ISSN 2079-3944

# ВЕСТНИК
## НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА "ХПИ"

**Сборник научных трудов**
**Тематический выпуск**
**"Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов"**

**48'2011**

**Издание основано Национальным техническим университетом "Харьковский политехнический институт" в 2001 году**
Государственное издание
Свидетельство Госкомитета по информационной политике Украины
КВ № 5256 от 2 июля 2001 года

**КООРДИНАЦИОННЫЙ СОВЕТ:**

**Председатель**
Л.Л. Товажнянский, д-р техн. наук, проф.

**Секретарь**
К.А. Горбунов, канд. техн. наук, доц.
А.П. Марченко, д-р техн. наук, проф.
Е.И. Сокол, д-р техн. наук, проф.
Е.Е. Александров, д-р техн. наук, проф.
Л.М. Бесов, д-р техн. наук, проф.
Б.Т. Бойко, д-р техн. наук, проф.
Ф.Ф. Гладкий, д-р техн. наук, проф.
М.Д. Годлевский, д-р техн. наук, проф.
А.И. Грабченко, д-р техн. наук, проф.
В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф.
В.Д. Дмитриенко, д-р техн. наук, проф.
И.Ф. Домнин, д-р техн. наук, проф.
В.В. Епифанов, канд. техн. наук, проф.
Ю.И. Зайцев, канд. техн. наук, проф.
О.П. Качанов, д-р техн. наук, проф.
В.Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф.
С.И. Кондрашов, д-р техн. наук, проф.
В.М. Кошельник, д-р техн. наук, проф.
В.И. Кравченко, д-р техн. наук, проф.
Г.В. Лисачук, д-р техн. наук, проф.
В.С. Лупиков, д-р техн. наук, проф.
О.К. Морачковский, д-р техн. наук, проф.
В.И. Николаенко, канд. ист. наук, проф.
П.Г. Перерва, д-р техн. наук, проф.
В.А. Пуляев, д-р техн. наук, проф.
М.И. Рыщенко, д-р техн. наук, проф.
В.Б. Самородов, д-р техн. наук, проф.
Г.М. Сучков, д-р техн. наук, проф.
Ю.В. Тимофеев, д-р техн. наук, проф.
Н.А. Ткачук, д-р техн. наук, проф.

**РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:**

**Ответственный редактор:**
В.С. Лупиков, д-р техн. наук, проф.

**Заместитель ответственного редактора:**
В.Ф. Болюх, д-р техн. наук, проф.

**Ответственный секретарь:**
А.Г. Середа, канд. техн. наук, доц.

**Члени редколегії:**
В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф.
В.Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф.
Б.В. Клименко, д-р техн. наук, проф.
В.И. Кравченко, д-р техн. наук, проф.
В.И. Милых, д-р техн. наук, проф.
В.П. Себко, д-р техн. наук, проф.
Е.И. Сокол, д-р техн. наук, проф.

Адрес редколлегии: 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21. НТУ "ХПИ".
Каф. ЭА. Тел. (057) 707-68-64
E-mail: lupikov@kpi.kharkov.ua

**Харьков 2011**

**Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут".** Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2011. – № 48. – 170 с.

Випуск приурочений до Міжнародного симпозіуму "Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика" (SIEMA'2011), 26 – 28 жовтня 2011 року, Харків, НТУ "ХПІ". В збірнику висвітлюються проблеми удосконалення електричних машин і апаратів, досягнення вчених, вузів і підприємств України та інших країн.

Для наукових співробітників, викладачів, аспірантів, спеціалістів.

The issue is dated to the International Symposium "Problems of electric machines and apparatus perfection. Theory and practice" (SIEMA'2011), October 26-28, 2011, Kharkov, NTU "KPI". The collection presents papers on electric machines and apparatus, achievements of scientists, specialists of high schools and enterprises in Ukraine and other countries.

The issue is addressed to scientists, teachers, post-graduate students and experts.

Выпуск приурочен к Международному симпозиуму "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика" (SIEMA'2011), 26 – 28 октября 2011 года, Харьков, НТУ "ХПИ". В сборнике освещаются проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов, достижения ученых, вузов и предприятий Украины и других стран.

Для научных сотрудников, преподавателей, аспирантов, специалистов.

Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" включено до Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук (додаток до Постанови Президії ВАК України від 26 травня 2010 р., № 1 – 05/4, п. 20, технічні науки).

**Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ "ХПІ";**
**Протокол № 8 від 02.09.2011**

© Національний технічний університет "ХПІ", 2011

**УДК.621.3.048.1**

***П.Д. АНДРИЕНКО***, д-р техн. наук, проф., ЗНТУ, Запорожье
***А.Г. СПИЦА***, аспирант, ЗНТУ, Запорожье

# ДИАГНОСТИКА ТРАНСФОРМАТОРНОГО ОБОРУДОВАНИЯ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ХАРАКТЕРИСТИК ЧАСТИЧНЫХ РАЗРЯДОВ В ИЗОЛЯЦИИ

У роботі проведено аналіз сучасних методів діагностики трансформаторів струму та високовольтних вводів, заснованих на дослідженні характеристик часткових розрядів в ізоляції. Розглянуто ефективність і діагностичні можливості різних методів, їхні переваги, недоліки та відповідність нормативним документам.

В работе проведен анализ современных методов диагностики трансформаторов тока и высоковольтных вводов, основанных на исследовании характеристик частичных разрядов в изоляции. Рассмотрены эффективность и диагностические возможности различных методов, их преимущества, недостатки и соответствие нормативным документам.

**Введение**. Одним из наиболее эффективных методов контроля над состоянием изоляции высоковольтного энергетического оборудования является измерение характеристик частичных разрядов (ЧР). Этот метод позволяет выявлять дефекты изоляции на самых ранних стадиях их возникновения, отслеживать их развитие, оценивать текущее состояние изоляции и возможность дальнейшей эксплуатации оборудования. Измерение ЧР при стендовых испытаниях высоковольтного оборудования является основным методом диагностики изоляции во всех высоковольтных лабораториях мира. Тем не менее, при контроле силового оборудования в условиях эксплуатации измерение ЧР пока применяется сравнительно редко. Это объясняется довольно серьезными проблемами, возникающими при измерении ЧР в реальных условиях эксплуатации и, в первую очередь, наличием разного рода помех, уровень которых на действующих подстанциях значительно выше, чем при стендовых испытаниях.

Подлежащие выявлению в эксплуатационных условиях частичные разряды имеют, как правило, большую интенсивность, и создание измерительных устройств с необходимой для этого чувствительностью

не вызывает затруднений. Однако возможность выявления дефектов изоляции определяется обычно не чувствительностью аппаратуры, а внешними помехами. В условиях эксплуатации задача измерения ЧР в первую очередь связана с устранением помех или снижением их уровня.

**Помехи, их разновидности.** Помехи при измерении частичных разрядов могут вызываться любыми процессами в сети, связанными с резкими изменениями тока, а также источниками высокочастотных напряжений. При измерениях ЧР в условиях эксплуатации источники помех, как правило, не могут быть устранены. Область частот, занимаемых источниками наиболее интенсивных высокочастотных помех (связь по воздушным линиям, телемеханика и т.п.), охватывает диапазоны от 40-70 до 300-500 кГц. Ниже 15 кГц возможно влияние высших гармоник промышленной частоты; выше 2 МГц возможно снижение уровня сигнала от частичных разрядов. В верхней области частот часто имеются помехи от мощных местных радиопередатчиков, что также ограничивает применение высокочастотного диапазона. Основным источником неустранимых помех при измерениях в эксплуатационных условиях являются коронные разряды на проводах, арматуре и оборудовании (так называемый основной уровень помех).

В распределительных устройствах иногда наблюдается также высокий дополнительный уровень помех, который обычно является следствием ЧР, внешних по отношению к контролируемому объекту. К ним относятся разряды между шинами, разряды между элементами токопроводов, разряды на заостренных краях арматуры или на концах ножей отключенных разъединителей и т. п. Поэтому основной проблемой при измерении в условиях эксплуатации является селекция ЧР как при измерении электрическими, так и акустическими и электромагнитными методами [1].

Интенсивность мешающих сигналов при полевом контроле оборудования весьма высока. На оборудовании класса 220 кВ и выше фактически всегда присутствуют мощные сигналы положительной короны, достигающие амплитуды 10 нКл при интенсивности несколько импульсов за период. Понятно, что все эти сигналы не характеризуют состояние высоковольтной изоляции оборудования и их необходимо отфильтровывать.

Фильтрация помех производится на нескольких стадиях, начиная с выбора частотного диапазона регистрирующей аппаратуры, анализа амплитудно-фазовых диаграмм (АФД) сигналов и их временных зависимостей и заканчивая сопоставлением сигналов различных каналов

(электрических, акустических и электромагнитных).

**Фильтрация помех по частотному диапазону.** В первую очередь это правильный выбор частотного диапазона. Частотный диапазон определяется исходя из соображений максимального подавления помех при достаточно хорошей регистрации сигналов ЧР от дефектов изоляции.

Основными элементами измерителя кажущегося заряда являются: усилитель, измерительный преобразователь (типа амплитудного импульсного вольтметра) и отсчетное устройство. В соответствии с ГОСТ 20074-83 рекомендуется применение широкополосного усилителя со следующими характеристиками: нижняя частота полосы пропускания – не более 30 кГц; верхняя – не более 2 МГц. Применение узкополосного усилителя допускается при больших значениях емкости объекта испытаний, а также при наличии внешних помех определенной частоты. Рекомендуется применять узкополосный усилитель со следующими характеристиками: ширина полосы пропускания – 8-10 кГц; частота настройки – (20 кГц-2 МГц). Разрешающее время должно быть менее 100 мкс. Для подавления помех в низкочастотном диапазоне полосы пропускания, если это не обеспечивается характеристикой усилителя, применяется фильтр верхних частот. Нижнюю частоту полосы пропускания фильтра следует выбирать в диапазоне 5-30 кГц. Коэффициент затухания определяют условием надежного измерения требуемой минимальной интенсивности частичных разрядов при нормированном напряжении на испытуемом объекте [2].

В последнее время на рынке появляется оборудование, позволяющее работать в более высоком диапазоне частот. Поскольку верхняя граничная частота сигналов ЧР от дефектов в бумажно-масляной изоляции достигает сотен мегагерц (в элегазе – до нескольких гигагерц), а большая часть сигналов помех имеет частотный диапазон ниже 10 МГц, имеет смысл иметь датчики с широкой входной полосой частот, нижняя граница которой превышает 10 МГц. При выборе нижней границы более 400 МГц перестают мешать даже сигналы положительной короны. Сегодня при регистрации ЧР используются приборы с частотным диапазоном, достигающим 2,5 ГГц, однако, по имеющимся данным сигналы с частотами более 100 МГц сильно ослабляются внутри самого оборудования (кроме КРУЭ, имеющих коаксиальную структуру) при прохождении сигналов к точке подключения регистрирующей аппаратуры. Поэтому, с точки зрения защиты от внешних помех, наиболее предпочтительным диапазоном для измерения электрических сигналов ЧР внутри силового оборудования в условиях экс-

плуатации представляется частотный диапазон 10-100 МГц.

Однако, применение дополнительных методов фильтрации помех позволяет работать в нижнем диапазоне частот. Устройства, производимые фирмой "Виброцентр", принимают сигнал в диапазоне от 1 до 10 МГц. Прибор контроля ЧР марки MPD 600 австрийской фирмы "Omicron" – до 20 МГц.

**Анализ сигналов электрического канала.** Одной из основных характеристик ЧР является значение кажущегося заряда. Стандарт МЭК 60270 дает следующее определение: кажущийся заряд $q$ импульса ЧР – это заряд, который при введении его в течение очень короткого промежутка времени между выводами испытываемого объекта в установленной испытательной схеме дал бы то же самое показание (отсчет) на измерительном приборе, что и импульс тока ЧР непосредственно [3].

Кажущийся заряд количественно неравен заряду, который протекает в области разряда и не может быть измерен непосредственно.

Каждый из единичных ЧР сопровождается прохождением через включение определенного заряда $q$ и приводит к изменению напряжения на внешних электродах всего образца на $\Delta U_x$. На схеме диэлектрика на рис. 1 использованы следующие обозначения: $C_в$ – емкость элемента диэлектрика, участвующего в частичном разряде (емкость включения); $C_д$ – емкость части диэлектрика, расположенного последовательно с включением; $C_а$ – емкость остальной части диэлектрика.

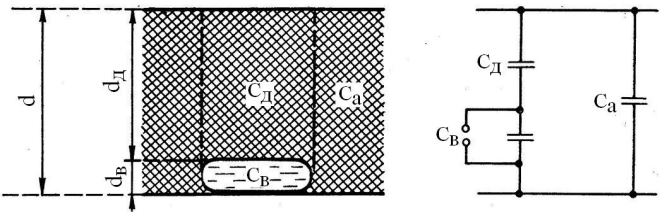



Рис. 1. Эквивалентная схема при рассмотрении ЧР в диэлектрике.

