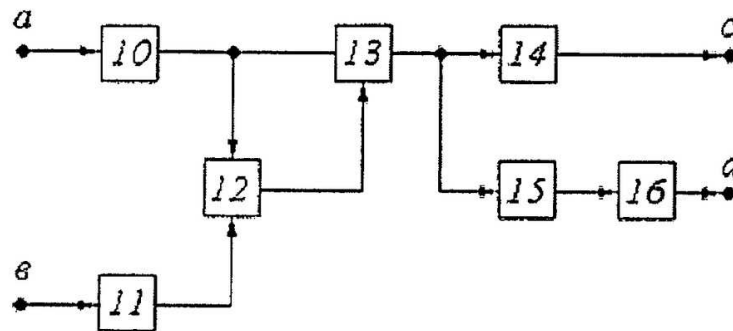


Рис. 4.3. Структурная схема блока обработки сигналов [104]

Устройство работает следующим образом. Сигналы ЧР принимаются индуктивным и ёмкостным датчиками 3 и 4, приводятся к одному уровню и освобождаются от шумовых составляющих, проходя через усилительно-фильтрующие компоненты 10 и 11, а затем перемножаются устройством 12. Выходной сигнал этого устройства, полярность которого определяется местом возникновения разряда (т.е. внутри или вне диагностируемого высоковольтного оборудования), управляет работой коммутатора 13, обеспечивая дальнейшее прохождение импульсов тока, соответствующих лишь ЧР внутри диагностируемого оборудования. Формирователь 15

формирует из импульсов сложной формы, соответствующих ЧР, короткие однополярные прямоугольные импульсы стабильной амплитуды и длительности. Постоянная составляющая этого импульсного сигнала, пропорциональная его текущей частоте, выделяется цепью усреднения 16 и вычитается с помощью устройства 7 из сигнала источника напряжения 8, снижая скорость изменения напряжения на высоковольтном вводе диагностируемого аппарата при увеличении частоты ЧР и увеличивая при её снижении. Таким образом, достигается стабилизация текущего значения частоты ЧР на желаемом уровне, который определяется коэффициентом передачи в контуре управления, включающем диагностируемую изоляцию, а также элементы 2, 3, 4, 5, 7 и 9 (рис. 4.2). Критерием выбора этого уровня является отсутствие изменений в регистрируемых зависимостях  $Q_{\Sigma} = f(U)$  суммарного кажущегося заряда ЧР от приложенного напряжения при уменьшении модуля этого коэффициента, например, путём уменьшения усиления в компонентах 10 и 11 (рис. 4.3). Регистрацию названных зависимостей обеспечивает интегратор 14, на вход которого с коммутатора 13 поступают импульсы тока, соответствующие частичным разрядам в диагностируемом оборудовании. Интегратор формирует на выходе напряжение, значение которого пропорционально сумме ампер-секундных площадей входных импульсов, т.е. суммарному кажущемуся заряду ЧР. Это напряжение подаётся на вход Y цифрового регистратора 6, на вход X которого поступает сигнал, пропорциональный напряжению на высоковольтном вводе диагностируемого оборудования. Таким образом, при испытаниях в режиме стабилизации частоты ЧР регистрируется зависимость суммарного кажущегося заряда ЧР от приложенного напряжения:  $Q_{\Sigma} = f(U)$ .

На рис. 4.4 представлены типичные графики зависимостей  $Q_{\Sigma} = f(U)$ , полученные предлагаемым способом на лабораторном высоковольтном трансформаторе с низким качеством изоляции близким к критическому. Амплитуда испытательного напряжения для кривой 1 равна 50%, а для



кривой 2 – 120% от номинальной рабочей амплитуды. Начальные участки кривых ( $a-b$  для кривой 2) соответствуют первоначальному после подачи испытательного напряжения увеличению напряжённости электрического поля от нуля до положительного амплитудного значения, а замкнутые контуры ( $b-c-d-e-f-g$ ) – циклическому изменению напряжённости. Наблюдаемая на кривой 2 область насыщения свидетельствует о пробое основной части локальных дефектов изоляции. Информативными параметрами кривых являются площадь, ограниченная ими, суммарный остаточный кажущийся заряд при смене полярности испытательного напряжения (точки  $c$  и  $f$ ), значения испытательного напряжения, соответствующие нулевому суммарному кажущемуся заряду (точки  $d$  и  $g$ ), а также наклоны касательных, проведённых к кривым в характерных точках (начальный, максимальный и др.).

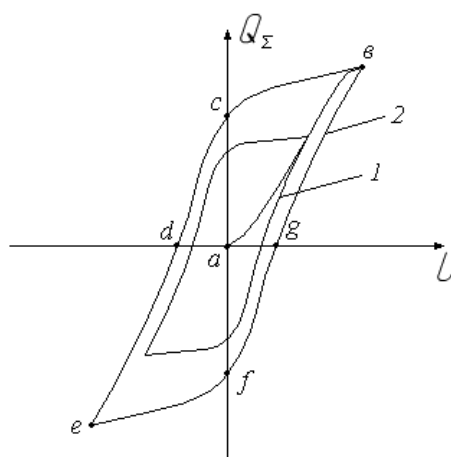
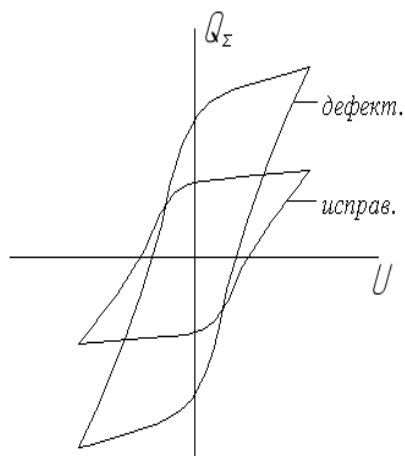


Рис. 4.4 Типичные графики зависимостей  $Q_{\Sigma} = f(U)$

На рис. 4.5 представлены графики зависимостей  $Q_{\Sigma} = f(U)$ , полученные в соответствии с предлагаемым способом при диагностике на одной из фаз автотрансформатора АДЦТН–200000/110/6. Кривая 1 соответствует исправной, а кривая 2 – дефектной изоляции. Обработка результатов прямых измерений параметров этих зависимостей с многократными ( $n=25$ ) наблюдениями показывает, что погрешность измерений, соответствующая доверительной вероятности 95%, благодаря

стабилизации частоты ЧР по предлагаемому способу снижается с 35% (без стабилизации) до 8% (со стабилизацией). Результаты эксперимента обладают хорошей наглядностью, свидетельствуют о высокой информативности зависимостей  $Q_{\Sigma} = f(U)$  и достоверности предложенного способа диагностики высоковольтного оборудования.

Способ, защищённый патентом [85], отличается от известных тем, что напряжённость электрического поля в изоляции высоковольтного оборудования изменяют в соответствии с текущим средним значением кажущегося заряда частичных разрядов, снижая скорость изменения напряжённости при увеличении текущего среднего значения кажущегося заряда и увеличивая при его уменьшении. Таким образом, формирование обучающих массивов проводят в режиме стабилизации текущего значения кажущегося заряда ЧР на уровне, соответствующем минимальным погрешностям измерения параметров ЧР, определяя при этом текущие средние значения амплитуды импульсов тока, вызванных частичными разрядами.



*Рис. 4.5 Полученные графики зависимостей  $Q_{\Sigma} = f(U)$  при диагностике автотрансформатора АТДЦТН–200000/110/6*

На рис. 4.6 представлена структурная схема устройства, реализующего этот способ формирования обучающих массивов. В отличие от структурной схемы, представленной на рис. 4.2, она содержит интегратор 9, вход которого подключен к вычитающему устройству 7. Выходной сигнал интегратора

подаётся на вход  $X$  цифрового регистратора 6 и на первичную обмотку повышающего трансформатора 10.

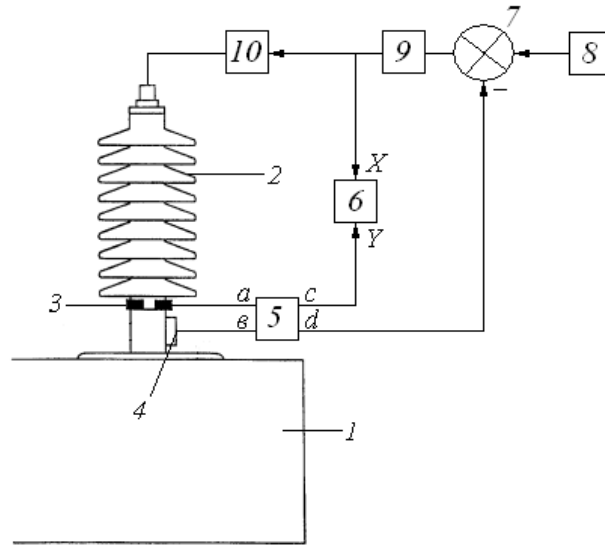


Рис. 4.6. Структурная схема устройства формирования обучающих массивов [105]

На рис. 4.7 представлена структурная схема блока обработки сигналов 5, включающая в себя усилительно-фильтрующие компоненты 11 и 12, ко входам  $a$  и  $b$  которых подключены, соответственно, индуктивный 3 и ёмкостный 4 датчики ЧР, а выходы соединены со входами перемножающего устройства 13, выход последнего подключен к управляющему входу блока коммутации 14, сигнальный вход которого подключен к выходу усилительно-фильтрующей компоненты 11, а выход – к усредняющей  $RC$ -цепи 15 и к последовательно соединённым формирователю импульсов 16, усредняющей  $RC$ -цепи 17 и вычислителю обратного значения 18. Устройство работает следующим образом. Сигналы электрических разрядов принимаются индуктивным и ёмкостным датчиками 3 и 4, приводятся к одному уровню и освобождаются от помех, проходя через усилительно-фильтрующие компоненты 11 и 12, а затем перемножаются устройством 13. Выходной сигнал этого устройства, полярность которого определяется местом возникновения разряда (т.е. внутри или вне диагностируемого высоковольтного оборудования), управляет работой блока коммутации 14, обеспечивая дальнейшее прохождение импульсов тока, соответствующих ЧР

только внутри диагностируемого оборудования

$$i_{qp}(t) = dQ_{qp}(t) / dt, \quad (4.4)$$

где  $Q_{qp}(t)$  - кажущийся заряд ЧР.

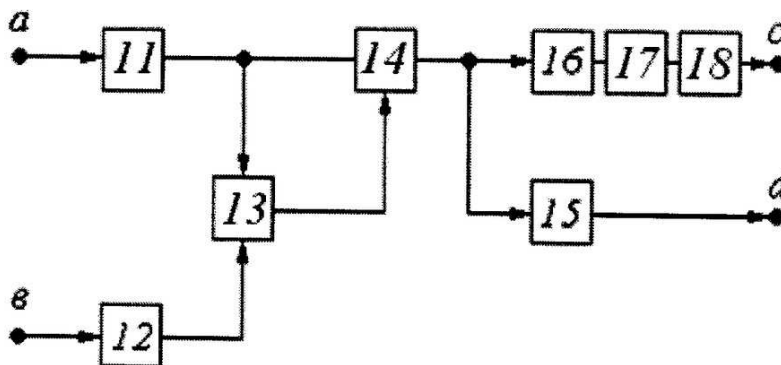


Рис. 4.7. Структурная схема блока обработки сигналов [105]

Поступая на вход усредняющей  $RC$ -цепи 15, эти импульсы вызывают на её выходе напряжение

$$u_1(t) = \frac{k_1}{\Delta\tau} \sum_{k=1}^{\Delta N} \int_{t_k}^{t_k + \Delta t_k} i_{qp}(t) dt = \frac{k_1 \bar{Q}_{qp} \Delta N}{\Delta\tau}, \quad (4.5)$$

где  $k_1$  – коэффициент пропорциональности;  $\Delta\tau$  – интервал усреднения  $RC$ -цепей 15 и 17;  $\Delta N$  – количество ЧР на интервале усреднения;  $t_k$  и  $\Delta t_k$  – соответственно, момент возникновения и длительность  $k$ -го ЧР;  $\bar{Q}_{qp}$  – среднее на интервале  $\Delta\tau$  значение кажущегося заряда ЧР.