Если $C_а >> C_в$ и $C_а >> C_д$, то заряд $q$, проходящий через включение в момент возникновения частичных разрядов, равен:

$$q = \left(C_B + C_Д\right) \cdot \Delta U_B \,. \qquad (1)$$

Диагностические подходы в эксплуатации могут быть отличными от подходов при оценке состояния изоляции на заводе-изготовителе, где максимальное значение кажущегося заряда является основной кон-

трольной характеристикой. В эксплуатации необходимо также определить место и оценить опасность ЧР.

Для выделения импульсов ЧР из импульсных сигналов помех могут использоваться методы анализа амплитудных спектров ЧР, метод фазовых диаграмм и их развитие. Достоинством метода амплитудных спектров является возможность выявления дефектов, не выделяя сигналы ЧР в них из общего спектра импульсных сигналов, включающего помехи. Таким же достоинством обладает и метод фазовых диаграмм, хорошо зарекомендовавший себя при диагностике кабелей, электрических машин. К сожалению, для трансформаторного оборудования пока еще отсутствуют достаточные данные по видам фазовых диаграмм для характерных видов дефектов.

Для повышения достоверности получаемых результатов могут использоваться рассмотренные далее алгоритмы, работающие в режиме реального времени.

**Анализ амплитудно-фазовых диаграмм (АФД)**. После отделения мешающих сигналов можно определить тип источника этих сигналов по их амплитудно-фазовой характеристике и ее зависимости от времени. Локализация местоположения источника сигналов ЧР, проведенная ориентировочно путем сравнения электрических и электромагнитных сигналов в различных точках оборудования, и более точно по задержке акустических сигналов, существенно упрощает анализ данных. На уровне сегодняшних знаний идентификация типа источника ЧР по данным, полученным в реальных условиях эксплуатации, является достаточно трудоемкой задачей и требует большого опыта и высокой квалификации. Несмотря на существующие данные об АФД дефектов различного типа, при анализе требуется хорошее знание конструкции и параметров конкретного оборудования, условий проведения измерения и т.д. Кроме того, очень существенным является комплексное использование всех данных, полученных другими диагностическими средствами (измерение сопротивления и $tg\delta_1$ изоляции, хроматография газов в масле, тепловизионный контроль и т.д.) и предыстория контролируемого объекта (срок службы, нагрузка, наличие КЗ и т.д.).

Следует отметить, что при использовании систем измерения ЧР, не обеспечивающих измерения их амплитудно-фазовых характеристик и статистического накопления данных за достаточно большой интервал времени, в условиях эксплуатации практически невозможно идентифицировать тип источника сигналов ЧР и определить степень его опасности. Поэтому любая современная система контроля ЧР должна

обеспечивать амплитудное и фазовое разрешение сигналов ЧР и использовать вычислительные средства для сбора, хранения и обработки полученной информации.

Дополнительную возможность для отстройки от помех дает "привязка" всех импульсов к синусоиде питающей сети, с разбивкой всех импульсов по некоторым фазовым зонам, ширина которых варьируется от 7,5 до 15 эл. град. Для этого регистрация всех импульсов производится с учетом фазы рабочего напряжения в контролируемом высоковольтном устройстве. Это в дальнейшем позволяет более эффективно провести анализ состояния изоляции.

Анализ АФД сигналов и их временных параметров позволяет отфильтровать сигналы короны, которые имеют очень характерную форму и легко распознаются по АФД. Конечно, сигналы короны могут маскировать сигналы ЧР от дефектов изоляции с той же амплитудой и фазой, однако диапазон фазовых углов, в которых наблюдаются сигналы короны, невелик, и вероятность полного совпадения АФД сигналов от дефекта и короны мала. При достаточной статистике (при суммировании данных измерений более чем за 500 периодов сети) удается измерять сигналы ЧР, амплитуды которых в 10-100 раз меньше, чем у импульсов короны. Сигналы от искровых разрядов в элементах магнитопровода тоже имеют весьма характерную АФД, однако, амплитуда и интенсивность этих сигналов могут быть велики. На их фоне выделить сигналы ЧР от дефектов высоковольтной изоляции довольно трудно. К счастью, такие дефекты наблюдаются достаточно редко, и их обнаружение является одной из задач диагностики. Кроме того, сильная вибрация магнитопровода приводит к довольно характерной зависимости АФД этих сигналов от времени, которая позволяет идентифицировать дефекты такого типа.

При эффективном устранении внешних помех электрический метод позволяет измерять с высокой чувствительностью непосредственно параметры внутренних ЧР, определять зону их возникновения, а также природу ЧР. Измерения могут проводиться одновременно по нескольким схемам (в разных точках трансформатора), что облегчает определение места ЧР. Универсальный анализатор частичных разрядов UPDA (Cutler Hammer, США) измеряет и одновременно анализирует спектры сигналов от восьми датчиков. Измеряется амплитуда разрядов, частота повторения и мощность. Анализатор обеспечивает возможность выявления полезных сигналов на уровне до 50 пКл на новых подстанциях и до 100-150 пКл на старых подстанциях (с высоким уровнем помех). Измерительная система BA PTPT ABB Power

Transformers, Швейцария выполняет амплитудно-фазовый анализ, спектральный анализ (в полосе частот от 1 кГц до 20 МГц) и регистрацию на многоканальном цифровом осциллографе. Опыт применения показал, что во всех случаях достигнута чувствительность лучше, чем 50 пКл.

Последней стадией разделения сигналов ЧР в высоковольтной изоляции и помех является сравнение сигналов электрического канала с сигналами акустического и электромагнитного каналов регистрации.

**Акустические методы.** Устройство для обнаружения частичных разрядов акустическим методом состоит из первичного преобразователя (датчика) и измерительного прибора. Импульс давления, возникший в месте разряда, распространяется в масле и через стенку бака воздействует на датчик, на выходе которого появляется электрический импульс.

Акустический датчик преобразует импульс давления в электрический сигнал. Обычно применяются датчики с пьезоэлектрическим преобразователем. При эксплуатационном контроле датчики устанавливаются на поверхности бака маслонаполненного объекта (трансформатора). Акустический метод дает возможность локацизаци источника сигналов. Акустическая детекция проводится обычно после обнаружения симптомов ЧР по результатам анализа растворенных газов.

Метод менее чувствителен к источникам, расположенным внутри изоляционной структуры. На распространение сигналов оказывает существенное влияние расположение барьеров главной изоляции. Эффективность метода значительно повышается при его комбинации с электрическим методом и синхронизацией сигналов ЧР. Для регистрации ЧР применяются широкополосные акустические датчики от 30 до 150 или даже 500 кГц, а также резонансные датчики 125-150 кГц. До 8-24 датчиков могут устанавливаться вокруг бака на разной высоте. В некоторых случаях датчики устанавливаются внутри бака трансформатора. В странах СНГ нашли широкое применение индикаторные акустические приборы типа АИР, которые обеспечивают чувствительность не менее 10 дел/мВ в полосе частот 40-500 кГц.

**Электромагнитный метод.** Электромагнитный канал наиболее чувствителен к дефектам на вводах и прилегающих к ним элементах оборудования. При выборе рабочей частоты, превышающей 400 МГц, сигналы положительной короны практически полностью подавляются. При этом сигналы ЧР от источников, находящихся во вводах или в непосредственной близости к ним, регистрируются с высокой чувствительностью и практически без помех.

Электромагнитный метод основан на дистанционной регистрации электромагнитного излучения ЧР в СВЧ-диапазоне с помощью антенны. Данный метод позволяет выявить только разряды очень высокого уровня и подвержен сильному влиянию со стороны соседнего оборудования. Эффективность метода может быть значительно повышена при установке антенны СВЧ внутри бака.

**Определение стадии развития дефекта.** Определить время, через которое частичные разряды перерастут в полный пробой изоляции в реальных условиях эксплуатации практически невозможно даже без учета экстремальных воздействий (грозовые и коммутационные перенапряжения и т.д.). Поведение ЧР в процессе развития дефекта статистически весьма неоднородно. По существующим данным, амплитуды сигналов ЧР непосредственно перед пробоем даже уменьшаются, хотя интенсивность их, как правило, растет. Поэтому на сегодня не существует сколько-нибудь точных методов оценки времени до полного пробоя изоляции.

Следует заметить, что, несмотря на это, оценить степень развития дефекта все-таки возможно, если правильно определен тип дефекта, являющегося источником ЧР. Эта оценка базируется на сравнительно небольшом объеме эмпирических данных и, пока не накоплен достаточно большой объем информации, не претендует на высокую точность. Причем, наиболее точную характеристику степени опасности дефекта можно получить только при использовании комплексного подхода с учетом всех доступных на сегодня данных в первую очередь хроматографии масла (газы и радикалы), измерений tgδ1 и сопротивления изоляции, тепловизионного контроля и т.д. Очень существенным является наличие этих данных за достаточно большой интервал времени, позволяющий оценить скорость изменения характеристик изоляции.

При наличии этих данных можно определить вероятную стадию развития дефекта – начальную, среднюю и конечную (перед пробоем). Это разделение несколько условно, однако позволяет предложить некоторые действия. Например, если дефект находится в начальной стадии, оборудование можно оставить в работе и поставить на периодический контроль по газам в масле, $tg\delta_1$ изоляции и т.д. На средней стадии при повышенном содержании газов в масле можно рекомендовать плановый вывод в ремонт или продолжение эксплуатации с учащенным контролем параметров изоляции и их тренда. Если это конечная стадия, скорость нарастания газов велика и идет нагрев изоляции (на этой стадии тепловизионный контроль уже может дать результаты) тогда следует немедленно выводить оборудование из работы.

**Системы непрерывного контроля ЧР.** Дефекты в изоляции могут развиваться за короткий промежуток времени, поэтому периодический контроль не всегда позволяет их зафиксировать. Это диктует необходимость использовать устройства непрерывного контроля. В настоящее время на подстанции "Днепр-Донбасс 330 кВ" Днепровской электроэнергетической системы проводятся испытания прибора для контроля ЧР марки MPD 600 австрийской компании Omicron (рис. 2).

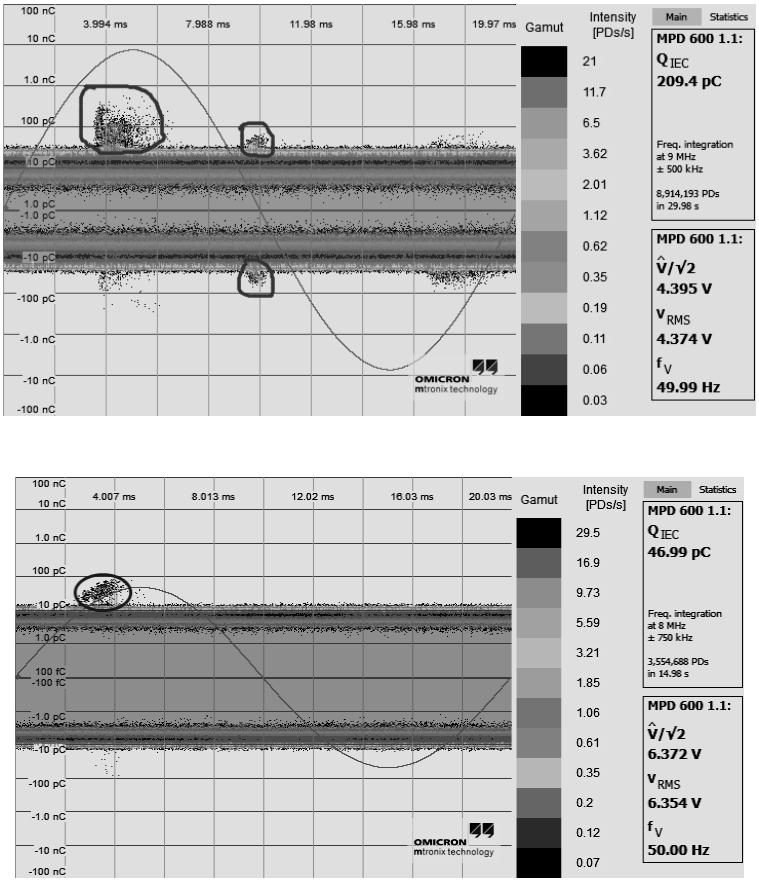



Рис. 2. Визуализация измерений ЧР прибором MPD 600.

Данный прибор интегрирован в систему непрерывного контроля изоляции измерительных трансформаторов тока и высоковольтных вводов (СНКИ "Днепр-Донбасс-330") производства фирмы "Энергоавтоматизация", г. Запорожье.

Прибор MPD 600 был приобретен и предварительно испытан специалистами фирмы "Энергоавтоматизация" в цехе ОКиТИ ОАО "Запорожский завод высоковольтной аппаратуры". Испытания проводились в соответствии с ГОСТ 20074-83, МЭК 60270. Результаты контроля ЧР на трансформаторе тока ТФУМ-330 показали, что прибор MPD 600 имеет приемлемые показатели фильтрации помех и в целом дает реальную картину наличия ЧР в испытуемом объекте.

В настоящее время ведутся базы данных измеренных значений уровня кажущегося заряда ЧР по всем тридцати фазам трансформаторов тока ПС "Днепр-Донбасс 330 кВ". Примеры графических окон программной оболочки прибора MPD 600 с результатами измерения ЧР на трансформаторах тока 330 кВ представлены на рис. 2.

По результатам проведенных фирмой "Энергоавтоматизация" исследований установлена определенная корреляция между тангенсом угла диэлектрических потерь основной изоляции и значениями разрядной активности на некоторых трансформаторах тока. Это свидетельствует о целесообразности использования контроля ЧР в комплексе со всеми данными, полученными другими диагностическими средствами.

**Выводы.** Рассмотренные в представленной работе методы исследования частичных разрядов предоставляют производителям и потребителям аппарат для эффективной диагностики и предотвращения аварийных отказов высоковольтного электрооборудования. Электрический канал позволяет измерять параметры внутренних ЧР с высокой чувствительностью, определять зону возникновения ЧР, а также их природу, и наиболее пригоден для использования в системах непрерывного контроля изоляции. Пока еще не накоплен необходимый опыт при работе с акустическими датчиками, недостаточно отработаны методы обследования и обработки данных. Кроме того, показания акустических измерительных устройств существенно зависят от места возникновения разрядов, условий прохождения сигналов и от затухания их в элементах изоляционной конструкции. Поэтому акустические методы контроля в настоящее время могут использоваться лишь для обнаружения наличия ЧР. Использование электромагнитного канала дает хорошие результаты при проведении оперативного дистанцион-

ного контроля вводов и трансформаторов тока, но данный метод позволяет выявить только разряды очень высокого уровня, и подвержен сильному влиянию со стороны соседнего оборудования.

**Список литературы: 1.** Рассальский А.Н., Сахно А.А., Конограй С.П. и др. Анализ методов непрерывного контроля характеристик изоляции трансформаторов тока и вводов на подстанциях 330-750 кВ // Вісник КДПУ. – Кременчук: КДПУ. – 2009. – № 3. **2.** Международный стандарт "Методы высоковольтных испытаний – измерение частичных разрядов" МЭК 60270, Издание третье, 2000-12. **3.** Электрооборудование и электроустановки. Методы измерения характеристик частичных разрядов. – ГОСТ 20074-83.

**Андриенко Петр Дмитриевич**, д.т.н., профессор, первый заместитель председателя правления ОАО НИИ "Преобразователь". Окончил Одесский политехнический институт факультеты электротехнический (1962 г.), автоматики и телемеханики (1967 г.), там же в 1971 г. защитил кандидатскую диссертацию, а в 1990 г. в институте электродинамики АН УССР – докторскую. Научные интересы связаны с исследованием, разработками и внедрением в производство автоматизированных электроприводов, преобразователей, а также с исследованием технической стойкости электрических машин и аппаратов.

**Спица Андрей Григорьевич**, аспирант ЗНТУ. Защитил диплом инженера в ЗНТУ по специальности радиотехника в 1986 г. Начальник отдела АСУТП ООО "Энергоавтоматизация" с 2005 г. Научные интересы связаны с проблемами диагностики состояния и оценки ресурса высоковольтных электрических аппаратов под рабочим напряжением в режиме их эксплуатации.

*Надійшла до редколегії 19.09.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Лупіков В.С.*

**УДК 621.3.013**

***О.А. ГЕЛЯРОВСКАЯ***, ст. преподаватель, НТУ "ХПИ", Харьков
***В.С. ЛУПИКОВ***, д-р техн. наук., проф., зав. каф., НТУ "ХПИ", Харьков
***И.С. ВАРШАМОВА,*** м.н.с., НТУ "ХПИ", Харьков
***Е.Г. БОЛЮХ***, н.с., НТУ "ХПИ", Харьков
***Н.В. КРЮКОВА***, канд. техн.. наук, ст. преподаватель, НТУ "ХПИ", Харьков
***К.А. САВЧЕНКО***, студент, НТУ "ХПИ", Харьков
***Ю.Д. РУДАС,*** с.н.с., НТЦ МТО НАН Украины, Харьков

# МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПЕНСИРОВАННОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ

З використанням комп'ютерного моделювання проведено аналіз зовнішнього магнітного поля автоматичного вимикача з двома компенсаційними обмотками. Обґрунтовано метод оптимізації їх параметрів.

С использованием компьютерного моделирования проведен анализ внешнего магнитного поля автоматического выключателя с двумя компенсационными обмотками. Обоснован метод оптимизации их параметров.

**Введение**. Проблемы экологической безопасности и электромагнитной совместимости трехфазного электрооборудования (ЭО) являются актуальными и в настоящее время в развитых странах мира проводятся работы по снижению внешнего магнитного поля (ВМП) ЭО. Источниками ВМП ЭО в основном являются проводники с током и намагниченные ферромагнитные массы магнитных систем. Идеи снижения ВМП проводников с токами и намагниченных ферромагнитных масс связаны с симметрированием, т.е. симметричным расположением проводников с противоположно направленными токами и намагниченных объемов с противоположным расположением полюсов [1]. В работе [2] приводится пример снижения ВМП системы трехфазных токов, протекающих в системе трех проводников, расположенных в одной плоскости, с помощью компенсационных контурных обмоток (КО), повторяющих геометрию контуров системы трехфазных проводников. Эта идея реализована в автоматическом выключателе (АВ) серии А3700, КО которого выполнены отдельным блоком приставкой в виде двух катушек с ферромагнитными сердечниками. Катушки вклю-

чены последовательно к выводам крайних фаз, причем направления токов КО и контуров силовой цепи АВ и их векторы площадей противоположны. Экспериментально установлено, что при этом ВМП АВ на расстоянии от него 0,3 м (в соответствии стандартом [3]) удается существенно снизить, а по магнитному моменту – примерно в 100 раз [4]. Однако при этом возникает вопрос об оптимизации КО по показателям энергопотребления. В известной научной литературе такие данные отсутствуют. В этой связи представляет интерес математическое моделирование ВМП АВ с КО, которое для краткости далее названо компенсированным полем.

**Цель работы** – анализ распределения компенсированного переменного ВМП АВ и поиск путей минимизации энергетических показателей ЭО.

**Теоретические положения**. При моделировании ВМП трехфазного ЭО принимаются следующие допущения относительно режимов его работы и геометрии источников: режимы работы ЭО установившиеся; токи проводников силовой цепи изменяются по синусоидальному закону на частоте сети 50 Гц; реальные проводники силовой цепи ЭО с объемным распределением токов представляются в виде тонких линий, повторяющих геометрию осей их линейных участков; нагрузки фаз ЭО одинаковые (симметричные фазы); не учитывается влияние эффекта близости на распределение тока в проводниках [5].

С учетом принятых допущений переменное ВМП характеризуется как квазистационарное магнитное поле и определяется суперпозицией полей отдельных источников в произвольной точке пространства $P$.

В данной работе моделируется переменное ВМП трехполюсного автоматического выключателя серии A3700. Источниками его ВМП являются токопроводы фаз $A$, $B$, $C$ и развилки кабелей на входе и выходе выключателя, образующие два контура, лежащих в одной плоскости. Первый контур образован проводниками фаз $A$ и $B$ (контур $A$), второй – проводниками фаз $C$ и $B$ (контур $C$). В качестве основного параметра ВМП используется напряженность, характеризующаяся пространственным вектором $\boldsymbol{H}(t)$, направление и величина которого в каждой точке пространства периодически меняются в зависимости от времени $t$. Годограф вектора напряженности в каждой точке представляет собой эллипс, параметры которого определяются по значениям амплитуд компонент двух пространственных векторов, изменяющихся во времени по законам синуса и косинуса [6], а наибольшая полуось определяет максимум напряженности. Величина максимума поля определяет уровень как исходного ВМП АВ, так и после компенсации,

т.е. компенсированного магнитного поля.

*Расчетные соотношения.* Согласно принципу суперпозиции, поле контура равно сумме полей его отрезков, а поле ЭО – сумме полей контуров *A* и *C*. Ток отрезка контура изменяется по синусоидальному закону и в общем виде описывается гармонической функцией

$$i(t) = I\sin(\omega t - \varphi), \qquad (1)$$

где ω – круговая частота сети; φ – фазовый сдвиг тока; *t* время.

Мгновенные значения ортогональных компонент вектора напряженности в прямоугольной системе координат определяются известными соотношениями [7]:

$$H_x(t) = i(t)\frac{1}{4\pi}\frac{\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2}{r_{P1}^2 r_{21}\left(1-\cos^2\alpha_1\right)}\left[(y_2-y_1)(z-z_1)-(z_2-z_1)(y-y_1)\right], \qquad (2)$$

$$H_y(t) = i(t)\frac{1}{4\pi}\frac{\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2}{r_{P1}^2 r_{21}\left(1-\cos^2\alpha_1\right)}\left[(z_2-z_1)(x-x_1)-(x_2-x_1)(z-z_1)\right],$$

$$H_z(t) = i(t)\frac{1}{4\pi}\frac{\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2}{r_{P1}^2 r_{21}\left(1-\cos^2\alpha_1\right)}\left[(x_2-x_1)(y-y_1)-(y_2-y_1)(x-x_1)\right],$$

где *x*, *y*, *z* – координаты точки наблюдения; $x_1$, $y_1$, $z_1$ – координаты точки начала отрезка контура с током; $x_2$, $y_2$, $z_2$ – координаты точки конца отрезка; *r* – радиус-вектор точки наблюдения; $r_{P1}$ – длина вектора, проведенного из начала отрезка (индекс 1) в точку наблюдения (индекс *P*); $r_{P2}$ – длина вектора, проведенного из конца отрезка (индекс 2) в точку наблюдения; $r_{21}$ – длина вектора, проведенного из начала в конец отрезка; $cos\,\alpha_1$, $cos\,\alpha_2$ – косинусы углов между векторами $r_{21}$, $r_{p1}$ и $r_{21}$, $r_{p2}$ соответственно:

$$\cos\alpha_1 = \left(r_{21}r_{p1}\right)^{-1}\left[(x_2-x_1)(x-x_1)+(y_2-y_1)(y-y_1)+(z_2-z_1)(z-z_1)\right];$$

$$\cos\alpha_2 = \left(r_{21}r_{p1}\right)^{-1}\left[(x_2-x_1)(x-x_2)+(y_2-y_1)(y-y_2)+(z_2-z_1)(z-z_2)\right];$$

$$r_{P1} = \sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2+(z-z_1)^2}\ ;\ r_{P2} = \sqrt{(x-x_2)^2+(y-y_2)^2+(z-z_2)^2}\ ;$$

$$r_{21} = \sqrt{(x_2-x_1)^2+(y_2-y_1)^2+(z_2-z_1)^2}\ ..$$

Функции токов фаз $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$ представляют собой синусоиды с равными амплитудами $I_A = I_B = I_C = I$, а фазы сдвинуты на 2π рад. Общепринято отсчет сдвигов фаз токов вести относительно начала тока фазы *A*. При использовании общего соотношения (1) для токов

контуров $A$ и $C$ фазовые сдвиги равны $\varphi_A = 0$ и $\varphi_C = 4\pi/3$. С учетом этого мгновенные значения $H_{Au}(t), H_{Cu}(t)$ компонент напряженности поля вдоль пространственного направления $u = x, y, z$ для контуров $A$ и $C$ приобретают вид:

$$H_{Au}(t) = H_{Au}\sin(\omega t),\ H_{Cu}(t) = H_{Cu}\sin(\omega t - 4\pi/3), \qquad (3)$$

где $H_{Au}$, $H_{Cu}$ – амплитуды пространственных компонент векторов $\boldsymbol{H}_A$ и $\boldsymbol{H}_C$ напряженности поля контуров $A$ и $C$.

Входящие в (3) амплитуды определяются суммированием полей составляющих их отрезков и рассчитываются с учетом (2):

$$H_{Au} = \sum_{a=1}^{A} H_{au};\quad H_{Cu} = \sum_{c=1}^{C} H_{cu}\quad (u = x, y, z), \qquad (4)$$

где $H_{au}$,$H_{cu}$ – амплитуды компонент напряженности поля, создаваемого отрезками с номерами $a$ и $c$ контуров $A$ и $C$.

Соотношения (4) используются для определения максимума напряженности ВМП на основе подхода, примененного для определения максимума дипольного магнитного момента трехфазного ЭО [6]. Компонента вдоль пространственного направления $u$ суммарного поля токов фаз с учетом (3) представляется в виде

$$H_u(t) = H_{Au}\sin(\omega t) + H_{Cu}\sin(\omega t - 4\pi/3) = H_{su}\sin(\omega t) + H_{cu}\cos(\omega t), \qquad (5)$$

где $H_{su}$, $H_{cu}$ – амплитуды синусных и косинусных составляющих компоненты вектора напряженности переменного ВМП вдоль оси $u$,

$$H_{su} = H_{Au} + H_{Cu}\cos(4\pi/3),\ H_{cu} = -H_{Cu}\sin(4\pi/3). \qquad (6)$$

Соотношение (5) представляет собой уравнение эллипса, как проекции годографа вектора напряженности в точке наблюдения. С учетом (6) определяются амплитуды векторов напряженности, пульсирующих в соответствии с законами синуса и косинуса, и косинус угла между ними:

$$H_s = \sqrt{H_{sx}^2 + H_{sy}^2 + H_{sz}^2},\ H_c = \sqrt{H_{cx}^2 + H_{cy}^2 + H_{cz}^2}; \qquad (7)$$

$$\cos\alpha = \frac{H_{sx}H_{cx} + H_{sy}H_{cy} + H_{sz}H_{cz}}{H_s H_c}.$$

Используя разложение каждого из двух пульсирующих векторов (7) на прямо и обратно вращающиеся составляющие получено следующее соотношение для мгновенного максимума $H_{\max}$ поля:

$$H_{\max} = 0{,}5\left(\sqrt{H_s^2 + 2H_s H_c\sin\alpha + H_c^2} + \sqrt{H_s^2 - 2H_s H_c\sin\alpha + H_c^2}\right). \qquad (8)$$

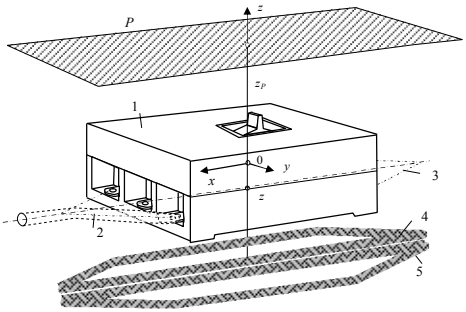



Рис. 1. Схема расположения плоскости точек наблюдения относительно автоматического выіключателя с компенсационными обмотками.