Формирователь 16 формирует из импульсов сложной формы (4.4), соответствующих ЧР, однополярные прямоугольные импульсы тока той же длительности, но стабильной амплитуды  $I_0$ . Текущее среднее значение этого импульсного сигнала выделяется цепью усреднения 17

$$u_2(t) = k_2 I_0 \tau_{cp} \Delta N / \Delta\tau, \quad (4.6)$$

где  $k_2$  – коэффициент пропорциональности;  $\tau_{cp}$  – текущее среднее значение длительности импульсов тока.

На выходе вычитающего устройства 7 формируется и подаётся на вход интегратора 9 разность напряжений, одно из которых, знакопеременное с амплитудой  $U_0 = const$ , поступает с источника напряжения прямоугольной формы 8, а другое,  $u_1(t)$ , с усредняющей  $RC$ -цепи 15. На выходе интегратора действует напряжение

$$u_3(t) = \frac{k_3}{\tau} \int_0^t [U_0 - u_1(t)] dt, \quad (4.7)$$

где  $k_3$  – коэффициент пропорциональности;  $\tau$  – постоянная интегрирования.

Это напряжение подаётся на вход  $X$  цифрового регистратора 6 и на первичную обмотку повышающего трансформатора 10.

Учитывая, что

$$du_3(t)/dt = [dQ_{cp}(t)/dt] \times [du_3(t)/dQ_{cp}(t)] = i_{cp}(t)/C,$$

где  $C$  – эквивалентная ёмкость цепи тока ЧР, продифференцируем (4.7).

В результате получим

$$U_0 - u_1(t) = \tau i_{cp}(t) / k_3 C.$$

Таким образом, если значение  $k_3$  достаточно велико, что легко достигается при выполнении интегратора на базе современного операционного усилителя, то

$$U_0 \approx u_1(t),$$

т.е. за счёт отрицательной обратной связи, с учётом (4.5), реализуется режим стабилизации текущего среднего значения кажущегося заряда частичных разрядов

$$\frac{k_1 Q_{cp} \Delta N}{\Delta \tau} = k_1 \overline{I_{\max}} \frac{\tau_{cp} \Delta N}{\Delta \tau} = U_0,$$

где  $\overline{I_{\max}}$  – текущее среднее на интервале усреднения  $\Delta \tau$  значение амплитуды импульсов тока, вызванных частичными разрядами.

В этом случае справедливо выражение

$$\tau_{cp} = \frac{\Delta \tau \cdot U_0}{\Delta N \cdot k_1 \cdot \bar{I}_{\max}},$$

после подстановки которого в (4.3), получим

$$u_2(t) = k_2 I_0 U_0 / k_1 \bar{I}_{\max} = k_4 / \bar{I}_{\max},$$

где  $k_4 = const$ .

Сигнал  $u_2(t)$  преобразуется вычислителем обратного значения 18 в напряжение, пропорциональное текущему среднему значению амплитуды импульсов тока, вызванных частичными разрядами

$$u_4(t) = \bar{I}_{\max} / k_4.$$

Это напряжение подаётся на вход  $Y$  цифрового регистратора 6, на вход  $X$  которого с выхода интегратора 9 поступает напряжение, пропорциональное напряжению на вводе 2 диагностируемого высоковольтного аппарата. Таким образом, обеспечивается регистрация зависимости текущих средних значений амплитуды импульсов тока, вызванных частичными разрядами, от приложенного напряжения:  $\bar{I}_{\max} = f(U)$ . Регистрация производится в режиме стабилизации текущего значения кажущегося заряда ЧР на уровне, соответствующем минимальным погрешностям измерения параметров ЧР. Этот уровень определяется коэффициентом передачи в контуре управления, включающем диагностируемую изоляцию, а также элементы 2, 3, 4, 5, 9 и 10 (рис. 4.6). Критерием выбора этого уровня является отсутствие изменений в регистрируемых зависимостях  $\bar{I}_{\max} = f(U)$  при уменьшении модуля этого коэффициента, например, путём уменьшения усиления в компонентах 11 и 12 (рис. 4.7).

На рис. 4.8 представлены типичные графики зависимостей  $\bar{I}_{\max} = f(U)$ , полученные предлагаемым способом на лабораторном высоковольтном трансформаторе с низким качеством изоляции близким к критическому. Амплитуда испытательного напряжения для кривой 1 равна 50%, а для кривой 2 – 120% от номинальной рабочей амплитуды. Начальные участки

кривых ( $o-a-c$  для кривой 1) соответствуют первоначальному после подачи испытательного напряжения увеличению напряжённости электрического поля от нуля до положительного амплитудного значения, а замкнутые петлеобразные контуры (кривая 1:  $o-b-c-d-o-e-f-g-o$  и кривая 2:  $o-b-c'-d'-o-e-f'-g'-o$ ) – циклическому изменению напряжённости. Наблюдаемая на кривой 2 за точками  $c'$  и  $f'$  область снижения значений  $\bar{I}_{\max}$  при росте напряжения свидетельствует о пробое основной части локальных дефектов изоляции. Информативными параметрами кривых являются: площадь, ограниченная ими; максимальное значение  $\bar{I}_{\max}$  и соответствующее ему напряжение (координаты точки  $c'$ ); значение  $\bar{I}_{\max}$ , соответствующее амплитуде напряжения (координаты точки  $d'$ ), а также наклоны касательных, проведённых к кривым в характерных точках (начальный, максимальный и др.).

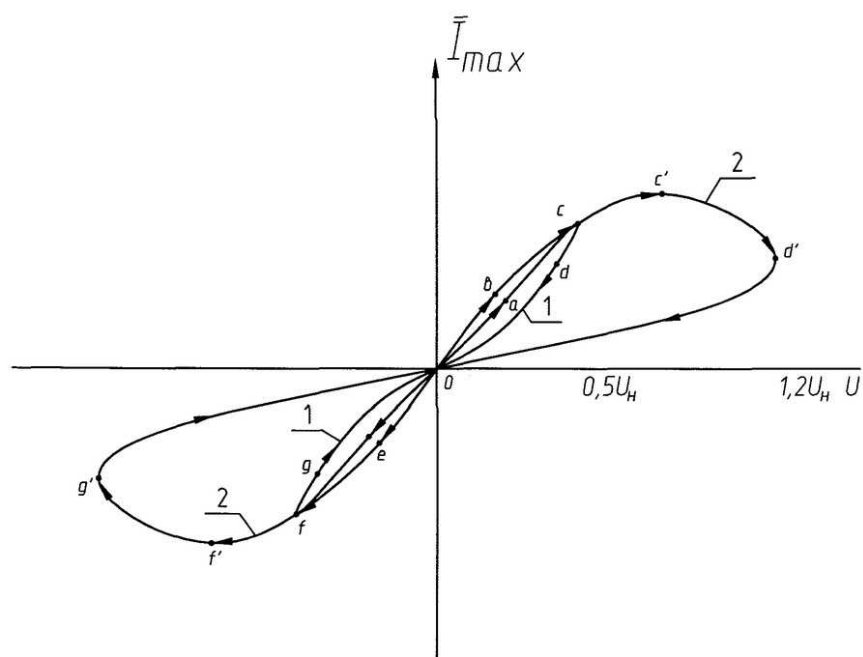


Рис. 4.8. Типичные графики зависимостей  $\bar{I}_{\max} = f(U)$

На рис. 4.9 представлены графики зависимостей  $\bar{I}_{\max} = f(U)$ , полученные в соответствии с предлагаемым способом при диагностике на одной из фаз автотрансформатора АТДЦТН–200000/110/6.

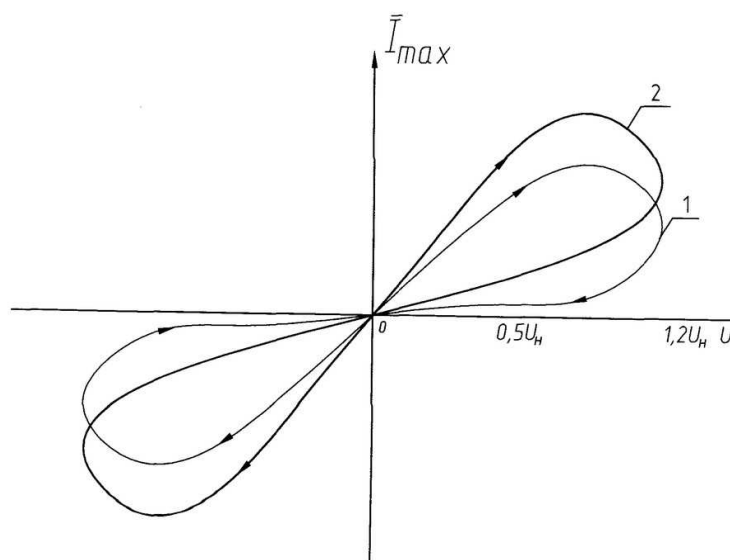


Рис. 4.9 Полученные графики зависимостей  $\bar{I}_{\max} = f(U)$

Кривая 1 соответствует исправной, а кривая 2 - дефектной изоляции. Обработка результатов прямых измерений параметров этих зависимостей с многократными ( $n=25$ ) наблюдениями показывает, что погрешность измерений, соответствующая доверительной вероятности 95%, благодаря режиму стабилизации по предлагаемому способу снижается с 37% (без стабилизации текущего среднего значения кажущегося заряда частичных разрядов) до 10% (со стабилизацией). Результаты эксперимента обладают хорошей наглядностью, свидетельствуют об информативности зависимостей  $\bar{I}_{\max} = f(U)$  и высокой достоверности предлагаемого способа формирования обучающих массивов для МКДМ.

Отличительной особенностью способа, защищённого патентом [86], формирование обучающих массивов проводят также в режиме стабилизации текущего значения кажущегося заряда ЧР на уровне, соответствующем минимальным погрешностям измерения параметров ЧР. Структурные схемы устройств, реализующих этот способ, не отличаются от представленных на рис. 4.6 и 4.7. Однако в блоке обработки сигналов формирователь 16 заменён на амплитудный модулятор, формирующий из импульсов сложной формы, соответствующих ЧР, однополярные прямоугольные импульсы тока той же



амплитуды, но стабильной длительности  $\tau_0$ . Текущее среднее значение этого импульсного сигнала выделяется цепью усреднения 17, на выходе которой действует напряжение

$$u_2(t) = k_2 I_{cp} \tau_0 \Delta N / \Delta \tau, \quad (4.8)$$

где  $k_2$  – коэффициент пропорциональности;  $I_{cp}$  – текущее среднее значение амплитуды импульсов тока.

За счёт отрицательной обратной связи реализуется режим стабилизации текущего среднего значения кажущегося заряда ЧР

$$k_1 Q_{cp} \Delta N / \Delta \tau = k_1 I_{cp} \tau_{cp} \Delta N / \Delta \tau = U_0,$$

где  $\tau_{cp}$  – текущее среднее на интервале усреднения  $\Delta \tau$  значение длительности импульсов тока, вызванных частичными разрядами.