*Исходные данные для моделирования*. В качестве объекта математического моделирования использован автоматический выключатель серии А3700 на номинальный ток 400 А с КО, схема которого показана на рис. 1. Обозначения на схеме: 0 – геометрический центр АВ, начало прямоугольной системы координат $x$, $y$, $z$; 1 – АВ; 2, 3 – развилки кабелей (оси проводников выводов фаз показаны пунктиром); 4, 5 – компенсационные обмотки; $P$ – плоскость точек наблюдения; $z$, $z_P$, $z_k$ – расстояния от начала координат до плоскостей соответственно токопроводов силовой цепи АВ, плоскостей точек наблюдения $P$ и КО.

Компенсационные обмотки состоит из двух плоских обмоток $КО_A$ и $КО_C$, конфигурация которых повторяет конфигурацию токопроводов контуров $A$ и $C$. Обмотки расположены под АВ в плоскости, параллельной плоскости токопроводов его силовой цепи и удаленной от нее на расстояние, немного больше толщины обмотки.

Схема контуров силовой цепи АВ с выводами кабелей К на входах и выходах приведена на рис. 2. На схеме использовано общепринятое направление токов фаз $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$. Точки вершин контура $A$ с развилками кабеля К, имеющего форму трапеции с площадью $S_z$, пронумерованы 1 – 4. Контур $C$ расположен симметрично оси $x$. Координаты по оси $x$ точек контуров отмечены индексами соответственно для точек контуров $x_1$, $x_2$, $x_3$, $x_4$,; по оси $y$ – $y_1$, $y_2$. По оси $z$ все точки контуров имеют одинаковую координату $z_1$, а точки плоскости $P$ – $z_P$.

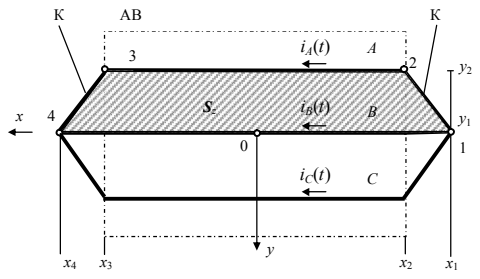



Рис. 2. Схема контуров АВ.

При моделировании минимальное расстояние до точек плоскости наблюдения $P$ выбрано в соответствии со стандартом [3] равным $z_P$ =

0,3 м. Координаты точек контура *A*: 1 (–0,223; 0; –0,11); 2 (–0,123; –0,5; –0,11); 3 (0,123; –0,5; –0,11); 4 (0,223; 0; –0,11). Для контура *C* координаты точек отличаются знаком только для *y*. Координаты точек контуров КО при моделировании приняты равными –0, 13.

Расчет максимальной напряженности ВМП проведен по соотношению (8) с использованием математической системы Maple для трех вариантов: поле контура *A*; поле контура *C*; суммарное поле АВ на поверхности точек наблюдения ***P***. Ампервитки обмоток равны 400 А.

**Результаты моделирования**. Результаты расчета каждого варианта представлялись в виде поверхности уровня поля и приведены на рис. 3: а – расположение плоскости точек наблюдения над контурами токопроводов и КО; б, в – поверхности уровня максимального поля $H_{max}$ для токов контуров *A*, *C*; г – поверхность уровня $H_{max}$ для АВ; д, е, ж – такие же поверхности для токов КО фаз *A*, *C* и суммарного поля.

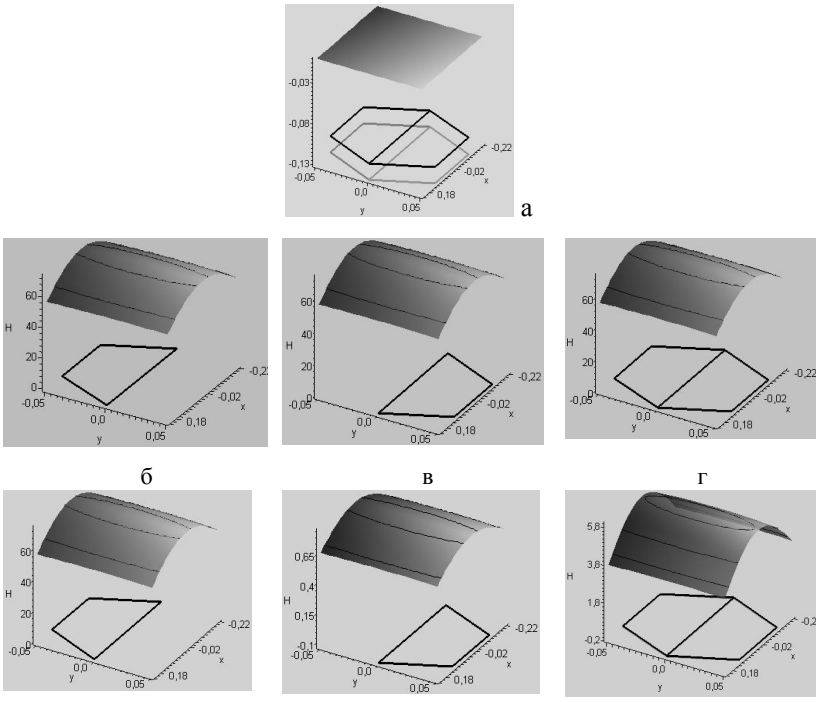
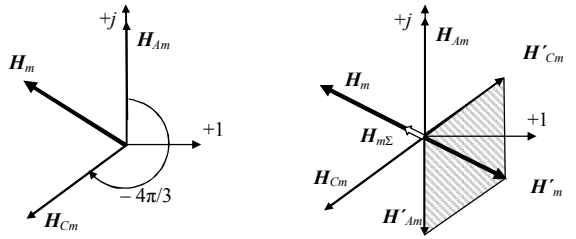



Рис. 3. Расчетные поверхности уровня напряженности поля.

**Оценка распределения поля**. Анализ результатов моделирования показывает, что распределения мгновенных максимумов поля $H_{\max}$ для всех вариантов оказались одинаковыми. Это можно объяснить особым расположением мгновенных максимумов поля: на фазовой плоскости направления максимумов напряженности поля от контуров *A* и *C* образуют угол в $-4\pi/3$ рад. С учетом геометрической симметрии контуров максимумы векторов напряженности полей контуров равны по величине, а их геометрическая сумма дает такую же величину и для суммарного поля (рис. 3, б-г). В случае пофазной компенсации ВМП [2] компенсирующие поля создаются двумя КО, конфигурация которых повторяет конфигурацию контуров *A* и *C* силовой цепи АВ, а токи в них направлены противоположно токам контуров силовой цепи. Структура ВМП АВ и поля КО при этом совпадают, отличаются только знаками, а максимумы поля несколько отличаются из-за различия расстояний от плоскости $\boldsymbol{P}$ до плоскостей контуров АВ и КО (рис. 3, д-ж).

Векторные диаграммы, построенные на комплексной плоскости, приведены на рис. 4. Максимальные длины векторов отмечены индексом *m* и соответствуют максимумам напряженности ВМП. На рис. 4,а показано взаимное расположение векторов напряженности поля контуров с токами фаз *A*, *C* и суммарного поля; на рис. 4,б – взаимное расположение векторов напряженности поля КО фаз *A* и *C* ($\boldsymbol{H}'_A$ и $\boldsymbol{H}'_C$), поля КО $\boldsymbol{H}'_m$ и компенсированного (суммарного) поля $\boldsymbol{H}_{m\Sigma}$. Для этих векторов справедливы соотношения:




а б

Рис. 4. Векторные диаграммы для точки максимума поля.

$$\boldsymbol{H}_m = \boldsymbol{H}_{Am} + \boldsymbol{H}_{Cm};\ \boldsymbol{H}'_{Am} = -\boldsymbol{H}_{Am};\ \boldsymbol{H}'_{Cm} = -\boldsymbol{H}_{Cm}; \qquad (9)$$

$$\boldsymbol{H}'_m = \boldsymbol{H}'_{Am} + \boldsymbol{H}'_{Cm};\ \boldsymbol{H}_{m\Sigma} = \boldsymbol{H}_m + \boldsymbol{H}'_m.$$

Эффективность компенсации ВМП на рассматриваемой поверхности точек наблюдения определяется как отношение максимальных величин напряженности исходного и компенсированного поля и для рассматриваемого случая расчетная величина равна 12 единиц.

**Оптимальная компенсация поля двумя обмотками.** Как видно на диаграмме рис. 4,б, расположение векторов напряженности КО обеспечи-

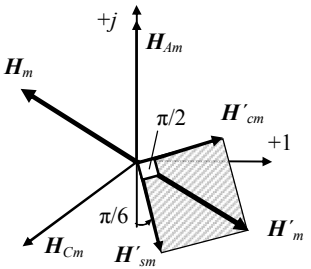



Рис. 5. Ортогональное разложение вектора напряженности компенсирующего поля.

вает "избыточную" компенсацию поля. При пофазной компенсации полей контуров силовой цепи КО используются и для частичной взаимной компенсации полей, а именно, проекция одного вектора на другой имеет составляющую противоположного направления. Этот недостаток можно преодолеть, если результирующий вектор напряженности поля КО формировать из двух ортогональных составляющих, косинусную ($\boldsymbol{H}'_{cm}$) и синусную ($\boldsymbol{H}'_{sm}$). Для этого компенсационные обмотки необходимо запитать токами, сдвиг фаз между которыми равен π/2 (рис. 5), а фаза тока синусной составляющей сдвинута на угол π/6 относительно тока фазы *A*. Достоинством такого ортогонального разложения является то, что ампервитки КО уменьшаются в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с известным исполнением КО [2].

Результаты моделирования поля компенсационных обмоток с токами с ортогональными составляющими токов приведены на рис. 6: а, б – поле КО соответственно с синусоидальным и косинусоидальным токами; в – суммарное поле КО; г – компенсирующее поле.

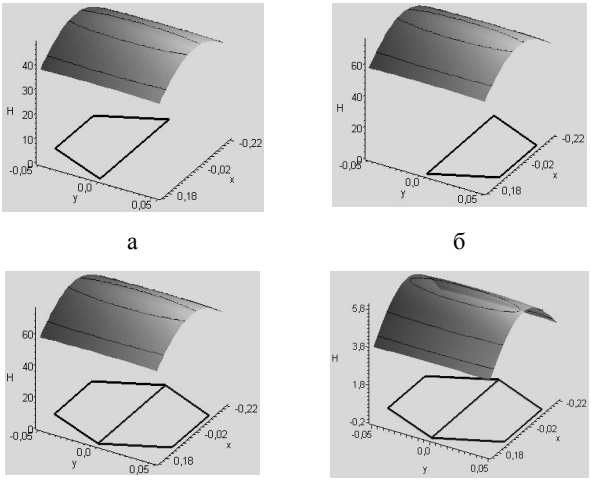



Рис. 6. Поле компенсационных обмоток.

Эти результаты подтвердили, что вариант компенсационных обмоток с ортогональными фазами токов является оптимальным и обеспечивает такую же эффективность компенсации ВМП, что и вариант с обмотками пофазной компенсации.

**Выводы.** 1. Проведено математическое моделирование внешнего магнитного поля трехфазного автоматического выключателя серии А3700. В качестве основного параметра использована величина максимума переменного магнитного поля. Результаты моделирования представлены в виде поверхности уровня для максимальных мгновенных величин напряженности поля на плоскости, удаленной на стандартное расстояние от поверхности выключателя.

2. Установлено, что недостатком известного способа компенсации внешнего магнитного поля с помощью компенсационных обмоток, повторяющих геометрию токовых контуров двух фаз силовой цепи выключателя, является частичная взаимная компенсация полей обмоток.

3. Теоретически обоснован метод компенсации внешнего магнитного поля с помощью двух компенсационных обмоток, повторяющих геометрию токовых контуров двух фаз силовой цепи выключателя, ампервитки которых уменьшены в 1,4 раза, токи изменяются по законам синуса и косинуса, а фаза синусного тока сдвинута на $\pi/6$ эл. град. относительно тока фазы *А* выключателя.