В этом случае справедливо выражение

$$I_{cp} = \Delta \tau U_0 / \Delta N k_1 \tau_{cp},$$

после подстановки которого в (4.5), получим

$$u_2(t) = k_2 \tau_0 U_0 / k_1 \tau_{cp} = k_4 / \tau_{cp},$$

где  $k_4 = \text{const.}$

Сигнал  $u_2(t)$  преобразуется вычислителем обратного значения 18 в напряжение, пропорциональное текущему среднему значению длительности импульсов тока, вызванных частичными разрядами

$$u_4(t) = \tau_{cp} / k_4.$$

Это напряжение подаётся на вход  $Y$  цифрового регистратора 6, на вход  $X$  которого с выхода интегратора 9 поступает напряжение, пропорциональное напряжению на вводе 2 диагностируемого высоковольтного аппарата. Таким образом, обеспечивается регистрация зависимости текущих средних значений длительности импульсов тока, вызванных частичными разрядами, от приложенного напряжения:  $\tau_{cp} = f(U)$ . Регистрация производится в режиме стабилизации текущего

значения кажущегося заряда ЧР на уровне, соответствующем минимальным погрешностям измерения параметров ЧР. Этот уровень определяется коэффициентом передачи в контуре управления, включающем диагностируемую изоляцию, а также элементы 2, 3, 4, 5, 9 и 10 (рис. 4.6). Критерием выбора этого уровня является отсутствие изменений в регистрируемых зависимостях  $\tau_{cp} = f(U)$  при уменьшении модуля этого коэффициента, например, путём уменьшения усиления в компонентах 11 и 12 (рис. 4.7).

На рис. 4.10 представлены типичные графики зависимостей  $\tau_{cp} = f(U)$ , полученные предлагаемым способом на лабораторном высоковольтном трансформаторе с низким качеством изоляции близким к критическому.

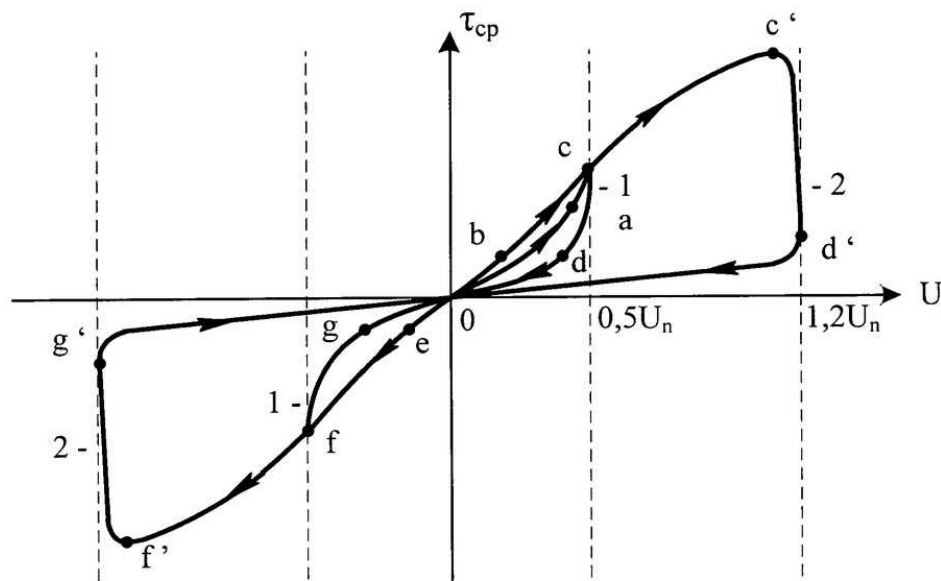


Рис. 4.10. Типичные графики зависимостей  $\tau_{cp} = f(U)$

Амплитуда испытательного напряжения для кривой 1 равна 50%, а для кривой 2 – 120% от номинальной рабочей амплитуды. Начальные участки кривых (о-а-с для кривой 1) соответствуют первоначальному после подачи испытательного напряжения увеличению напряжённости электрического поля от нуля до положительного амплитудного значения, а замкнутые петлеобразные контуры (кривая 1: о-б-с-д-о-е-ф-г-о и кривая 2: о-б-с-д-о-е-ф-г-

о) – циклическому изменению напряжённости. Наблюдаемая на кривой 2 за точками  $c'$  и  $f'$  область снижения значений  $\tau_{cp}$  при росте напряжения свидетельствует о пробое основной части локальных дефектов изоляции. Информативными параметрами кривых являются: площадь, ограниченная ими; максимальное значение  $\tau_{cp}$  и соответствующее ему напряжение (координаты точки  $c'$ ); значение  $\tau_{cp}$ , соответствующее амплитуде напряжения (координаты точки  $d'$ ), а также наклоны касательных, проведённых к кривым в характерных точках (начальный, максимальный и др.).

На рис. 4.11 представлены графики зависимостей  $\tau_{cp} = f(U)$ , полученные в соответствии с предлагаемым способом при диагностике одной из фаз автотрансформатора АТДЦТН–200000/110/6.

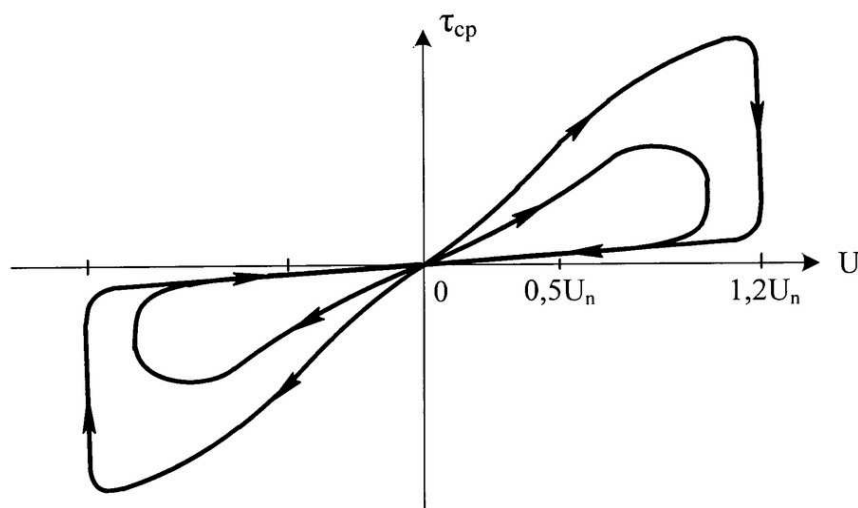


Рис. 4.10. Полученные графики зависимостей  $\tau_{cp} = f(U)$

Кривая 1 соответствует исправной, а кривая 2 - дефектной изоляции. Обработка результатов прямых измерений параметров этих зависимостей с многократными ( $n=25$ ) наблюдениями показывает, что погрешность измерений, соответствующая доверительной вероятности 95%, благодаря режиму стабилизации по предлагаемому способу снижается с 30-40% (без стабилизации текущего среднего значения кажущегося заряда частичных разрядов) до 8-10% (со стабилизацией). Результаты эксперимента обладают

хорошей наглядностью, свидетельствуют об информативности зависимостей  $\tau_{cp} = f(U)$  и высокой достоверности предлагаемого способа формирования обучающих массивов для МКДМ.

#### **4.3. Дистанционный мониторинг концентрации растворённых газов в масле главной изоляции силовых трансформаторов**

Значительная часть повреждений силовых трансформаторов обусловлена снижением электрической прочности маслостойкой изоляции и её пробоем в ближайшем к обмотке высокого напряжения масляном канале. Эксплуатационные свойства изоляции тесно связаны с наличием растворённых в масле газов, концентрация которых в большой степени определяется частичными разрядами. Для диагностики развивающихся дефектов разработаны принципы и критерии оценки состояния изоляции на основе анализа растворённых газов (АРГ) [113]. Однако традиционные методы АРГ трудоёмки, требуют отбора проб масла из работающих высоковольтных аппаратов и в силу этого неудобны для непрерывного мониторинга состояния изоляции. Современные системы мониторинга масла, например, «GE Energy Hydran», «GE Energy Minitrans», довольно дороги и требуют установки датчиков на каждый диагностируемый трансформатор, т.е. не обеспечивают дистанционности мониторинга.

Целью исследований, отражённых в этом разделе, является поиск устойчивых многофакторных статистических взаимосвязей между параметрами ЧР и концентрациями растворённых газов в трансформаторном масле. Результаты исследований необходимы для анализа возможности дистанционного мониторинга концентрации растворённых газов с помощью МКДМ «ЭЛЕКТРО», разработанного во Владимирском государственном университете совместно с ПАО «Электросетьсервис». В качестве датчиков электромагнитного излучения, вызванного ЧР, в комплексе применены направленные СВЧ антенны типа АШП-1, обработка электрошумовых сигналов обеспечивается измерителем радиопомех П4-17. Сканирование

диагностируемого объекта обеспечивается системой перемещения антенны на основе механизма с параллельной кинематикой.

Отбор проб и хроматографический анализ растворённых газов (ХАРГ) осуществлялся в соответствии с РД 34.46.303-98 «Методические указания по подготовке и проведению хроматографического анализа газов, растворённых в масле силовых трансформаторов». При этом использовались пробоотборники «ShakeTest», «ELCHROM-G» и портативный хроматограф «MYRKOS» фирмы MorganSchafferInc. (Канада). В качестве вспомогательного оборудования применялась система мониторинга масла «GLA100» компании KelmanLtd и устройство BMT 300 (GEEnergy Co) для контроля активности ЧР в главном трансформаторном баке. Измерения пробивного напряжения трансформаторного масла выполнялись в соответствии с ГОСТ 6581-75 на отечественном аппарате АИМ-80 класса точности 1.0, в котором использовалась измерительная ячейка с полусферическими электродами. Зазор между электродами составлял 2.5 ( $\pm$  0.5) мм. Пробивное напряжение определялось на частоте 50 Гц при температурах масла и окружающей среды в диапазоне 15-25  $^{\circ}\text{C}$ . По шести последовательным пробоям вычислялись среднее арифметическое значение пробивного напряжения  $U_{cp.пр.}$ , среднеквадратическое отклонение  $\sigma_u$  и коэффициент вариации  $V = \frac{100\sigma_u}{U_{cp.пр.}}, \%$ . Если значение коэффициента вариации

превышало 20%, то измерительная ячейка заполнялась новым маслом из той же пробы и проводилось шесть дополнительных измерений пробивного напряжения. В этом случае среднее значение пробивного напряжения определялось для 12 пробоев. Измерения тангенса угла диэлектрических потерь ( $tg\delta$ ) проводилось на автоматическом приборе «DTL C» фирмы «BAUR Priifund Messtechnik GmbH» (Австрия) для двух значений температуры 20 $^{\circ}\text{C}$  и 70 $^{\circ}\text{C}$  или 20 $^{\circ}\text{C}$  и 90 $^{\circ}\text{C}$  в соответствии с ГОСТ 6581-75, стандартом IEC 247, стандартами или техническими условиями на

конкретный сорт масла. Этот же прибор применялся для измерения относительной диэлектрической проницаемости масла ( $\epsilon$ ).

Измерение параметров ЧР производилось с помощью МКДМ «ЭЛЕКТРО». Для управления движением элементов комплекса применён адаптивный алгоритм, рассмотренный в разделе 3.1. Это позволило учесть сложность топологии и насыщенность энергетических объектов высоковольтным оборудованием, а также крупные габариты современных высоковольтных аппаратов. Исследования проводились в процессе плановых обследований состояния трансформаторного оборудования для 58 трансформаторов электрических подстанций (ПС) предприятий магистральных электрических сетей (МЭС) Центра в период с 2009 г. по 2015 г. В диссертационной работе представлены результаты исследований лишь для 18 аппаратов, в том числе для пяти автотрансформаторов АОДЦТН-417000/750/500-У1, шести автотрансформаторов АДЦТН-250000/500/110/10 и семи трансформаторов ТДТН-31500/110. Эти трансформаторы установлены на ПС Московского, Валдайского и Волго-Окского предприятий магистральных электрических сетей («Владимирская-750 кВ», «Белый Раст-750 кВ», «Ногинск-500 кВ», «Радуга-500 кВ», «Калининская-330 кВ», «Неро-220 кВ», «Вязники-220 кВ» и др.). В обследованных трансформаторах применено масло марок ГК и Т-150. Масло ГК (ТУ 38.101.1025-85) производится АО «Ангарская нефтехимическая компания» по технологии гидрокрекинга и каталитической депарафинизации из западно-сибирской нефти. Масло Т-150 (ТУ 38.401.58107-94) производится ОАО «Нижегород-нефтеоргсинтез» путём селективной очистки, низкотемпературной депарафинизации и гидроочистки из западно-сибирской нефти. Во всех аппаратах используется плёночная защита. Результаты исследований 18 названных трансформаторов оказались наиболее информативными и достоверными в силу того, что близки продолжительности их эксплуатации (введены в эксплуатацию в 1987-1989 г.г.), сроки проведения и периодичность комплексных обследований, а также

нормальные и имевшие место аварийные режимы работы аппаратов.