**Список литературы**: **1**. *Лупиков В.С., Геляровская О.А., Крюкова Н.В.* Проблема компенсации внешнего магнитного поля электрооборудования с позиций теории симметрии // Електромашинобудування та електрообладнання. Міжвідомчий науково-технічний збірник. – К.: Техніка. – 2004. – № 63. – С. 88-91. **2**. *Salinas E.* Field Mitigation from Secondary Substations / Salinas E. // CARIED 2003. 17th International Conference on Electricity Distribution. – Belgium – 15 May 2003. – 32 p. **3.** ДСТУ 2465-94. Сумісність технічних засобів електромагнітна. Стійкість до магнітних полів частоти мережі. Технічні вимоги та методи випробувань. Введ. 01.01.95. – Київ: Держстандарт України, 1994. – 29 с. **4.** *Король Е.Г., Лупиков В.С., Середа А.Г. и др.* Компенсация вектора переменного магнитного момента электрооборудования с помощью электромагнита с составным ферромагнитным сердечником // Технічна електродинаміка. – Київ: Ін-т електродинаміки, 2011. – №4. – С. 20-25. **5.** *Лупіков В.С.* Наукові основи технології компенсації магнітного поля поблизу низьковольтних комплектних пристроїв. – Автореф. дис...д-ра техн. наук: 05.09.01 / Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут". – Харків, 2003. – 36 с. **6.** *Лупиков В.С., Крюкова Н.В., Геляровская О.А. и др.*Анализ магнитного момента токов трехфазного источника поля // Електротехніка і електромеханіка – Харків: НТУ "ХПІ", 2006. – № 4. – С. 47-51. **7.** *Монтгомери Д.* Получение сильных магнитных полей с помощью соленоидов: Пер. с англ. – М.: Мир, 1971. – 359 с.

*Надійшла до редколегії 20.09.2011.*
*Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

**УДК 621.316**

***А.М. ГРЕЧКО***, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков

# ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПРИВОДА С ДВУХПОЗИЦИОННОЙ МАГНИТНОЙ ЗАЩЕЛКОЙ

Проведені дослідження електромагнітного приводу з двохпозиційною магнітною защіпкою для вакуумного відмикача середньої напруги. Встановлена теоретична можливість використання одного електромагнітного приводу для керування станом контактів двох вакуумних відмикачів одночасно задля реалізації системи автоматичного введення резерву.

Проведены исследования электромагнитного привода с двухпозиционной магнитной защелкой для вакуумного выключателя среднего напряжения. Установлена теоретическая возможность использования одного электромагнитного привода для управления состоянием контактов двух вакуумных выключателей одновременно для реализации системы автоматического ввода резерва.

**Введение.** В последнее время в конструкциях электромагнитных приводов (ЭМП) часто применяются высококоэрцитивные постоянные магниты на базе редкоземельных металлов. Это обусловлено возможностью получения в относительно небольшом объеме значительных тяговых усилий ЭМП и, как результат, – высоких значений сил контактного нажатия, что позволяет увеличивать диапазон значений токов короткого замыкания, отключаемых вакуумными выключателями. Таким образом, разработка новых конструкций ЭМП является актуальной задачей.

**Цель работы** – исследование ЭМП с двухпозиционной магнитной защелкой, поиск возможности расширения области его применения в вакуумных выключателях среднего напряжения.

**Основная часть.** В работе [1] рассмотрена конструкция и принцип действия ЭМП с двухпозиционной магнитной защелкой для вакуумного выключателя среднего напряжения (рис. 1). Используя рекомендации, приведенные в [2], рассчитаны размеры магнитопровода ЭМП и постоянных магнитов, обеспечивающие максимальное значение тягового усилия в режиме удержания при обесточенных обмотках и при условии отсутствия насыщения участков магнитопровода.

На рис. 1 обозначено: 1, 8 – верхний и нижний якоря; 2 – катушка включения; 3 – корпус; 4 – постоянный магнит; 5 – сердечник; 6 – шток; 7 – катушка отключения; 9 – воздушный шунт.

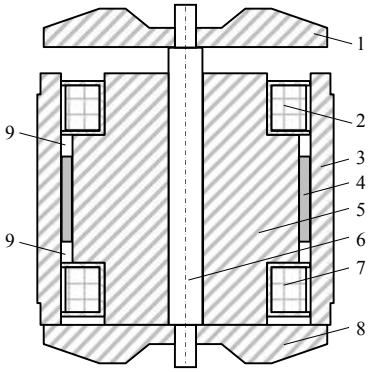



Рис. 1. Схема ЭМП с двухпозиционной магнитной защелкой.

Кратко рассмотрим принцип перевода ЭМП из одного устойчивого положения ("магнитная защелка") в другое. Подача импульсов тока на катушки включения 2 и отключения 7 происходит одновременно следующим образом. На катушку отключения подается относительно небольшой ток, который "вытесняет" встречно направленный магнитный поток постоянных магнитов 4 из области рабочих зазоров (первый рабочий зазор – между сердечником 5 и нижним якорем 8, второй – между корпусом 3 и нижним якорем 8) в область, не занятую постоянными магнитами (воздушный шунт 9). На катушку же включения 2 подается значительно больший ток, магнитный поток от которого направлен согласно с потоком постоянных магнитов – начинается движение вниз подвижной части магнитопровода: штока 6 с размещенными на нем якорями 1 и 8.

В обоих крайних положениях ЭМП развивает тяговое усилие в ≈9500 Н при отсутствии насыщения участков магнитопровода. Расчет магнитных процессов в ЭМП производился методом конечных элементов с помощью программного комплекса FEMM [3].

На рис. 2 показано распределение магнитной индукции $B$ в рабочих зазорах ЭМП в режиме удержания при обесточенных обмотках.

На рис. 3 показана зависимость тягового усилия $F$, которое развивает ЭМП в режиме удержания, от магнитодвижущей силы (МДС) $F_m$, возникающей при подаче импульса тока на катушку отключения.

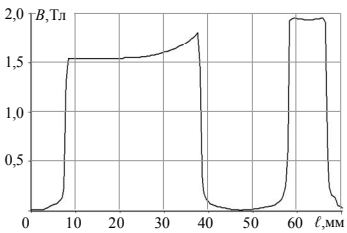



Рис. 2. Индукция в рабочих зазорах ЭМП.

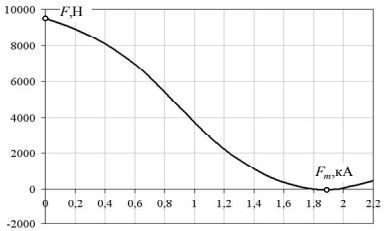



Рис. 3. тяговое усилие ЭМП.

На рис. 3 видно, что уже при $F_m \approx 1{,}9$ кА наблюдается практически полное "вытеснение" магнитного потока постоянных магнитов из области рабочих зазоров в область воздушного шунта и плавное снижение тягового усилия $F$ ЭМП с начального значения в 9500 Н до нуля.

Перевод рассматриваемого ЭМП из одного устойчивого положения в другое, в принципе, также возможен и без "вытеснения" магнитного потока постоянных магнитов, а только за счет подачи напряжения лишь на одну из катушек (для операции включения – на катушку включения, для операции отключения – на катушку отключения), как это, например, осуществляется в известной конструкции ЭМП [4]. Однако в таком случае процесс перевода ЭМП будет происходить с много большими энергозатратами, нежели с применением "вытеснения" магнитного потока постоянных магнитов, о чем свидетельствуют численные расчеты, приведенные далее.

На рис. 4 показаны зависимости тягового усилия $F$, которое развивает ЭМП в режиме удержания, от МДС $F_m$, возникающей при подаче импульса тока на катушку включения, для различных значений МДС (0; 0,5; 1; 1,5 кА), возникающей при подаче импульса тока на катушку отключения; причем подача импульсов тока на обе катушки осуществляется одновременно. На рис. 4 видно, что если перевод ЭМП из одного устойчивого положения в другое осуществляется без применения "вытеснения" магнитного потока постоянных магнитов (кривая 0 кА), то для уменьшения до нуля тягового усилия ЭМП в режиме удержания значение МДС катушки включения должно быть ≈17,4 кА.

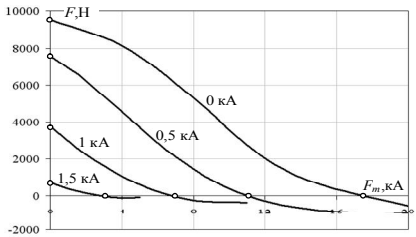


Рис. 4. Зависимости тягового усилия ЭМП от МДС катушки включения.

При заданных габаритных размерах катушки включения (ограничены конструкцией ЭМП, рис. 1) расчет ее обмоточных данных (диаметр провода $d_m$ = 0,56 мм, количество витков $w$ = 680) показал, что значение напряжения, необходимого для достижения указанного значения МДС, должно быть 385 В (при сопротивлении катушки в ≈15 Ом протекаемый ток равен 25,6 А). При использовании же "вытеснения" магнитного потока постоянных магнитов катушкой отключения (например, кривая $F_m$ = 1,5 кА на рис. 4) при неизменных обмоточных данных значение МДС катушки включения должно быть всего лишь ≈2,6 кА; то есть, значение напряжения, которое подается на катушку отключения, равно ≈35 В (ток $I$ =

2,3 А), на катушку включения – ≈58 В (ток $I \approx 3{,}8$ А).

Данные значения получены для режима, когда ЭМП находится в одном из устойчивых положений. Для начала движения подвижной части магнитопровода ЭМП должен обеспечить тяговое усилие, большее, чем значение противодействующей силы вакуумного выключателя, которое составляет ≈500 Н. Это *первый* этап работы. Вторым, наиболее сложным с точки зрения возможности несрабатывания вакуумного выключателя, является этап движения ЭМП при касании (замыкании) силовых контактов выключателя, в момент которого наблюдается скачкообразное увеличение противодействующей силы до ≈6000 Н. Это *второй* этап работы. Таким образом, для обеспечения работоспособности вакуумного выключателя ЭМП должен обеспечить необходимое значение тяговой силы во время двух данных этапов, так как на конечном этапе движения рабочий зазор в ЭМП достаточно мал, тяговая сила резко увеличивается и за счет массы и набранной скорости ЭМП, как правило, успешно становится на "магнитную защелку".

В табл. 1 приведены результаты расчета тягового усилия $F$ на двух указанных этапах работы ЭМП при различном способе подачи питания: способ 1 – только на катушку включения; способ 2 – одновременно на катушку включения и отключения, то есть с применением "вытеснения" магнитного потока постоянных магнитов. Перед скобками указаны значения величин, относящиеся к катушке включения, в скобках – к катушке отключения.

Таблица 1 – Расчетные величины тягового усилия ЭМП

| Первый этап работы – трогание ЭМП | | | | |
|---|---|---|---|---|
| | $F_m$, кА | $F$, Н | $U$, В | $I$, А |
| способ 1 | 19,7 | 511 | 435 | 28,9 |
| способ 2 | 11 (0,8)* | 528 | 245 (18) | 16,3 (1,2) |
| Второй этап работы – движение ЭМП | | | | |
| | $F_m$, кА | $F$, Н | $U$, В | $I$, А |
| способ 1 | 19 | 6018 | 420 | 27,9 |
| способ 2 | 19 (0,8)* | 6031 | 420 (18) | 27,9 (1,2) |

Из табл. 1 можно сделать вывод, что применение "вытеснения" магнитного потока постоянных магнитов эффективно на этапе начала

движения (трогания) ЭМП. Во время же движения ЭМП необходим поиск "альтернативных" емкостным накопителям энергии (ЕНЭ) источников энергии, так как значения токов, протекаемых по катушкам ЭМП, являются значительными с точки зрения их коммутации электрическими аппаратами. В качестве "альтернативы" в [1] предложено использовать потенциальную энергию пружин, сопряженных со штоком 6 и якорями 1, 8 (см. рис. 1), которые способствуют перемещению ЭМП из одного устойчивого положения в другое.

Определенной модификацией данного варианта может служить использование описанного ЭМП в качестве силового механизма, который управлял бы состоянием контактов двух вакуумных выключателей одновременно, например, для реализации системы автоматического ввода резерва (АВР) с двумя трансформаторными вводами $T1$ и $T2$ (рис. 5) и общей секцией питания нагрузки (двигатель $M$). Рассмотрим принцип работы данной системы.

В исходном состоянии ЭМП находится в положении 1. Через систему рычагов ЭМП воздействует на контакты вакуумной дугогасительной камеры (ВДК) 1, которые замыкаются и обеспечивают протекание фазных токов $i_A$, $i_B$ и $i_C$ от трансформатора $T1$ к двигателю $M$. Одновременно ЭМП удерживает контакты ВДК 2 в разомкнутом состоянии, исключая параллельное подключение трансформаторов.