Исследования начаты в июне 2009 г. В качестве примера в табл. 4.1 приведены результаты анализа образцов масла из основных баков трансформаторов, установленных на ПС «Владимирская-750 кВ», «Радуга-500 кВ», «Вязники-220 кВ» на дату начала исследований.

Таблица 4.1

*Значения основных параметров трансформаторного масла*

| Даты                                          | АОДЦТН-417000        | АТДЦТН-250000        | ТДТН-31500           |
|-----------------------------------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| <b>Отбора проб масла</b>                      | 15.06.2009 г.        | 16.06.2009 г.        | 17.06.2009 г.        |
| <b>Проведения измерений</b>                   | 18.06.2009 г.        | 18.06.2009 г.        | 18.06.2009 г.        |
| <b>Концентрации растворённых газов, % об.</b> |                      |                      |                      |
| Метан $\text{CH}_4$                           | $45 \cdot 10^{-4}$   | $50 \cdot 10^{-4}$   | $56 \cdot 10^{-4}$   |
| Этан $\text{C}_2\text{H}_6$                   | $20 \cdot 10^{-4}$   | $16 \cdot 10^{-4}$   | $14 \cdot 10^{-4}$   |
| Этилен $\text{C}_2\text{H}_4$                 | $90 \cdot 10^{-4}$   | $81 \cdot 10^{-4}$   | $75 \cdot 10^{-4}$   |
| Ацетилен $\text{C}_2\text{H}_2$               | $0,2 \cdot 10^{-4}$  | $0,2 \cdot 10^{-4}$  | не обнаружено        |
| Водород $\text{H}_2$                          | $8 \cdot 10^{-4}$    | $7 \cdot 10^{-4}$    | $5 \cdot 10^{-4}$    |
| Оксид углерода CO                             | $200 \cdot 10^{-4}$  | $130 \cdot 10^{-4}$  | $110 \cdot 10^{-4}$  |
| Диоксид углерода $\text{CO}_2$                | $1700 \cdot 10^{-4}$ | $1700 \cdot 10^{-4}$ | $1600 \cdot 10^{-4}$ |
| <b>Пробивное напряжение</b>                   |                      |                      |                      |
| Среднее значение ( $U_{\text{ср.пр.}}$ ), кВ  | 50,14                | 50,28                | 51,24                |
| Коэффициент вариации (V), %                   | 5,1                  | 2,4                  | 3,6                  |
| $\text{tg}\delta$ при 20 °С                   | 0,29                 | 0,31                 | 0,25                 |

Таблица 4.2

*Выборки проб трансформаторного масла*

| <b>№<br/>выборки</b> | <b>Типы<br/>(авто)транс<br/>форматоров</b> | <b>Марки<br/>масла</b> | <b>Время<br/>поведения<br/>ХАРГ</b>                                 | <b>Средняя<br/>нагрузка<br/>(% от <math>S_{ном}</math>)</b> | <b>Кол-во проб<br/>масла в<br/>выборке</b> |
|----------------------|--------------------------------------------|------------------------|---------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------|--------------------------------------------|
| 1                    | АОДЦТН                                     | ГК                     | июнь 2009 г.,<br>июль 2010 г.,<br>июнь 2012 г.,<br>июль 2013 г.     | 68                                                          | 28                                         |
| 2                    | АОДЦТН                                     | ГК                     | май 2014 г.,<br>декабрь 2014 г.,<br>май 2015 г.,<br>ноябрь 2015 г.  | 45                                                          | 18                                         |
| 3                    | АТДЦТН                                     | ГК,<br>Т-150           | июнь 2009 г.,<br>июль 2010 г.,<br>июнь 2012 г.,<br>июль 2013 г.     | 71                                                          | 24                                         |
| 4                    | АТДЦТН                                     | ГК,<br>Т-150           | май 2014 г.,<br>декабрь 2014 г.,<br>май 2015 г.,<br>декабрь 2015 г. | 48                                                          | 26                                         |
| 5                    | ТДТН                                       | Т-150                  | июнь 2009 г.,<br>июль 2010 г.,<br>май 2012 г.,<br>июль 2013 г.      | 67                                                          | 19                                         |
| 6                    | ТДТН                                       | Т-150                  | май 2014 г.,<br>декабрь 2014 г.,<br>май 2015 г.,<br>ноябрь 2015 г.  | 40                                                          | 29                                         |

Пробы масла по всем 18 трансформаторам были сгруппированы в шесть выборок (табл. 4.2) по типам трансформаторов, маркам масла, датам проведения ХАРГ и средней нагрузки в период проведения исследований. Выборки 1, 3, 5 содержат пробы масла, отобранные и исследованные с приблизительно с годовым интервалом с 2009 по 2013 г. Для этого периода характерна более высокая электрическая нагрузка, чем в последующие два года, в течение которых масло исследовалось с интервалом в шесть месяцев (выборки 2, 4, 6). Выборки 1 и 6 являются наиболее представительными. В выборках 1 и 4 имеется по шесть проб масла, взятых после срабатывания газовых защит на сигнал, а выборка 6 содержит 4 пробы, отобранные после срабатывания дифференциальной защиты. Выборки 2 и 3 содержат только



пробы, взятые из трансформаторов, анализ работы которых за предшествующий период показал отсутствие эксплуатационных факторов, вызывающих рост концентраций углеводородных газов. В выборку 6 включены 4 пробы, отобранные после замены силикагеля и 2 пробы, отобранные после длительного отключения трансформаторов.

Таким образом, в целом 144 пробы являются представительной выборкой в аспекте разнообразия типов трансформаторов, марок масла, дат проведения ХАРГ и режимов эксплуатации. Перед отбором каждой из этих 144 проб с помощью МКДМ высоковольтного оборудования «ЭЛЕКТРО» производилась электрошумовая локация аппаратов, из баков которых брались пробы. Измерялись следующие параметры ЧР:

1. Среднее за период сетевого напряжения значение частоты ЧР ( $F_{cp}$ );
2. Частотный диапазон  $\Delta f = f_e - f_n$ , где  $f_n$  и  $f_e$  - граничные частоты, соответственно, ниже и выше которых наблюдается спад кривой спектральной плотности до уровня в  $\sqrt{2}$  раз меньше максимального значения (рис.2.2);
3. Максимальное значение спектральной плотности  $g_{max}$  за интервал наблюдения  $T$  в диапазоне  $f_n \dots f_e$ ;
4. Суммарный кажущийся заряд  $Q_\Sigma$  за интервал наблюдения  $T$ ;
5. Среднее значение амплитуды импульсов тока  $\overline{I_{max}}$ , вызванных ЧР, на интервале значений приложенного напряжения от  $0,9U_{max}$  до  $1,1U_{max}$ ;
6. Среднее значение длительности импульсов тока  $\tau_{cp}$ , вызванных ЧР, на интервале значений приложенного напряжения от  $0,9U_{max}$  до  $1,1U_{max}$ .

Параметры 1,5 и 6 определены ГОСТ 20074-83 [104], информативность параметра 4 хорошо проиллюстрирована в книге В.П. Вдовико [41], а целесообразность определения параметров 2 и 3 показана в работе [114]. Для формирования обучающих массивов применялись устройства, описанные в разделах 4.1 и 4.2.

Исследование статистической взаимосвязи значений этих, в рассматриваемом случае **измеряемых параметров**, с концентрациями растворённых газов, т.е. значениями **контролируемых параметров**, проводились с помощью математической модели вида

$$y_i = b_{i0} + \sum_{j=1}^n b_{ij} x_j,$$

где  $y_i$  –  $i$ -й контролируемый параметр пробы трансформаторного масла;  $n$  – число измеряемых параметров  $x_j$  ЧР;  $b_{i0}, b_{ij}$  – параметры модели для  $i$ -го контролируемого параметра.

Оценка параметров модели  $b_{i0}, b_{ij}$  производилась по методике, изложенной в разделе 2.3, с помощью метода главных компонент и множественного регрессионного анализа. Применение этого метода повышает устойчивость модели к случайным погрешностям измерений и дает возможность обрабатывать результаты экспериментов, несмотря на сильную мультиколлинеарность исходных данных. Обработка экспериментальных результатов производилась модулем моделирования и обучения МКДМ «ЭЛЕКТРО» с помощью специализированных программных средств.

На первом этапе эксперимента анализировались обучающие выборки 1 и 2, на основе которых формировались частные модели, связывающие измеряемые и контролируемые параметры проб масла марки ГК. На втором этапе определялись общие модели, для этого в качестве исходных данных использовалась объединенные обучающие выборки (1+3, 2+4, 3+5). Проверка достоверность полученных результатов проводилась по критерию Фишера с доверительной вероятностью 0,95. Основной задачей формирования обобщенных моделей является определение контролируемых параметров по совокупности измеряемых. Такой подход дает возможность проводить электрошумовой мониторинг не зависимо от типа исследуемого оборудования и обеспечивает технологическую гибкость мониторинга.

Полученные значения коэффициентов множественной корреляции для частных и обобщенных моделей, содержащих все измеряемые параметры (1 -  $F_{cp}$ ; 2 -  $\Delta f$ ; 3 -  $g_{max}$ ; 4 -  $Q_{\Sigma}$ ; 5 -  $\overline{I_{max}}$ ; 6 -  $\tau_{cp}$ ) приведены в табл. 4.3. Для объединённых выборок 2+4 и 3+5 определены параметры математических моделей (табл. 4.4).

Таблица 4.3

## Коэффициенты множественной корреляции

| Концентрации<br>растворённых газов | Обучающие выборки |       |       |       |       |
|------------------------------------|-------------------|-------|-------|-------|-------|
|                                    | 1                 | 2     | 1+3   | 2+4   | 3+5   |
| Метан $CH_4$                       | 0.994             | 0.996 | 0.992 | 0.995 | 0.994 |
| Этан $C_2H_6$                      | 0.977             | 0.982 | 0.976 | 0.989 | 0.986 |
| Этилен $C_2H_4$                    | 0.944             | 0.931 | 0.910 | 0.955 | 0.897 |
| Водород $H_2$                      | 0.958             | 0.933 | 0.925 | 0.979 | 0.971 |
| Оксид углерода CO                  | 0.935             | 0.952 | 0.933 | 0.971 | 0.955 |
| Диоксид углерода $CO_2$            | 0.995             | 0.992 | 0.976 | 0.994 | 0.982 |

Таблица 4. 4

## Параметры математических моделей

| Обуч.<br>выборки | Раств.<br>газы | Параметры модели |            |            |            |            |            |            |
|------------------|----------------|------------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|
|                  |                | $b_0 10^4$       | $b_1 10^4$ | $b_2 10^4$ | $b_3 10^4$ | $b_4 10^4$ | $b_5 10^4$ | $b_6 10^4$ |
| 2+4              | $CH_4$         | -58.0            | 107.1      | 4.340      | 555.2      | -1.359     | -37.95     | 12.24      |
|                  | $C_2H_6$       | -67.0            | 105.9      | 4.852      | 843.1      | -1.949     | -47.12     | 15.71      |
|                  | $C_2H_4$       | 98.2             | 0.245      | -0.14      | -19.11     | 0.024      | -0.655     | -0.19      |
|                  | $H_2$          | 13.6             | -3.75      | 0.032      | -25.47     | 0.028      | 1.844      | -0.22      |
|                  | CO             | 332.0            | -97.5      | -16.93     | -2799      | 1.777      | -0.737     | -19.8      |
|                  | $CO_2$         | -561.1           | 2.906      | 0.309      | 54.45      | -0.049     | -0.422     | 0.417      |
| 3+5              | $CH_4$         | -42.0            | 96.33      | 9.165      | 121.4      | -0.414     | -2053      | 4.797      |
|                  | $C_2H_6$       | -51.0            | 98.56      | 13.32      | 498.8      | 0.057      | -13.08     | 2.348      |
|                  | $C_2H_4$       | 124.5            | -0.41      | -0.169     | -28.87     | 0.024      | -0.449     | -0.24      |
|                  | $H_2$          | 17.5             | -1.05      | -0.299     | -34.97     | 0.014      | -1.236     | -0.52      |
|                  | CO             | 387.0            | -95.4      | -18.27     | -4204      | 2.344      | -29.99     | -38.2      |
|                  | $CO_2$         | -690.5           | 2.43       | 0.408      | 32.76      | -0.019     | -0.025     | 0.229      |

Полученные результаты экспериментальных исследований свидетельствуют о возможности нахождения обобщенных моделей для концентраций всех шести исследовавшихся растворённых газов. В таблице 4.5 представлены значения коэффициентов парной корреляции, сформированные на основе объединенной выборки 1+2. Их сравнение с коэффициентами множественной корреляции показывает явное преимущество многопараметрового электрошумового мониторинга перед мониторингом по одному параметру.