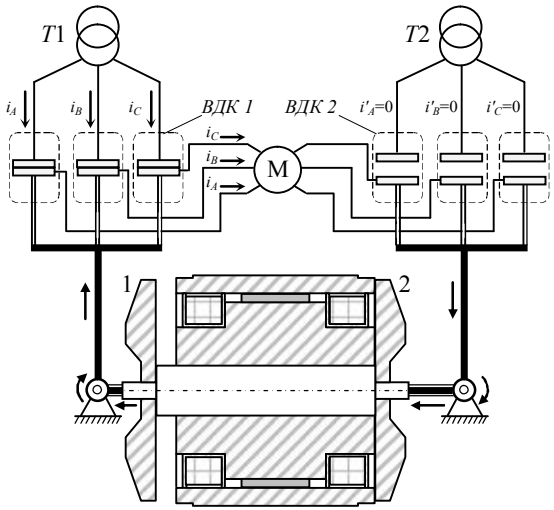



Рис. 5. Применение одного ЭМП в качестве привода двух выключателей.

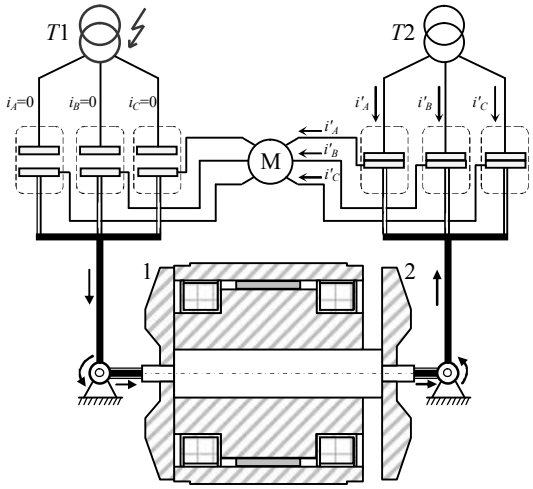



Рис. 6. Работа привода при отключении одного трансформатора ввода.

Силы удержания ЭМП в 9500 Н достаточно для управления двумя группами контактов: противодействующая сила ВДК 1 составляет ≈7200 Н, а ВДК 2 оказывает незначительное противодействие в ≈420 Н [5], вызванное силой сжатия сильфонов. Пружины контактного поджатия замкнутых контактов ВДК 1 сжаты – в них накоплена потенциальная энергия, использующаяся при переводе ЭМП из положения 1 в положение 2.

При обесточивании по какой-либо причине трансформаторного ввода *T*1 (рис. 6) необходимо подключить двигатель *M* к трансформатору *T*2 путем перевода ЭМП из положения 1 в положение 2. При этом изменится коммутационное состояние контактов ВДК: контакты ВДК 1 разомкнутся, контакты ВДК 2 – замкнутся.

Накопленная потенциальная энергия пружин контактного поджатия контактов ВДК 1 будет способствовать быстрому переключению ЭМП и подключению двигателя *M* к трансформатору *T*2. Время переключения, с одной стороны, должно быть достаточно малым для обеспечения непрерывности питания двигателя *M*, а с другой стороны достаточным для исключения возможности параллельного подключения трансформаторов *T*1 и *T*2. Данное условие может быть выполнено путем подбора параметров ЕНЭ (емкость и напряжение) для питания катушек ЭМП. После замыкания контактов ВДК 2 их пружины поджатия

сжимаются, и в них накапливается потенциальная энергия, использующаяся при переводе ЭМП из положения 2 в положение 1 в случае восстановления питания на трансформаторе *T*1.

**Вывод.** Таким образом, в статье проведены исследования ЭМП с двухпозиционной магнитной защелкой для вакуумного выключателя среднего напряжения, рассмотрена возможность использования данного ЭМП для управления состоянием контактов двух вакуумных выключателей одновременно для реализации системы автоматического ввода резерва.

**Список литературы: 1.** *Клименко Б.В., Гречко А.М., Ересько А.В.* Электромагнитный привод с двухпозиционной магнитной защелкой для вакуумного выключателя среднего напряжения // Електротехніка і електромеханіка. – 2007. – № 6. – С. 40-43. **2.** *Гречко А.М., Бугайчук В.М.* Исследование и расчет размеров магнитопровода электромагнита с однопозиционной магнитной защелкой // Електротехніка і електромеханіка. – 2008. – № 2. – С. 15-20. **3.** Finite Element Method Magnetics. User's Manual 2006. Version 4.2 [Электронный ресурс] / D. Meeker // Режим доступа: http:// femm.berlios.de. **4.** *Клименко Б.В., Бугайчук. В.М., Гречко А.М.* Опытный образец двухпозиционного электромагнитного привода вакуумного выключателя среднего напряжения // Електротехніка і електромеханіка. – 2005. – № 2. – С. 23-27. **5.** Siemens 3AH Circuit breaker. Specification: Vacuum-Interrupter VS 12031. 2005.

**Гречко Александр Михайлович,** кандидат технических наук, доцент кафедры электрических аппаратов НТУ "ХПИ". Защитил диссертацию кандидата технических наук в 2009 г. в НТУ "ХПИ" по специальности "Электрические машины и аппараты". Научные интересы связаны с проблемой усовершенствования электромагнитных механизмов электрических аппаратов.

*Поступила в редколлегию 16.02.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Клименко Б.В.*

**УДК 621.316.9**

***В.Г. ДАНЬКО*****,** д-р техн. наук, проф., зав.каф., НТУ "ХПІ", Харків
***Є.В. ГОНЧАРОВ***, мол. наук. співроб., НТУ "ХПІ", Харків

# ТЕОРЕТИЧНІ ЗАСАДИ І ВИБІР ОСНОВНИХ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО НАДПРОВІДНОГО ОБМЕЖУВАЧА СТРУМУ

У статті теоретично розглянуто роботу електромагнітного обмежувача струму короткого замикання з надпровідною обмоткою. Зроблений аналіз критеріїв вибору основних параметрів такого приладу.

В статье теоретически рассмотрена работа электромагнитного ограничителя тока короткого замыкания с сверхпроводящей обмоткой. Проведен анализ критериев выбора основных параметров такого прибора.

**Вступ.** Виникнення аварійних струмів короткого замикання в електромережах спричиняє руйнацію електрообладнання, і захист від цього негативного явища є досить важливою задачею. Існують різні традиційні пристрої захисту електромережі і електрообладнання від аварійних струмів такі як, плавкі запобіжники, вимикачі, реактори та різні пристрої обмеження струму. Одним з новітніх напрямів в електроенергетиці є використання явища високотемпературної надпровідності при азотному рівні температур (~ 77 К) на відміну від низькотемпературних надпровідників (~ 4,2 К). Розробка обмежувачів струму короткого замикання базується на використанні фізичних властивостей високотемпературних надпровідників.

Надпровідний обмежувач струму короткого замикання вмикається в частину мережі, яка передбачає захист від аварійних струмів. Такий пристрій має близький до нуля опір в номінальному режимі на відміну від традиційних струмообмежувальних реакторів [1]. Використання таких струмообмежувачів забезпечить продовження строку роботи комутаційної апаратури і створить умови для її поступової заміни сучасним устаткуванням. Впровадження надпровідникового обмежувача струму потребує вирішення низки теоретичних і технічних задач і ґрунтовного аналізу.

**Метою роботи є** аналіз особливостей роботи електромагнітного високотемпературного надпровідного обмежувача струму короткого замикання (ВТНП ОСКЗ), і визначення критеріїв вибору його основних параметрів.

До розгляду пропонується така конструктивна схема електромагнітного ВТНП ОСКЗ (рис. 1) [2]. Середній стержень феромагнітного осердя 1 і рухомий якір 2, що утримується пружиною 3, охоплює кріостат 4 з ВТНП котушкою 5. Струмовводи 6 з'єднують ВТНП котушку з електричною мережею.

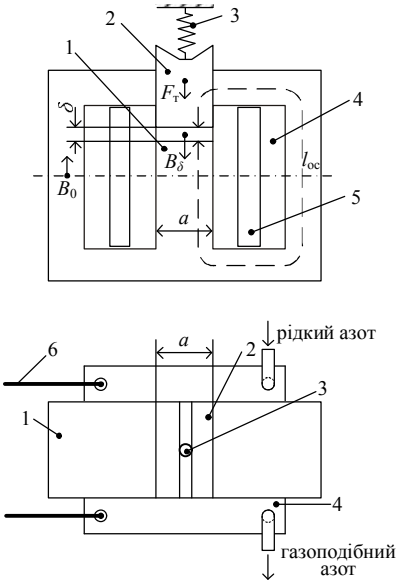



Рис. 1. Конструктивна схема ВТНП обмежувача струму з рухомим якорем.

ВТНП котушка охолоджується рідким азотом, який подається в кріостат. Там він випаровується і виходить назовні. Витрати рідкого азоту визначаються тепло-припливами в кріостат крізь його стінки, по струмовводах, а також (при роботі на змінному струмі) гістерезисними втратами в ВТНП котушці.

При нормальній роботі ВТНП обмежувач струму з'єднаний послідовно з навантаженням $z_н$ і крізь нього проходить струм $I$, що дорівнює струму навантаження $I_н$ [3].

В залежності від характеру навантаження падіння напруги на ВТНП обмежувачі струму, яке визначається коефіцієнтом $k_{ос}$, можна закладати таким, щоб зменшення напруги на навантаженні по відношенню до напруги електричної мережі становило не більше 5 %, що відповідає стандарту ГОСТ 13109-97.

Враховуючи те, що напруга, прикладена до ВТНП обмежувача струму, як в режимі нормальної роботи, так і при короткому замиканні врівноважується ЕРС самоіндукції, можна записати

$$U_{ос} = k_{ос} U_н = 2\pi f w B_\delta k_p S_{ос}; \quad (1)$$

$$U_н = 2\pi f w B_к S_{ос}, \quad (2)$$

де $f$ – частота змінного струму; $w$ – число витків ВТНП котушки; $B_\delta$ – індукція в проміжку між якорем і осердям в режимі нормальної роботи (рис. 2,а); $B_к$ – індукція в осерді при з'єднанні якоря з осердям

(рис. 2,б); $k_р$ – коефіцієнт розширення магнітного потоку в проміжку між якорем і осердям; $S_{ос}$ – поперечний переріз осердя.

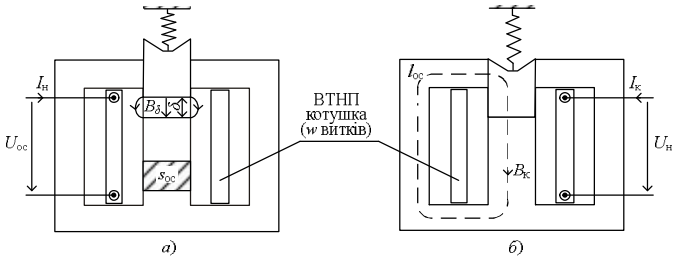



Рис. 2. ВТНП обмежувач струму: *а* – режимі нормальної роботи; *б* – коротке замикання в електричній мережі.

Завдяки підстановці $U_н$ в рівняння (1) отримуємо зв'язок між індукціями $B_δ$ і $B_к$ : $B_δ = B_к k_{ос} / k_р$ . Це дає можливість визначити число витків ВТНП котушки *w*, якщо заданий струм навантаження $I_н$:

$$w = \frac{k_{ос} B_к}{\mu_0 k_р I_н} \delta , \qquad (3)$$

де δ – повітряний проміжок між якорем і осердям; $\mu_0$ – магнітна стала.

Значення індукції $B_к$ обирається на ділянці намагнічування для відповідного електротехнічного матеріалу, а коефіцієнт $k_P$ визначається за допомогою спеціальних розрахунків.

**Визначення коефіцієнта розпорошення магнітного потоку**

Враховуючи отримані результати, переходимо до визначення коефіцієнта розпорошення магнітного потоку $k_р$ в повітряному проміжку осердя ВТНП обмежувача струму. Для цього за допомогою програми *FEMM* розрахуємо магнітне поле в обмежувачі струму при різних значеннях повітряного проміжку δ. Програма *FEMM* призначена для розрахунків стаціонарного і квазістаціонарного магнітного поля, тому при переході до змінного струму розрахунки проводимо для діючих значень магнітного поля. Це закладено і в рівняннях (1), (2).

Результати розрахунків обробляються в безрозмірних параметрах δ/*a*, де *a* – ширина стержня в місці розташування повітряного проміжку. Розглядалося два варіанти розташування цього проміжку (див. рис. 2). Перший варіант – починаючи від 3/4 висоти стержня *h* (безрозмірний параметр $3h / 4a$); другий варіант – від середини стержня (безрозмірний параметри $h / 2a$).

Для спрощення обробки результатів розрахунків магнітного поля переріз осердя прийнятий всюди однаковим, але деяку розбіжність (до 1 %) вносить те, що ВТНП котушка розташована в кріостаті ближче до середнього стержня.

При зміні розмірів ВТНП обмежувача струму пропорційно змінювався і струм в ВТНП котушці, тобто напруженість магнітного поля в повітряному проміжку, а також в осерді, залишалась незмінною.

Для з'ясування впливу насичення осердя на розподіл магнітного поля розрахунок проводився при трьох різних значеннях струму. Кількість витків ВТНП котушки була незмінною ($w$ = 200). Коефіцієнт розпорошення $k_{\text{р}}$ визначається зі співвідношення нерозпорошеного магнітного потоку в осерді $\Phi_0 = B_0 S_{\text{ос}}$ до магнітного потоку, який виходить з осердя в повітряний проміжок, таким чином $\Phi_\delta = (B_1 + B_2) S_{\text{ос}} / 2$.