Таблица 4.5

*Коэффициенты парной корреляции*

| Растворённые газы             | Параметры ЧР |            |           |              |                      |             |
|-------------------------------|--------------|------------|-----------|--------------|----------------------|-------------|
|                               | $F_{cp}$     | $\Delta f$ | $g_{max}$ | $Q_{\Sigma}$ | $\overline{I}_{max}$ | $\tau_{cp}$ |
| CH <sub>4</sub>               | 0.91         | 0.96       | 0.39      | 0.96         | 0.91                 | 0.45        |
| C <sub>2</sub> H <sub>6</sub> | 0.79         | 0.91       | 0.23      | 0.85         | 0.79                 | 0.32        |
| C <sub>2</sub> H <sub>4</sub> | 0.66         | 0.74       | 0.11      | 0.67         | 0.52                 | 0.03        |
| H <sub>2</sub>                | 0.96         | 0.86       | 0.58      | 0.92         | 0.92                 | 0.60        |
| CO                            | 0.51         | 0.63       | 0.20      | 0.57         | 0.42                 | 0.06        |
| CO <sub>2</sub>               | 0.86         | 0.86       | 0.18      | 0.86         | 0.74                 | 0.33        |

На последующих этапах эксперимента исследовались возможности нахождения общих моделей, позволяющих осуществить многопараметровый мониторинг, инвариантный к нагрузке трансформаторного оборудования и его длительным отключениям. В конечном счёте, выявление такой возможности означает существенное увеличение технологической гибкости электрошумового мониторинга. Формирование обобщенной модели проводилось на обучающем массиве данных по выборкам 2, 3, 5 и 6, достоверность результатов подтверждалась аналогично по  $F$ -критерию Фишера. В табл. 4.6 приведены найденные значения коэффициентов

множественной корреляции. Анализ результатов эксперимента при измерении всех шести параметров ЧР (столбец 2 табл. 4.6) показывает возможность нахождения для концентраций четырёх растворённых газов ( $\text{CH}_4$ ,  $\text{C}_2\text{H}_6$ ,  $\text{C}_2\text{H}_4$  и  $\text{H}_2$ ) универсальных моделей устойчивых к вариациям нагрузки. При этом следует отметить, что для полученных моделей значения коэффициентов множественной корреляции уменьшаются несущественно в сравнении со значениями соответствующих коэффициентов множественной корреляции для моделей, полученных для близких значений нагрузки. Для концентраций оксида и диоксида углерода полученные модели оказались неадекватными.

Для упрощения процедуры мониторинга в ходе эксперимента рассматривалась возможность изменения качественного и количественного состава измеряемых параметров ЧР, входящих в состав универсальной математической модели. В табл. 4.6 и 4.7 приведены коэффициенты множественной корреляции и рассчитаны параметры универсальных математических моделей, включающих в первом случае все измеряемые величины, во втором – первые три, связанные со спектральными характеристиками ЧР, в третьем – только интегральные характеристики ЧР (4, 5 и 6). Отметим, что обучающие массивы для параметров 1, 2, 3 формируются с помощью устройства, описанного в разд. 4.1, а для параметров 4, 5, 6 – с помощью устройства, описанного в разд. 4.2.

Анализ полученных результатов показывает, что модели с меньшим числом измеряемых электрошумовых параметров можно использовать, если допускается снижение требований к точности результатов мониторинга. Например, сложные измерения кажущегося заряда ЧР можно не проводить при оперативном контроле. В этом случае лишь модель, отражающая уровень концентрации этилена оказывается не адекватной, так как существенно снижается коэффициент множественной корреляции. К сожалению, следует отметить, что все модели для концентраций оксида и диоксида углерода оказались непригодными для использования.

Таблица 4.6

## Коэффициенты множественной корреляции

| Растворённые газы             | Параметры ЧР                                                                  |                              |                                              |
|-------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------|------------------------------|----------------------------------------------|
|                               | $F_{cp}, \Delta f, g_{\max}, Q_{\Sigma},$<br>$\overline{I_{\max}}, \tau_{cp}$ | $F_{cp}, \Delta f, g_{\max}$ | $Q_{\Sigma}, \overline{I_{\max}}, \tau_{cp}$ |
| CH <sub>4</sub>               | 0.982                                                                         | 0.980                        | 0.969                                        |
| C <sub>2</sub> H <sub>6</sub> | 0.971                                                                         | 0.944                        | 0.971                                        |
| C <sub>2</sub> H <sub>4</sub> | 0.917                                                                         | 0.869                        | 0.839                                        |
| H <sub>2</sub>                | 0.964                                                                         | 0.944                        | 0.942                                        |

Таблица 4.7

## Параметры универсальных математических моделей

| Электрошумовые параметры                                                           | Раств. газы                   | Параметры модели |            |            |            |            |            |            |
|------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------|------------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|
|                                                                                    |                               | $b_0 10^4$       | $b_1 10^4$ | $b_2 10^4$ | $b_3 10^4$ | $b_4 10^4$ | $b_5 10^4$ | $b_6 10^4$ |
| $F_{cp}, \Delta f,$<br>$g_{\max}, Q_{\Sigma},$<br>$\overline{I_{\max}}, \tau_{cp}$ | CH <sub>4</sub>               | -70.0            | 82.30      | 4.428      | 387.0      | -1.367     | 20.46      | 10.63      |
|                                                                                    | C <sub>2</sub> H <sub>6</sub> | -74.0            | 82.29      | 7.483      | 769.6      | -1.245     | -17.41     | 10.60      |
|                                                                                    | C <sub>2</sub> H <sub>4</sub> | 103.8            | 0.6471     | -0.9492    | -23.84     | 0.03821    | -0.8204    | -0.2689    |
|                                                                                    | H <sub>2</sub>                | 19.5             | 1.479      | 0.2525     | 45.72      | -0.06165   | 0.1840     | 0.4520     |
| $F_{cp}, \Delta f,$<br>$g_{\max}$                                                  | CH <sub>4</sub>               | -34.0            | 23.90      | 2.284      | 55.06      |            |            |            |
|                                                                                    | C <sub>2</sub> H <sub>6</sub> | -81.2            | 23.57      | 4.801      | 510.1      |            |            |            |
|                                                                                    | C <sub>2</sub> H <sub>4</sub> | -112.4           | 0.4666     | 0.02434    | -4.292     |            |            |            |
|                                                                                    | H <sub>2</sub>                | -19.3            | 0.3108     | 0.1065     | 23.10      |            |            |            |
| $Q_{\Sigma}, \overline{I_{\max}},$<br>$\tau_{cp}$                                  | CH <sub>4</sub>               | -104.0           |            | 6.953      |            | -1.195     | 37.93      | 7.433      |
|                                                                                    | C <sub>2</sub> H <sub>6</sub> | -156.0           |            | 9.814      |            | -0.7418    | 37.54      | 5.448      |
|                                                                                    | C <sub>2</sub> H <sub>4</sub> | 119.0            |            | -0.0758    |            | 0.02100    | -0.1137    | -0.1549    |
|                                                                                    | H <sub>2</sub>                | -444.6           |            | 0.2781     |            | -0.03004   | 0.8990     | 0.1830     |

Для оценки достоверности многопараметрового электрошумового мониторинга применён следующий подход. Коэффициент множественной корреляции  $R$  характеризует тесноту группирования экспериментальных

значений вокруг функциональной зависимости, которая связывает измеряемые параметры с контролируемыми. Одновременно, приведенная погрешность восстановления исходных данных  $\gamma'$  определяется этим же коэффициентом. Указанные величины связаны между собой следующим приближенным соотношением  $\gamma' \approx 0,5\sqrt{1-R^2} \cdot 100\%$  [115]. Это дает возможность использовать коэффициенты множественной корреляции для оценки точности модели. Важно учитывать, что уже при  $R < 0.9$  использовать полученную модель для решения метрических задач мониторинга нецелесообразно, поскольку погрешность  $\gamma'$  будет велика (более 20%). В табл. 4.8 приведены оценки погрешности  $\gamma'$  определения концентраций растворённых газов в объединенной выборке 2+3+5+6 по математическим моделям, содержащим в первом случае все электрошумовые параметры  $(F_{cp}, \Delta f, g_{max}, Q_{\Sigma}, \overline{I_{max}}, \tau_{cp})$ , во втором - только параметры  $F_{cp}, \Delta f, g_{max}$ , в третьем – только параметры  $Q_{\Sigma}, \overline{I_{max}}, \tau_{cp}$ . Сравнение оценки погрешности  $\gamma'$  с фактическими значениями погрешности восстановления концентраций растворённых газов доказывает, что она довольно точно отражает реальное состояние. К примеру, оценки погрешности  $\gamma'$  восстановления концентрации метана в обучающей выборке 2+3+5+6 с использованием второй и третьей моделей, составляют 9,6% и 11,3%, соответственно. При этом фактические средние значения погрешности восстановления концентрации метана по указанным моделям составляют 8,5% и 10,5%. При оценке достоверности мониторинга трансформаторного оборудования обычно предъявляется требование нахождения погрешности каждого из результатов диагностики. Для этого целесообразно определять относительную погрешность  $\gamma$  расчета значений контролируемых параметров по некоторому набору измеряемых параметров по следующей формуле [115]:

$$\gamma = \hat{y}_i^{-1}(t_{\alpha}; n-k-1) \sqrt{\hat{\sigma}^2 [1 + X_j (X^T X)^{-1} X_j^T]},$$

где  $\hat{y}_i$  обозначает оценку, рассчитанную по математической модели  $i$ -ого контролируемого параметра;  $t_\alpha$  – коэффициент Стьюдента;  $n$  – число значений  $i$ -го контролируемого параметра в выборке;  $k$  – количество измеряемых параметров;  $\hat{\sigma}^2$  – среднеквадратическое отклонение, определяемое при нахождении математической модели;  $X_j$  – текущий вектор измеряемых параметров;  $X$  – матрица измеряемых параметров в обучающей выборке размерностью  $n \times k$ .

Минимальные, средние и максимальные значения погрешностей  $\gamma$  расчета исходных концентраций растворённых газов в обучающей выборке 2+3+5+6 по математическим моделям, включающим в свой состав вышеуказанные наборы электрошумовых параметров представлены в табл. 4.8. Близость значений погрешностей  $\gamma'$  и  $\bar{\gamma}$ , полученных различными методами, позволяет сделать вывод об их достоверности.

Таблица 4.8

*Погрешности многопараметрового электрошумового мониторинга*

| Электрошумовые параметры                                       | Растворённые газы             | Погрешность, % |                 |                 |                |
|----------------------------------------------------------------|-------------------------------|----------------|-----------------|-----------------|----------------|
|                                                                |                               | $\gamma'$      | $\gamma_{\min}$ | $\gamma_{\max}$ | $\bar{\gamma}$ |
| $F_{\text{ср}}, \Delta f, g_{\text{max}}, R(q), Q_\Sigma, U_p$ | CH <sub>4</sub>               | 9.8            | 3.8             | 11.6            | 9.4            |
|                                                                | C <sub>2</sub> H <sub>4</sub> | 14.2           | 7.9             | 16.6            | 13.1           |
|                                                                | C <sub>2</sub> H <sub>2</sub> | 18.9           | 15.4            | 40.9            | 19.7           |
|                                                                | H <sub>2</sub>                | 13.5           | 5.6             | 17.9            | 11.9           |
| $\Delta f, g_{\text{max}}, R(q)$                               | CH <sub>4</sub>               | 9.6            | 6.4             | 16.6            | 10.4           |
|                                                                | C <sub>2</sub> H <sub>4</sub> | 17.9           | 9.7             | 19.9            | 15.5           |
|                                                                | C <sub>2</sub> H <sub>2</sub> | 25.4           | 24.7            | 39.0            | 26.5           |
|                                                                | H <sub>2</sub>                | 15.9           | 9.7             | 22.6            | 17.3           |
| $F_{\text{ср}}, R(q), Q_\Sigma, U_p$                           | CH <sub>4</sub>               | 11.3           | 9.1             | 15.0            | 12.4           |
|                                                                | C <sub>2</sub> H <sub>4</sub> | 15.8           | 13.4            | 21.8            | 16.9           |
|                                                                | C <sub>2</sub> H <sub>2</sub> | 27.1           | 23.6            | 43.4            | 30.6           |
|                                                                | H <sub>2</sub>                | 16.3           | 15.1            | 23.8            | 17.5           |

Таким образом, на основе экспериментальных исследований установлено следующее:

- для дистанционного мониторинга концентрации растворённых газов в масле главной изоляции силовых трансформаторов перспективно



применение электрошумового метода диагностики;

- выявлено явное преимущество многопараметрового мониторинга перед мониторингом по одному параметру;

- электрошумовой мониторинг концентраций четырёх растворённых газов ( $\text{CH}_4$ ,  $\text{C}_2\text{H}_6$ ,  $\text{C}_2\text{H}_4$  и  $\text{H}_2$ ), являющихся ключевыми либо характерными для большинства развивающихся дефектов электрического и термического характера [114], возможен на основе универсальных моделей, устойчивых к вариациям марок масла, типов трансформаторов и их нагрузки;

- электрошумовой мониторинг концентраций оксида и диоксида углерода, являющихся ключевыми газами для развивающихся дефектов твёрдой изоляции [114], возможен лишь на основе моделей, полученных для трансформаторов с близким характером нагрузки;

- применение МКДМ «ЭЛЕКТРО» позволяет автоматизировать дистанционный мониторинг высоковольтного оборудования электрической подстанции в условиях разнообразия типов установленных силовых трансформаторов.

#### 4.4. Выводы

1. Разработаны новые способы формирования обучающих массивов мехатронных средств мониторинга, особенностью которых является корректировка режимов изменения электрического поля в соответствии с текущими значениями параметров ЧР, т.е. на основе интеграционной платформы МКДМ «ЭЛЕКТРО», предложенной в гл.3.диссертации.
2. Разработана экспериментальная установка для измерения спектральной плотности ЧР-шума для однофазного автотрансформатора типа АОДЦТН-417000/750/500-У1.
3. Экспериментально показана целесообразность применения МКДМ «ЭЛЕКТРО» для дистанционного мониторинга концентрации растворённых газов в масле главной изоляции силовых трансформаторов.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итогом исследований, которым посвящена диссертация, являются следующие результаты:

1. Установлена актуальность и сформулированы принципы гибкой автоматизации дистанционного мониторинга крупногабаритного высоковольтного оборудования электрических подстанций на основе мехатронного подхода.

2. Разработаны способы и аппаратные средства адаптивного управления манипуляционно-исполнительными и диагностическими компонентами МКДМ с учётом текущих результатов мониторинга.

3. Разработаны теоретические основы инженерной методики анализа устойчивости, быстродействия и динамических погрешностей манипуляционно-исполнительных и диагностических компонентов МКДМ.

4. Предложены математические модели информативных статистических характеристик ЧР-шума, предназначенные для МКДМ, особенностью которых является учёт корреляции между ЧР.

5. На основе математического моделирования и экспериментальных исследований МКДМ разработаны два способа диагностики высоковольтного оборудования, признанные изобретениями.

6. Разработаны и изготовлены опытные образцы манипуляционно-исполнительных компонентов МКДМ, в которых в качестве преобразователей движения применены планетарные редукторы и ШВП «HIWIN» с вращающимся винтом. При проверке точности позиционирования для 15 положений антенны с использованием лазерного интерферометра XL-80 (Великобритания) получены следующие результаты: точность двухстороннего позиционирования - 640 мкм; повторяемость двухстороннего позиционирования - 410 мкм; средняя зона нечувствительности – 32 мкм. Достигнутая точность позиционирования манипуляционно-исполнительных компонентов обеспечивает достоверность

мониторинга на расстоянии до 50 м от диагностируемого аппарата. В этой зоне напряжённости электрического и магнитного полей, даже на ОРУ-750 кВ, не превышают значений 1 кВ/м и 8 А/м, соответственно, т.е. безопасны для оператора.

**БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. Положение о технической политике ОАО «ФСК ЕЭС» (раздел 2.2.6 «Диагностика и мониторинг оборудования»): [принято Советом директоров ОАО «ФСКЕЭС» 01.01.2011г.] URL: <http://docs.cntd.ru/document/1200092834> (дата обращения 05.12.2014 г.).
2. Положение ОАО «Россети» о Единой технической политике в электросетевом комплексе: [утверждено Советом директоров ОАО «Россети» 23.10.2013 г.] URL: [http://www.mrsk-1.ru/common/upload/docs/Polozhenie\\_o\\_tekhnicheskoy\\_politike\\_OAO\\_Rosseti](http://www.mrsk-1.ru/common/upload/docs/Polozhenie_o_tekhnicheskoy_politike_OAO_Rosseti) (дата обращения 06.12.2014).
3. Сви П. М. Методы и средства диагностики оборудования высокого напряжения. - М.: Энергоатомиздат, 1992. 240 с.
4. Михеев Г.М. Цифровая диагностика высоковольтного оборудования. М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2008. 304 с.
5. Проектирование следящих систем двухстороннего действия / И.Н. Егоров и др. Под ред. В.С. Кулешова. М.: Машиностроение. 1980. 300 с.
6. Колесников А. А. Синергетическая теория управления. М.: Энергоатомиздат. 1994. 326 с.
7. Подураев Ю. В. Мехатроника: основы, методы, применение. М.: Машиностроение. 2007. 256 с.
8. Подураев Ю. В. Актуальные проблемы мехатроники // Мехатроника, автоматизация, управление. 2-е изд. 2007. № 4. С. 50 - 54.
9. Подураев Ю. В. Анализ и проектирование мехатронных систем на основе критерия функционально-структурной интеграции // Мехатроника. Автоматизация. Управление. 2002. № 4. С. 6 - 10.
10. Волков Э.П., Баринов В.А. Стратегия развития электроэнергетики России на период до 2030 г. - Энергетик, 2008, №5.
11. Вдовико В.П. Методология системы диагностики электрооборудования высокого напряжения. Электричество, №2, 2010.— С. 14 - 20.

12. Шахнин В.А. Гибкие производственные модули неразрушающего контроля: В 7 кн.- Кн.4. Элементы систем управления гибкими производственными модулями неразрушающего контроля. – М: Компания Спутник+, 2007. – 66 с.
13. Вилков С.А. Обзор современных способов диагностирования силовых трансформаторов и автотрансформаторов. // Современные научные исследования и инновации. – Сентябрь, 2012 [Электронный ресурс]. URL: <http://web.snauka.ru/issues/2012/09/16794> (дата обращения 04.11. 2013 г.).
14. Юревич Е. И. Мехатроника как одна из концептуальных основ интеллектуальной техники нового поколения. Труды I Всероссийской НТК «Мехатроника, автоматизация, управление/ М.: Новые технологии. 2004. С. 20 - 23.
15. Макаров И. М., Лохин В. М., С. В. Манько, М. П. Романов. Принципы организации интеллектуального управления мехатронными системами // Мехатроника. 2001. № 1. С. 29 - 38.
16. Объём и нормы испытания электрооборудования/ Под общ. редакцией Б.А. Алексеева, Ф.Л. Когана, Л.Б. Мамиконянца. -6-е изд. с изм. и доп. – М.: Изд-во НЦ ЭНАС, 2004. 256 с.
17. Аксенов Ю.П.и др. Диагностика состояния изоляции силовых трансформаторов на потребляющем электроэнергию крупном предприятии.// Приборы и системы. –2003. –№ 9. –С.55-59.
18. Аксенов Ю.П., Завидей В.И., Ярошенко И.В. Использование усовершенствованных методов электромагнитной локации разрядных явлений для определения объема ремонта трансформаторов.// Электро. – 2004. -№5. –С.19-24.
19. Управляющие системы промышленных роботов / Под ред. И.М. Макарова и В.А. Чиганова. М.: Машиностроение. 1984. 214 с.
20. Зенкевич С. Л., Ющенко А.С. Основы управления манипуляционными роботами. М.: Изд-во МГТУ им. Баумана. 2004. 479 с.
21. В. П. Вавилов, А. Н. Александров. Инфракрасная

термографическая диагностика в строительстве и энергетике. — М.: НТФ "Энергопрогресс" 2008. 186 с.

22. Инфракрасная термография в энергетике. Технические средства приема инфракрасных излучений. Учебное пособие: Афонин А.В., Таджибаев А.И., Сергеев С.С. - СПб: Изд. ПЭИПК, 2010. 60 с.

23. Бажанов С.А. Тепловизионный контроль электрооборудования в эксплуатации. Часть 1,2. М.: НТФ "Энергопрогресс", 2005, Библиотечка электротехника, приложение к журналу "Энергетик"; Вып. 5 (77) - 80 с., Вып. 6 (78) - 64 с.

24. Harnoy A., Sood S. Night gunner's sight of armored vehicles//IEEE Transactions on Robotics Magazine. Vol. 13, No 3, May/ June, 1997, P. 385-392.

25. Волков В.Г. Приборы ночного видения для бронемашин // Специальная техника, 2004, №5, с. 2-13; №6, С. 2 - 10.

26. Отчёт по комплексному обследованию ПС «РАДУГА-500» / М.: ОАО «Электросетьсервис ЕНЭС». 2012. 78 с.

27. Кольцов В. Н., Миронюк Ю. М. Современные мобильные комплексы для диагностики объектов электроснабжения // Контроль. Диагностика. № 12. 2014.С. 39 - 43.

28. Непобедимый С. П. и др. Дистанционная диагностика коронного разряда монофотонным детектором в ультрафиолетовом диапазоне, Доклады академии наук, 2010, том 432, С. 764 – 768.

29. Li Y., Murata K., Tanaka Y., Takada T. and Aihara M. Space chargedistribution measurement in lossy dielectric materials by pulsedelectroacoustic method // Proc. Conf. Propert. Applic. Dielectr. Materials.1994, P. 725-728.

30. Bodega R., MorshuisP.H.F.,SmitJ.J.Space Charge Measurements on Multi-dielectrics by Means of the Pulsed Electroacoustic Method//IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation. Vol. 13, No. 2, April 2006, P. 272 - 281.

31. Смекалов В.В., Рощупкин М.Д., Цветаев С.К. Акустический

регистратор разрядных процессов с радиоканалом // Электро. 2007. №2. С. 34 - 37.

32. Переносной прибор для регистрации сигналов от частичных разрядов в ультразвуковом диапазоне частот «UltraTest». Руководство по эксплуатации. Пермь: ООО «Димрус». 2013. 45 с.

33. Переменные магнитные поля промышленной частоты (50 Гц) в производственных условиях. Санитарные правила и нормы 2.2.4.723-98. М.: Минздрав России . 1999.

34. Статистические данные о дефектах высоковольтного оборудования на подстанциях ОАО«ФСКЕЭС» и Холдинга МРСК. 01.01.2014г. URL: <http://docs.cntd.ru/document/3300095834> (дата обращения 20.12.2014 г.).