На рис. 3-4 показано розподіл магнітного поля у ВТНП обмежувачі струму короткого замикання при мінімальному і максимальному значенні повітряного проміжку δ для двох варіантів його розташування.

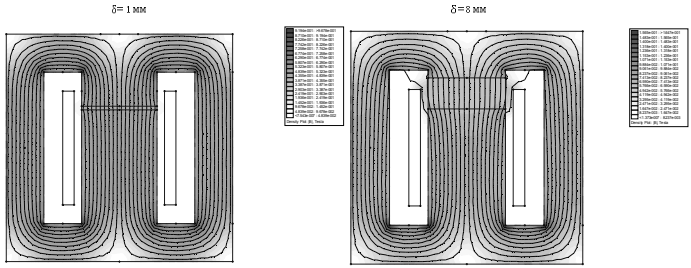



Рис. 3. Розподіл магнітного поля у ВТНП ОСКЗ при струмі 2 А – варіант 1.

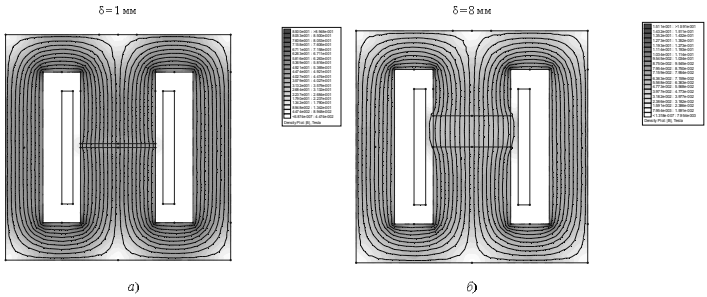



Рис. 4. Розподіл магнітного поля у ВТНП ОСКЗ при струмі 2 А – варіант 2.

Отримані результати чисельного аналізу дають можливість узагальнити залежність коефіцієнта розпорошення магнітного потоку від безрозмірного параметру δ/*a* (рис. 5).

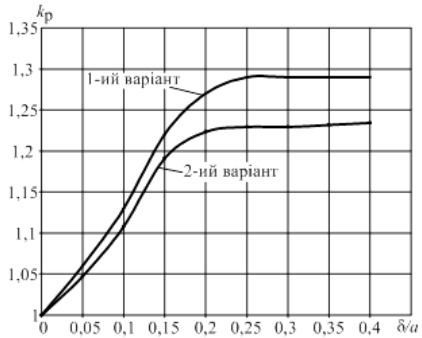



Рис. 5. Залежність розпорошеності магнітного потокув ВТНП ОСКЗ від величини повітряного проміжку.

Таким чином, є всі вихідні дані для визначення числа витків ВТНП котушки за формулою (3). А це, в свою чергу, дає можливість визначити розмір поперечного перерізу середнього стержня осердя $S_{ос}$ (з рівняння 2):

$$S_{ос} = \frac{U_н}{2\pi f w B_к}, \qquad (4)$$

тому що $U_н \approx U$.

Поперечний переріз двох крайніх стержнів удвоє меншій, що забезпечує однакову індукцію у всіх стержнях.

Якщо у формулу (4) підставити значення числа витків відповідно до формули (3), то отримуємо залежність $S_{ос}$ від повної потужності навантаження, основних магнітних і конструктивних параметрів ВТНП ОСКЗ:

$$S_{ос} = \frac{\mu_0 k_р U_н I_н}{2\pi f k_{ос} B_к^2 \delta} = \frac{\mu_0 k_р}{2\pi f k_{ос}} \frac{S_н}{B_к^2 \delta}, \qquad (5)$$

де $S_н$ – повна потужність навантаження.

Розмір поперечного перерізу осердя ВТНП обмежувача струму визначає його основні масо габаритні показники.

Вплив числа витків ВТНП котушки на ці показники можна вважати другорядними, а товщина теплоізоляції кріостата дуже мало залежить від потужності навантаження $S_н$, якщо вважати, що питомий

теплоприплив у кріостат залишається на одному, технологічно досяжному, рівні [4].

**Висновки.** Можна вважати, що всі лінійні розміри ВТНП обмежувача струму пропорційні $\sqrt{s_{\text{ос}}}$, а об'єм і маса рухомого якоря пропорційні $\left(\sqrt{s_{\text{ос}}}\right)^3$. Від маси рухомого якоря залежить час спрацьовування ВТНП обмежувача струму, який буде тим меншим, чим менше буде $S_{\text{ос}}$.

Відповідно до формули (5) при заданій потужності навантаження $S_{\text{н}}$ зменшенню поперечного перерізу осердя сприяє підвищення індукції в замкнутому осерді ВТНП обмежувача струму $B_{\text{к}}$ і збільшення величини повітряного проміжку $\delta$ в нормальному режимі роботи.

Як показує числовий аналіз, збільшення $B_{\text{к}}$ і $\delta$ має сенс до певних меж:

– індукція $B_{\text{к}}$ не повинна виходити з дільниці насичення кривої намагнічування (1,4-1,5 Тл для вітчизняних електротехнічних матеріалів);

– повітряний проміжок $\delta$ повинен відповідати безрозмірному параметру $\delta / a = 0{,}3 - 0{,}4$.

Це дає можливість мати невеликий індуктивний опір в нормальному режимі роботи і багаторазове збільшення індуктивного опору при короткому замиканні, що сприятиме зменшенню струму короткого замикання.

**Список літератури: 1.** Тенденції розвитку і використання високотемпературних надпровідникових струмообмежувачів / Данько В.Г., Гончаров Є.В., Лисенко Л.І. та ін. // Вісник НТУ "ХПІ". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Прилади та методи неруйнівного контролю. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2006. – № 38. – С. 35–44. **2.** Електромагнітний обмежувач струму короткого замикання з високотемпературною надпровідниковою обмоткою [Текст]: патент 48214 : МКЗ H02H 9/00 / Данько В.Г., Гончаров Є.В. ; власник патенту НТУ "ХПІ". – № u 200909564; заявл. 18.09.09; опубл. 10.03.10, Бюл. № 5. – 4 с. **3.** *Гончаров Є.В.* Застосування електромагнітного надпровідного обмежувача струму / Гончаров Є.В. // Вісник НТУ "ХПІ". Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2010. – № 55. – С. 19–22. **4**. Справочник по физико-техническим основам криогеники / Под ред. проф. М.П. Малкова // М.: Энергия, 1973. – 392 с.

**Данько Володимир Григорович** – доктор технічних наук, професор. Завідувач кафедри загальної електротехніки Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут".

Наукові інтереси пов'язані з проблемами у галузі нагрівання і охолодження традиційних електричних машин та розроблення надпровідних машин.

**Гончаров Євген Вікторович**. Захистив диплом інженера в Національному технічному університеті "Харківський політехнічний інститут" за фахом електричні машини й апарати в 2004 р. Молодший науковий співробітник кафедри загальної електротехніки НТУ "ХПІ".

Наукові інтереси пов'язані з проблемами використання високотемпературної надпровідності в електричних пристроях.

*Надійшла до редколегії 26.09.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Лупіков В.С.*

**УДК 624.04: 621.313.04: 534.1**

***Н.А. ЛЕЛЮК,*** зав. лаб. каф. "Электрические аппараты",
НТУ "ХПИ", Харьков

# РАЗРАБОТКА СПОСОБА ДИАГНОСТИКИ ОТСКОКОВ КОНТАКТОВ КОММУТАЦИОННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Наведено результати аналізу відомих способів діагностики відскоків контактів комутаційних електричних апаратів. Запропоновано новий спосіб та структурна схема пристрою для його реалізації.

Приведены результаты анализа известных способов диагностики отскоков контактов коммутационных электрических аппаратов. Предложен новый способ и структурная схема устройства для его реализации.

**Введение.** При работе современных коммутационных электрических аппаратов (ЭА) в нормальном режиме возникает дребезг (отскок) контактов в момент включения. Этот дребезг крайне нежелателен, так как приводит к увеличению износа контактов и, как следствие, выходу их из строя [1, 2]. Для снижения дребезга применяют методы, использующие механическое воздействие на подвижный контакт ЭА с использование "защелок" по типу "молнии" [3] или специальные фиксаторы на подвижном контакте [4]. Недостаток этих методов заключается в отсутствии связи параметров отскока с теплофизическими параметрами контактов.

**Цель работы** – разработка устройства для контроля отброса контактов коммутационного ЭА и расширение функциональных возможностей способа диагностики отскоков контактов коммутационного ЭА за счет учета условия включения его в сеть с аварийным режимом, например, в сеть с током короткого замыкания (КЗ).

**Анализ известных способов.** Известен способ для контроля дребезга контактов, реализованный в контактной системе для коммутационных аппаратов и используется для уменьшения отскоков (рис. 1) [5]. Контактная система содержит подвижную 1 и неподвижную 2 плоские контактные пружины, на которых находятся контакты 3. С помощью клеевых соединений 4 закреплены демпфирующие элементы в виде пьезокерамических пластин 5 и 6 с внешним 7 и внутренним 8 электродами в зоне крепления контакт-деталей ЭА. Внешний электрод 7 прямоугольной пьезокерамической пластины 5 через анод диода 9

подключен к первому входу усилителя 10, второй вход которого, через мультивибратор 11, электрически связан с управляющей цепью контактной системы 12. Оба внутренних электрода 8 прямоугольных пьезокерамических пластин 5 и 6 соединены между собой и с одним из выводов резистора 13, в котором происходит падение напряжения и выделение преобразованной электрической энергии.

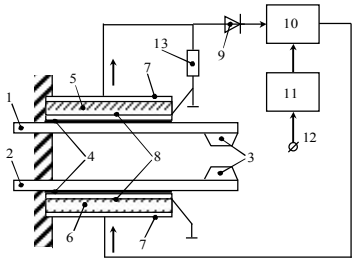



Рис. 1. Схема системы для уменьшения дребезга контактов.

Способ включает контроль отскока при ударе контакт-детали, формирование на электродах одной пьезокерамической пластины сигнала электрического напряжения и усиление этого сигнала с заданной выдержкой во времени с начала отскока. Недостатком известного способа является ограниченная область применения при условии, что токи ЭА являются номинальными. Тем самым ограничиваются возможности автоматизации контроля отскоков.

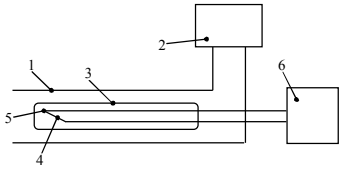



Рис. 2. Структурная схема способа контроля качества герконов.

Известен также способ, который используется для контроля качества герметичных контактов (герконов) (рис. 2) [6]. Способ включает подачу управляющего сигнала с источника тока 2 на внутреннюю полость электромагнитной катушки 1 в которой находится геркон 3, при этом магнитное поле размыкает замкнутые контакт-детали 4 и 5 запаянные в герконе. Для замыкания контакт-деталей 4 и 5 необходимо выключить источник питания 2, при этом происходит измерение параметров дребезга в момент замыкания контакт-деталей после окончания действия управляющего сигнала измерительным блоком 6, причем в качестве измеренного параметра используют длительность дребезга, и определение качества герконов путем сравнения измеренных параметров с эталоном. Это сравнение проводится в течение фиксированного интервала времени путем определения присутствия или отсутствия отскока контакт-деталей. Как управляющий сигнал может быть использовано магнитное поле или механический удар. В этом способе используют установленные экспериментально взаимосвязи между параметрами отскоков (диапазон значений парамет-

ров отскоков, ограниченный верхним и нижним предельно допустимыми значениями, длительность отскоков, длительность первого отскока) и силой контактного нажатия. Недостатком известного способа является ограниченная область применения, поскольку параметры, которые использовались в основных операциях, определены при режиме работы аппарата (геркона) с номинальными данными (экспериментально определены верхние и нижние предельно допустимые значения параметров отскока, длительность действия управляющего сигнала, длительность измерения параметров отскока контакт-деталей).

**Разработка способа диагностики отскоков контактов.** Для достижения поставленной цели в способе диагностики отскоков контактов, который включает подачу управляющего сигнала для замыкания контакт-деталей, измерения параметров отскока в момент замыкания контакт-деталей, сравнение измеренных параметров с эталоном, дополнительно перед подачей управляющего сигнала формируют сигнал аварийного прерывания диагностики, а после подачи управляющего сигнала измеряют ток в момент замыкания контакт-деталей, сравнивают его с сигналом аварийного прерывания диагностики и в случае его превышения останавливают диагностику.

На рис. 3 приведены временные диаграммы, которые поясняют физические процессы предложенного способа, на рис. 4 – функциональная схема устройства, с помощью которого реализуется предлагаемый способ.