35. Киншт Н.В., Кац М.А., Петрунько Н.Н. Собственные электромагнитные излучения трансформатора как диагностический признак при оценке его технического состояния. Электроэнергетика. № 1. 2010. С. 31 - 38.

36. Zondervan J., Gulski E., Smit J. Fundamental Aspects of PD Pattern of On-line Measurements on Turbogenerators// IEEE Transactions on Dielectrics and Insulation. Vol. 7, No 1, February, 2000, P. 59 - 67.

37. Meijer S., Gulski E., Smit J. Pattern Analysis of Partial Discharges// IEEE Transactions on Dielectrics and Insulation. Vol. 15, No 6, December, 2008, P. 830-842.

38. Аксенов Ю.П., Завидей В.И., Ярошенко И.В. Использование усовершенствованных методов электромагнитной локации разрядных явлений для определения объема ремонта трансформаторов// Электро. 2004. No5. С. 19 - 24.

39. International Standard IEC 60270. Hightvoltage. Partialdis charge measurements. -3-rdedition. – 2000. 12.

40. ГОСТ 20074-83. Электрооборудование и электроустановки. Методы измерения характеристик частичных разрядов. М.: Изд-во

стандартов. 1983. 24 с.

41. Вдовико В.П. Частичные разряды в диагностике высоковольтного оборудования. ISBN 978-5-02-023210-5. Новосибирск: Наука, 2007. 356 с.

42. СТО 56947007-29.180.010.094-2011. Методические указания по определению содержания газов в трансформаторном масле. М.: ОАО «ФСК ЕЭС». 2011. 29 с.

43. Михеев Г.М. Трансформаторное масло: учеб. пособие. Чебоксары: Изд-во ЧГУ им. И.Н. Ульянова. 2012. 156 с.

44. 153-34.0-46.302-00. Методические указания по диагностике развивающихся дефектов трансформаторного оборудования. М.: Департамент научно-технической политики и развития РАО «ЕЭС России», АО ВНИИЭ. 1995 . 26 с.

45. Bartnicas R. Partial discharges. Their mechanism, Detection and Measurement// IEEE Transactions on Dielectrics and Insulation. Vol. 9, No 5, October, 2002, P. 763 - 808.

46. ГОСТ 20074-83.Электрооборудование и электроустановки. Методы измерения характеристик частичных разрядов. – М: Изд- во стандартов. 1983. - 34 с.

47. МУ 0634-2006 Методические указания по диагностике силовых трансформаторов, автотрансформаторов, шунтирующих реакторов и их вводов. -М.: Департамент научно-технической политики и развития ОАО «ФСК ЕЭС». 2006. 38 с.

48. Garton C.G. The energy of discharges and their interaction with solid dielectrics // Gas Discharges and Electricity Supply Industry. 1962, 6, P. 68-76.

49. Ильиченко Н.С., Кириленко В.М. Физические основы разрушения твёрдых высокомолекулярных диэлектриков частичными разрядами в сильных электрических полях //Электрофизическая аппаратура и электрическая изоляция. М.: Энергия. 1970. 217 с.

50. Lundgaard L. on behalf TF 15.01.04. Partial discharges intransformer insulation. — Session CIGRE, rep. 15-302, Paris, August, 2000.



51. Hudon C., B'elec M. Partial Discharge Signal Interpretation for Generator Diagnostics // IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation Vol. 12, No. 2, April 2005, pp. 297-319.

52. Gulski E., Smit J., Wester F. PD Knowledge Rules for Insulation Condition Assessment of Distribution Power Cables // IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation Vol. 12, No. 2, April 2005, P. 223 - 239.

53. Крюгер М., Кох М., Пюттер М. Измерения в диагностике силовых трансформаторов. Сборник материалов IV Международной конференция «Силовые трансформаторы и системы диагностики». М.: Международная ассоциация «ТРАВЭК». 2009. С. 123 - 138.

54. ГОСТ 10693-81 Вводы конденсаторные герметичные на номинальные напряжения 110 кВ и выше. Общие технические условия. – М: Изд-во стандартов. 1981. - 31 с.

55. ГОСТ 1516. 3-96. Электрооборудование переменного тока на напряжения от 1 до 750 кВ. Требования к электрической прочности изоляции. – М: Изд- во стандартов. 1996. - 34 с.

56. ГОСТ 7746-2001. Трансформаторы тока. Общие технические условия.– М: Изд- во стандартов. 2001. - 26 с.

57. ГОСТ 1983-2001. Трансформаторы напряжения. Общие технические условия.– М: Изд- во стандартов. 2001. - 29 с.

58. ГОСТ Р 52082-2003. Изоляторы опорные полимерные наружной установки на напряжение 6-220 кВ. Общитехнические условия. М.: Изд- востандартов. 2003. - 42 с.

59. Шахнин В.А., Моногаров О.В., Чебрякова Ю.С. Анализ динамических погрешностей датчиков для электрошумовой интродиагностики высоковольтного оборудования // Контроль. Диагностика. №8. 2012. С. 27 - 31.

60. Шахнин В.А., Чебрякова Ю.С., Мироненко Я.В. Математическое моделирование статистических характеристик частичных разрядов при диагностике высоковольтного оборудования. Приборы и системы.

Управление, контроль, диагностика, 2013, № 8, с. 52 - 58.

61. Теория вероятностей и математическая статистика : Учебник / Е.С. Кочетков, С.О. Смерчинская, В.В. Соколов. - 2-е изд., испр. и перераб. - М.: Форум: НИЦ ИНФРА-М, 2014. 240 с.

62. Campbell L.L. Sampling theorem for the Fourier transform of a distribution with bounded support//SIA J.Appl. Math. 1968. V. 16. №3.

63. Morshuis P., Jeroense M. Partial Charge Measurements on Impregnated Paper// IEEE Electrical Insulation Magazine. Vol. 13, No 3, May/June, 1997. P. 385 – 392.

64. Zondervan J., Gulski E., Smit J. Fundamental Aspects of PD Pattern of On-line Measurements on Turbogenerators// IEEE Transactions on Dielectrics and Insulation. Vol. 7, No 1, February, 2000. P. 59 – 67.

65. Meijer S., Gulski E., Smit J. Pattern Analysis of Partial Discharges// IEEE Transactions on Dielectrics and Insulation. Vol. 15, No 6, December, 2008. P. 830 – 842.

66. Шахнин В.А., Чебрякова Ю.С., Мироненко Я.В. Спектральное распределение частичных разрядов как диагностический признак состояния изоляции высоковольтного оборудования. Многопрофильный научный журнал Кустанайского государственного университета им. А. Байтурсынова, 2014, № 3, С. 115 - 121.

67. Шахнин В.А., Бадалян Н.П., Чебрякова Ю.С. Экспериментальное определение и моделирование статистических характеристик частичных разрядов. Вестник Гос. инженерного университета Армении. Серия «Электротехника. Энергетика», 2014. Вып. 17, №2, с.71-81.

68. Шахнин В.А., Чебрякова Ю.С. Экспериментальное исследование статистических характеристик частичных разрядов в масляной и RIP-изоляции высоковольтных вводов. Материалы Всероссийской НТК «Приборы и методы измерений, контроля качества и диагностики в промышленности и на транспорте», Омск, 2013, С. 34 - 39.

69. Ключев В.В., Костров Д.С., Стеблев Ю.И. Обратная задача

электромагнитной дефектоскопии проводящих сред // Материалы 10-й Всесоюзной НТК «Неразрушающие физические методы и средства неразрушающего контроля». Кн. 2. М. 1984. С. 18 - 21.

70. Морозов В.А. Регулярные методы решения некорректно поставленных задач. М.: Наука. 1987. 239 с.

71. Иванов В.К., Васин В.В., Танача В.П. Теория линейных некорректных задач и её приложения. М.: Наука 1978. 306 с.

72. Плахотнюк А.Н., Возмитель В.М., Курилов В.П. Комбинированные функционально регрессионные модели контроля качества термической обработки изделий. Тез. докл. III Всесоюзной конференции «Электромагнитные методы контроля качества изделий». Куйбышев. 1978. С. 120 - 122.

73. Плахотнюк А.Н. Устойчивые модели косвенных многопараметровых измерений, согласованные с погрешностями исходных данных // Автоматика и телемеханика. 1991. №10. С. 105-111.

74. Дрейзин В.Э., Бондарь О.Г. К вопросу использования информационных моделей в электромагнитной структуроскопии // Дефектоскопия. 1991. № 6. С. 26 - 32.

75. Плахотнюк А.Н. Устойчивые модели косвенных многопараметровых измерений, согласованные с погрешностями исходных данных // Автоматика и телемеханика. 1991. №10. С. 105 - 111.

76. Дрейпер Н., Смит Г. Прикладной регрессионный анализ. М.: Изд-во Диалектика. 2016. 912 с.

77. Методы и средства научных исследований: Учебник / Пижурич А.А., Пижурич (мл.) А.А., Пятков В.Е. М.: НИЦ ИНФРА-М, 2016. 264 с.

78. Основы инженерного эксперимента: Учебное пособие / С.И. Лукьянов, А.Н. Панов, А.Е. Васильев. М.: ИЦ РИОР: НИЦ ИНФРА-М, 2014. - 99 с.

79. Общая и прикладная статистика: Учеб. для студ. высш. проф. обр./ Р.Н.Пахунова, П.Ф.Аскеров и др.; Под общ. ред. Р.Н.Пахуновой. М.:

НИЦ ИНФРА-М. 2013. 272с.

80. Себер Дж. Линейный регрессионный анализ. М.: Статистика. 1980. 456 с.

81. Шахнин В.А. Мехатронные комплексы магнитной локации технических объектов с элементами из нанокристаллических магнитомягких сплавов. Дис ... докт. техн. наук. Владимир. 2009. 367 с.

82. Чан Ки Фук. Методы неразрушающего контроля диэлектрических материалов и изделий по параметрам частичных разрядов. Дис ... докт. техн. наук. Харьков. 1996. 324 с.

83. Патент Р.Ф. № 2306536, МКП G01R 27/26. Устройство для неразрушающего контроля диэлектриков/ Н.А. Щёткин – Оpubл. 10.08.2007. Бюл. № 26.

84. Патент Р.Ф. № 2434236, МКП G01R 31/12. Способ диагностики высоковольтного оборудования/ В.А. Шахнин, О.И. Моногаров – Оpubл. 20.11.2011. Бюл. № 32.

85. Патент Р.Ф. № 2511607, МКП G01R 31/22. Способ электрошумовой диагностики высоковольтного оборудования/ В.А. Шахнин, Ю.С. Чебрякова, О.И. Моногаров – Оpubл. 10.04.2014. Бюл. № 10.

86. Патент Р.Ф. № 2536795, МКП G01R 31/22. Способ электрошумовой диагностики высоковольтного оборудования/ В.А. Шахнин, Я.В. Мироненко, Ю.С. Чебрякова – Оpubл. 27.12.2014. Бюл. № 36.

87. Фёдоров Ю.А., Медунов В.А. Измерительные приборы с трансформацией спектра сигналов. СПб.: Питер. 2005. 253 с.

88. Авт. свид. СССР № 1019341. Стробоскопический преобразователь периодических электрических сигналов. / Шахнин В. А., Петяев А.С., Казаков Н.С. Оpubл. в Б.И. 1983. № 19.

89. Айвазян С.А. Методы эконометрики: Учебник. М.: Магистр: ИНФРА-М, 2010. 512 с.

90. Гмурман В.Е. Теория вероятностей и математическая статистика. 9-е изд., стер. М.: Высшая школа, 2003. 479 с.

91. Аронов А.Я. Пути статистического решения метрических задач многопараметрового электромагнитного неразрушающего контроля // Дефектоскопия. 1984. №5. С. 71 - 81.
92. Шахнин В.А., Моногаров О.И., Чебрякова Ю.С. Управление движением мехатронного комплекса электрошумовой диагностики высоковольтного оборудования// Мехатроника, автоматизация, управление. 2013. № 8. С. 47-50.
93. Юнусов Н.Ф., Ильин Г.И., Васильев И.И., Хохлов Ю.М. Сравнительный анализ методов интерполяции линейных и круговых движений, применяемых на станках с фазовой СПУ // Мехатроника, автоматизация, управление. 2005. №6. С. 40 - 45.
94. Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации управления. М.: Наука. 1981. 368 с.
95. Шахнин В.А., Моногаров О.И., Чебрякова Ю.С. Алгоритм управления движением антенны мехатронного комплекса электрошумовой диагностики высоковольтного оборудования // Контроль. Диагностика. 2013. № 11. С. 60 - 65.
96. Теория автоматического управления / С.И. Малафеев, А.А.Малафеева. – М.: Издательский центр «Академия», 2014. – 384 с.
97. Зотеев А.И. Алгоритмы управления технологическим оборудованием с ЧПУ. - Владимир. 1984. 111 с.
98. Wubbenhorst M. Spontaneous Polarization and Orientational Dynamics in Host/Guest Materials// IEEE Transactions on Dielectrics and Insulation. 2000. Vol. 7, No 4.
99. Wubbenhorst M. Complex Dynamics of Hydrogen Bonded Self-assemblingPolimers// IEEE Transactionson Dielectrics and Insulation. 2001. Vol. 8, No 3.
100. Morshuis P. Assessment of Dielectric Degradation by Ultrawide-band PD Detection// IEEE Transactions on Dielectrics and Insulation. 1995.Vol. 2, No 8.

101. Morshuis P., Jeroense M. Partial Charge Measurements on Impregnated Paper// IEEE Electrical Insulation Magazine. 1997.Vol. 13, No 3.
102. Золотарёв И.Д. Переходные процессы в избирательных усилителях. М.: Связь, 1986. 214 с.
103. Шахнин В.А., Бадалян Н.П.,Чебрякова Ю.С. Мехатронный модуль для диагностики высоковольтного оборудования // Вестник Национального политехнического университета Армении. Серия «Электротехника. Энергетика», 2015. №2, с.9-18.
104. ГОСТ 20074-83. Электрооборудование и электроустановки. Методы измерения характеристик частичных разрядов. М.: Изд-во стандартов, 1983. 24 с.
105. Шахнин В.А., Чебрякова Ю.С., Мироненко Я.В. Статистические характеристики частичных разрядов как диагностические признаки состояния изоляции высоковольтного оборудования // Контроль. Диагностика, 2015, № 2, с. 59-65.
106. Meijer S., Gulski E., Smit J. Pattern Analysis of Partial Discharges// IEEE Transactions on Dielectrics and Insulation. Vol. 15, No 6, December, 2008. P. 830-842.
107. Шахнин В.А., Чебрякова Ю.С., Мироненко Я.В. Аппаратный анализ и моделирование статистических характеристик частичных разрядов для интродиагностики высоковольтного оборудования //Автоматизация и современные технологии, 2015, №1, с. 23-28.
108. Morshuis P., Jeroense M. Partial Charge Measurements on Impregnated Paper// IEEE Electrical Insulation Magazine. Vol. 13, No 3, May/June, 1997. P. 385-392.
109. James R. E. et al. Application of a capacitive Network Winding Representation to the Location Partial Discharges in Transformers // Electric Engineering Transaction, Vol. EE-13, N2, 1977. P. 95-103.
110. Патент Р.Ф.№ 2207581,МКП G01R 31/08. 31/11. Способ измерения характеристик частичных разрядов/ Федосов Ю.А. - Оpubл.

17.04.2001. Бюл. №11.

111. Патент Р.Ф.№ 2 340 976, МКП G01R 31/00. Устройство для мониторинга порогового уровня частичных разрядов /Косков А. А. – Оpubл. 10.12.2008.Бюл. №34.

112. Патент Евразийского патентного ведомства 000019 В1. Номер заявки: 199700012. МКП G 01R 31/02, 31/34. Способ контроля частичных разрядов в электрическом силовом трансформаторе/ Ериксон Т, ЛейонМ. Оpubл. 30.12.1997.РД 153-34.0-46.302-00.

113. РД 153-34.0-46.302-00. Методические указания по диагностике развивающихся дефектов трансформаторного оборудования. М.: Департамент научно-технической политики и развития РАО «ЕЭС России», АО ВНИИЭ. 1995 . 26 с.

114. Шахнин В.А., Бадалян Н.П., Чебрякова Ю.С. Экспериментальное определение и моделирование статистических характеристик частичных разрядов/ Вестник Гос. инженерного университета Армении. Серия «Электротехника. Энергетика», 2014. Вып. 17. №2. С.71-81.

115. Львовский Е.Н. Статистические методы построения эмпирических формул. М.: Высшая школа, 1998. 239 с.

№ \_\_\_\_\_  
На \_\_\_\_\_ от \_\_\_\_\_

## УТВЕРЖДАЮ

Первый заместитель директора  
по техническим вопросам  
гл. инженер филиала «Владимирэнерго»  
ПАО «МРСК Центра и Приволжья»

А.Н. Павлов

« 10 » октября 2016 г.

## АКТ

**об использовании результатов диссертационной работы  
Чебряковой Ю.С. «Исследование диагностических и  
манипуляционно-исполнительных компонент мехатронного комплекса  
дистанционного мониторинга высоковольтного оборудования»,  
представленной на соискание учёной степени кандидата технических  
наук**

Настоящим актом подтверждается использование при планировании, подготовке и проведении диагностических работ на высоковольтном оборудовании филиала «Владимирэнерго» ПАО «МРСК Центра и Приволжья» следующих результатов диссертационной работы Чебряковой Ю.С.:

- выводов, сделанных на основе аналитического обзора современных методов акустической и электромагнитной локации частичных разрядов в изоляции высоковольтного оборудования электрических подстанций (раздел 1.3 диссертации);
- инженерной методики корректировки параметров средств электрошумового мониторинга в соответствии с особенностями диагностируемых объектов (разделы 3.3 и 3.4);
- результатов экспериментов, свидетельствующих о возможности дистанционного мониторинга концентрации растворённых газов в масле главной изоляции силовых трансформаторов по параметрам частичных разрядов с помощью мехатронных средств диагностики (раздел 4.3).

Заместитель главного инженера  
по эксплуатации

 А.Ю. Тютин



УТВЕРЖДАЮ  
Главный инженер  
С.Ю. Иванов  
« 23 » \_\_\_\_\_ 2016 г.



## АКТ

**об использовании результатов диссертационной работы  
Чебряковой Ю.С.**

**«Исследование диагностических и манипуляционно-исполнительных  
компонент мехатронного комплекса дистанционного мониторинга  
высоковольтного оборудования», представленной на соискание учёной  
степени кандидата технических наук**

Настоящим актом подтверждается использование в эксплуатационных и испытательных работах Филиала «Владимирский» ПАО «Т Плюс» следующих результатов диссертационной работы Чебряковой Ю.С.:

- инженерной методики анализа параметров диагностических устройств присоединения и вторичных преобразователей электрических шумов, вызванных частичными разрядами в изоляции высоковольтного оборудования;
- предложенных принципов синергетической интеграции компонент, осуществляющих интродиагностику и обеспечивающих перемещение элементов диагностического оборудования;
- математической модели спектрального распределения ЧР-шумов, учитывающей особенности электрошумовых процессов в изоляции высоковольтного оборудования;
- результатов анализа переходных процессов для амплитуды и фазы устройств присоединения манипуляционно-исполнительных модулей.

И.о. начальника управления эксплуатации  
генерации



П.А. Токарев

# ООО «МФ-Электро»

Россия, 600000, г.Владимир, Коммунальный спуск, д. 1  
Р/с 40702810910020101480 во Владимирском отделении №8611, г. Владимир  
К/с 30101810000000000602, БИК 041708602, ИНН 3327306137, ОКПО 54625966  
тел: (4922) 45-19-35

УТВЕРЖДАЮ

Директор

Лескин А.А.

« 11 » июня 2016 г.

## АКТ

**об использовании результатов диссертационной работы  
Чебряковой Ю.С.**

**«Исследование диагностических и манипуляционно-  
исполнительных компонент мехатронного комплекса  
дистанционного мониторинга высоковольтного оборудования»,  
представленной на соискание учёной степени кандидата технических  
наук**

Настоящим актом подтверждается использование в проектных, производственных и испытательных работах ООО «Монтажная фирма – Электро» следующих результатов диссертационной работы Чебряковой Ю.С.:

- результатов экспериментов, свидетельствующих о возможности дистанционного мониторинга концентрации растворённых газов в масле главной изоляции силовых трансформаторов с помощью мехатронных средств диагностики;
- результатов анализа современных средств гибкой автоматизации дистанционного мониторинга крупногабаритного высоковольтного оборудования электрических подстанций на основе мехатронного подхода;

- результатов аналитического обзора методов акустической и электромагнитной локации частичных разрядов в изоляции высоковольтного оборудования;

- методики исследования пространственной корреляции частичных разрядов и эмпирической формулы для расчёта коэффициента корреляции ЧР во вводах высоковольтных выключателей.

Начальник производственно-технического отдела Каляева Е.М. Каляева





# Общество с ограниченной ответственностью «ТехСтройЭнерго»

ОГРН 5147746418100 // ИНН 7729789516 // 772901001  
Адрес местонахождения: 107014, г. Москва, ул. Стромынка, д. 13 А, офис 8

Исх. № \_\_\_\_ от 09.06.2016 г.

**УТВЕРЖДАЮ**

Генеральный директор

Левин С.М.

«09» июня 2016 г.

## **АКТ**

**об использовании результатов диссертационной работы  
Чебряковой Ю.С.**

**«Исследование диагностических и манипуляционно-  
исполнительных компонент мехатронного комплекса  
дистанционного мониторинга высоковольтного оборудования»,  
представленной на соискание учёной степени кандидата  
технических наук**

Настоящим актом подтверждается использование в проектных работах ООО «ТехСтройЭнерго» результатов диссертационной работы Чебряковой Ю.С. При разработке проектной документации подстанций (раздел диагностика состояния изоляции в процессе эксплуатации) была использована математическая модель спектрального распределения ЧР-шумов, учитывающей особенности электрошумовых процессов в изоляции высоковольтного оборудования. Так же рассматривалась возможности внедрения мехатронного комплекса дистанционного мониторинга на строящихся и реконструируемых подстанциях. Использование разработанного мехатронного комплекса позволяет улучшить качество диагностики и своевременно сделать вывод о развивающихся дефектах.

Главный инженер  А.А. Доброжан



Исх. № \_\_\_\_\_ от \_\_\_\_\_  
Вх. № \_\_\_\_\_ от \_\_\_\_\_

УТВЕРЖДАЮ

Директор

« 11 » \_\_\_\_\_ 2016 г.

## АКТ

об использовании результатов диссертационной работы

Чебряковой Ю.С.

**«Исследование диагностических и манипуляционно-исполнительных компонент мехатронного комплекса дистанционного мониторинга высоковольтного оборудования», представленной на соискание учёной степени кандидата технических наук**

Настоящим актом подтверждается использование в проектных, производственных и испытательных работах ООО «СИП-энерго» следующих результатов диссертационной работы Чебряковой Ю.С.:

- результатов аналитического обзора методов акустической и электромагнитной локализации частичных разрядов в изоляции высоковольтного оборудования;
- методики исследования пространственной корреляции частичных разрядов и эмпирической формулы для расчёта коэффициента корреляции ЧР во вводах высоковольтных выключателей;
- результатов экспериментов, свидетельствующих о возможности дистанционного мониторинга концентрации растворённых газов в масле главной изоляции силовых трансформаторов с помощью мехатронных средств диагностики;
- результатов анализа современных средств гибкой автоматизации дистанционного мониторинга крупногабаритного высоковольтного оборудования электрических подстанций на основе мехатронного подхода.

Руководитель проектного отдела



Алешечкин Д.А.