При подаче управляющего сигнала для замыкания контакт деталей в коммутационном ЭА начинается процесс отскока контактов. Характер отскока зависит от режима работы сети, к которой подключают ЭА. Кривые отскока $b(t)$ контактов при включении ЭА к сети с номинальным и аварийным режимом работы приведены на рис. 3, а: кривая 1 ограничивает зону сигналов "шума" до начала процесса отскоков и характеризуется амплитудой $b_0$ (минимальный параметр отскока); кривая 2 показывает поведение подвижного контакта во времени при серии из $N$ отскоков, которые характеризуются амплитудами, – $b_1 \ldots b_N$ (последовательность максимальных параметров отскоков); кривая 3 – зависимость расстояния подвижного контакта при включении аппарата к сети с аварийным током, который характеризуется амплитудой $b_a$. Кривые токов $I_n$ и $I_a$, что протекают по главным контактам при включении контактов коммутационного ЭА к сети соответственно с номинальным и аварийным режимом работы, приведены на рис. 3, б. В качестве сигнала аварийного прерывания диагностики в данном способе использована величина тока $I_a$. Она устанавливается экспериментально

до начала подачи управляющего сигнала для замыкания контакт деталей в зависимости от типа и назначения ЭА.

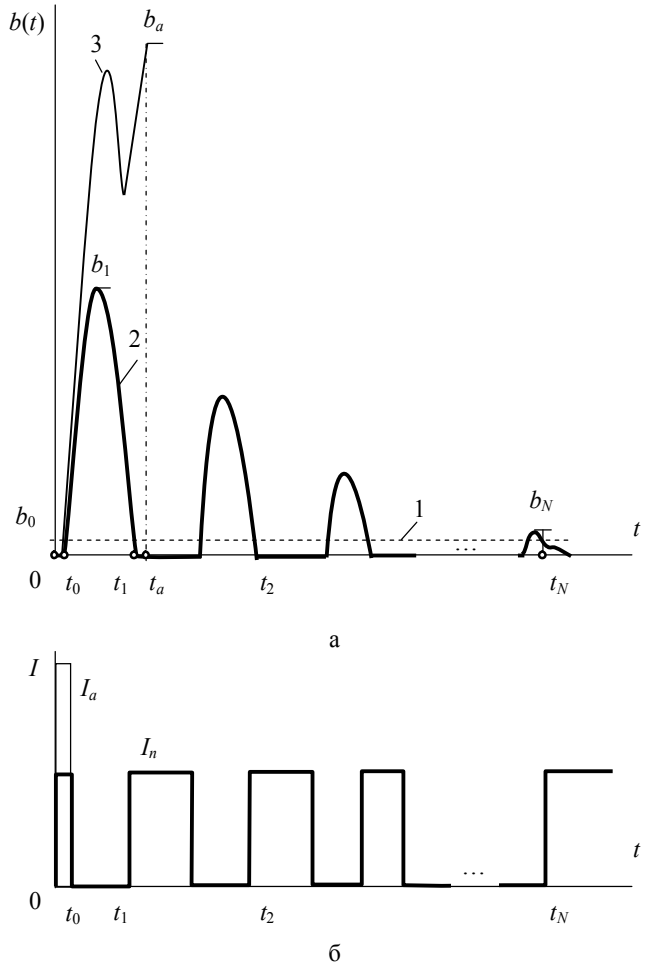



Рис. 3. Функции отскока и тока при замыкании контактов ЭА.

На диаграммах за начало процесса принят момент первого касания контактов (точка $t = 0$); интервалы времени характеризуют следующие составляющие процесса отскоков для кривой 2: $(0, t_0)$ – де-

формация контактов, ($t_0$, $t_1$) – первый отскок подвижного контакта, ($t_1$, $t_2$) – цикл замкнутого и разомкнутого состояния контактов при втором отскоке; $t_N$ – момент окончания процесса отскоков контактов; $t_a$ – момент перехода подвижного контакта от процесса отскока к процессу отключения ЭА.

Количество отскоков $N$ может меняться при длительном времени эксплуатации ЭА. Анализ отскоков контактов ЭА свидетельствует о том, что в начале эксплуатации при установленном давлении контактной пружины число $N$ может быть малым и даже равным единице, а при значительном сроке эксплуатации может колебаться в диапазоне 10-100 единиц.

В соответствии с предложенным способом, после подачи управляющего сигнала контакт-детали замыкаются и находятся в этом состоянии в интервале времени (0, $t_0$), после чего начинается процесс первого отскока контактов. В зависимости от состояния сети, к которой подключен ЭА, по контактам протекает ток $I_n$ или $I_a$. Операцию измерения тока в этом интервале определяет, по сути, режим работы сети, аварийный или номинальный. После первого отскока контакта протекание тока в контакт-деталях прерывается. Длительность такого перерыва также зависит от режима работы сети: при номинальном режиме это интервал времени ($t_0$, $t_1$), при аварийном режиме – ($t_0$, $t_a$). В момент времени $t_a$ при аварийном режиме отскок контакта заканчивается и начинается процесс отключения ЭА и контакты полностью расходятся на величину рабочего зазора. В случае, когда при диагностике состояния контактов присутствует только один отскок, предложенный способ позволяет однозначно определить аварийный режим по результатам измерения тока $I_a$, и остановить диагностику, поскольку при этом отсутствует процесс отскока контактов. В случае, когда ЭА подключается к сети с номинальным режимом работы, качество диагностики состояния контактов не снижается и поставленная цель достигается.

**Структура устройства диагностики.** Функциональная схема устройства (рис. 4), которое реализует предложенный способ, содержит вибродатчик-акселерометр 1, установленный в зоне крепления неподвижного контакта ЭА, усилитель 2, к выходу которого подключены формирователи низкого 3 и высокого 4 уровня эталонных сигналов, выходы которых подключены к первому и второму входам логического элемента ИЛИ 5, выход последнего подключен к первому входу логического элемента И 6, ко второму инверсному входу которого подключен выход последовательно соединенных токовой катушки 7, ограничителя аварийного сигнала 8 и формирователя сигнала аварий-

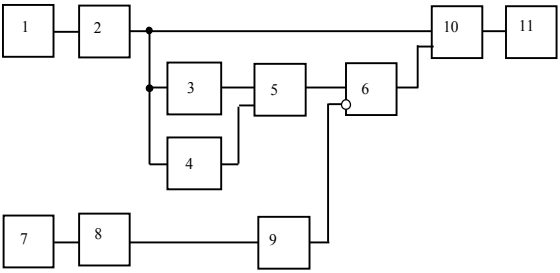



Рис. 4. Структурная схема устройства диагностики.

ного прерывания диагностики 9, причем токовая катушка включена непосредственно на входе коммутационного ЭА, выход логического элемента 6 подключен к управляющему входу ключа 10, сигнальный вход которого подключен к выходу усилителя 2, а выход – к измерительному блоку 11.

В начальном состоянии контакты ЭА разомкнуты, на выходе вибродатчика-акселерометра 1 присутствует сигнал "шума", который усиливается в блоке 2 и поступает на входы формирователей 3, 4 и на сигнальный вход ключа 10. Кроме того, в токовой катушке 7 отсутствует ток, поскольку он не протекает в силовой цепи ЭА. Формирователи 3 и 4 могут быть выполнены в виде аналого-цифровых преобразователей или одновибраторов, которые настроены таким образом, что при амплитуде составляющих сигнала "шума" ниже установленного заданного порога на их выходах отсутствуют сигналы, то есть они соответствуют сигналам "логический 0". При подаче сигналов "логический 0" на логический элемент ИЛИ 5 на его выходе формируется также сигнал "логический 0". В результате отсутствия тока аппарата на выходе формирователя сигнала аварийного прерывания диагностики 9 присутствует сигнал "логический 0", который вместе с сигналом "логический 0" с выхода 5 подается на вход логического элемента И 6. С выхода элемента 6 сигнал "логический 0" подается на управляющий вход ключа 10, сигнальный вход которого подключен к выходу усилителя 2, а выход – к измерительному блоку 11. В результате отсутствия сигнала на управляющем входе ключ 10 остается в замкнутом состоянии и на измерительный блок 11 не поступает никакого сигнала.

При подключении ЭА к сети, параметры которой отвечают номинальному режиму, начинается процесс замыкания контактов. Подвижный контакт ЭА набирает скорость, с силой касается неподвижного контакта и начинается процесс отскоков контактов. Начиная с момента первого касания контактов вибродатчиком-акселерометром 1 формируется аналоговый сигнал, пиковая амплитуда которого превышает

сигнал "шума", а в токовой катушке 7 протекает ток. В блоках 3-6, 9 осуществляются логические операции, на основе которых обеспечиваются условия измерения параметров процесса отскоков контактов и сравнения их с эталонными сигналами. Сформированный в блоке 1 аналоговый сигнал усиливается в блоке 2 и поступает на входы формирователей 3, 4 и на сигнальный вход ключа 10. В блоках 3 и 4 формируются логические сигналы, которые отвечают эталонным сигналам соответственно высокого и низкого уровня. В случае, когда амплитуда отскока подвижного контакта превышает заданную минимальную величину, на выходах формирователей 3 и 4 присутствуют сигналы типа "логическая 1". Логический элемент ИЛИ 5 при этом выдает на выходе сигнал "логическая 1". Поскольку режим работы силовой цепи ЭА является номинальным, амплитуда тока катушки 7 ограничена заданной величиной. Аналоговый сигнал тока с катушки 7 сравнивается с заданным сигналом ограничителя аварийного сигнала в блоке 8 и подается в формирователь сигнала аварийного прерывания диагностики 9, где переводится в цифровую форму и в виде сигнала "логическая 1" присутствует на его выходе. Логические сигналы из выходов блоков 5 и 9 подаются соответственно на прямой и инверсный входы логического элемента И 6. Для данной комбинации входных сигналов на выходе блока 6 формируется сигнал "логическая 1" для управления ключом 10: последний открывается для передачи аналогового сигнала отскока к измерительному блоку 11 и регистрации. Если величина отскока при дальнейших отскоках контактов уменьшается по амплитуде по отношению к заданной величине, формирователем низкого уровня сигнала 4 выдается сигнал "логический 0", блок 5 формирует на выходе сигнал "логический 0", в результате чего блок 6 также формирует на выходе сигнал "логический 0", ключ 10 закрывается и регистрация сигнала отскоков прекращается.

При включении ЭА в сеть, параметры которой отвечают аварийному режиму, сигнал токовой катушки 7 превышает заданную величину, ограничитель 8 срабатывает, формирователь 9 выдает сигнал "логический 0", блок 6 также выдает на выходе сигнал "логический 0", ключ 10 закрывается и на измерительный блок 11 сигнал не поступает. Диагностика прерывается.

Предложенный способ диагностики отскоков контактов коммутационного ЭА расширяет функциональные возможности по сравнению с известными способами. Это расширение обеспечивается за счет учета дополнительного – аварийного режима работы ЭА, например, при включении ЭА в сеть с токами КЗ.

**Выводы.**

1. Проведен анализ известных способов контроля отскоков (дребезга) контактов ЭА. В качестве общего недостатка выделено отсутствие учета аварийного режима работы сети, в которую включен ЭА, что ограничивает его функциональные возможности в случае автоматизации процессов диагностики отскоков контактов коммутационных ЭА.

2. Предложены новые способ и устройство для автоматизации процесса отскока контактов коммутационных ЭА. Отличительной особенностью их является учет состояния сети, в которую включен ЭА и автоматическое прерывание диагностики отскоков в случае протекания аварийного тока в сети. Предложенное техническое решение расширяет функциональные возможности по сравнению с известными.

**Список литературы: 1**. *Шевченко С.М.* Движение и удары в электрических аппаратах автоматического управления. – М.: Энергия, 1979. – 144 с. **2.** *Сахаров П.В.* Проектирование электрических аппаратов (Общие вопросы проектирования). – М.: Энергия, 1971. – 560 с. **3.** Демпфирующий элемент для снижения дребезга контактных групп электромагнитного реле. А.с. 410475 СССР, МКИ Н 01 h 1/50 / М.А. Шварц, П.А. Лебедев, Б.Е. Гольдман, А.С. Шварц (СССР). – № 1720733/24-07; Заявлено 03.12.71; Опубл. 28.05.74, Бюл. №1. – 2 с. **4.** Контактное устройство. А.с. 1654888 СССР, МКИ Н 01 Н 1/20 / В.И. Мишкович, В.В. Кононенко, В.В. Муханов, Л.В. Шагинян, В.Е. Столярчук (СССР). – № 4636662/07; Заявлено 13.01.89; Опубл. 07.06.91, Бюл. №21. – 4 с. **5.** Контактная система коммутационных аппаратов: А.с. 1188797 СССР, МКИ Н 01 Н 1/50 / В.В. Волков, А.В. Гудялис, К.М. Рагульскис, Г.Э. Римша, С.-Э. Б. Славицкас. – №3718503/24-07; Заявлено 27.03.85. Опубл. 30.10.85, Бюл. №40. **6.** Способ контроля качества герконов: А.с. 2059317 СССР, МКИ Н 01 Н 1/66 / В.П. Соломатин, И.В. Вьюков, Р.М. Майзельс, Ю.А. Шрайнер, В.М. Ермаков, В.Л. Севский, Н.Д. Попов. – №93054308/28; Заявлено 06.12.93. Опубл. 27.04.96, Бюл. №12.

**Лелюк Николай Анатольевич**, зав. лабораторией кафедры "Электрические аппараты". Защитил диплом магистра в НТУ "ХПИ" по специальности электрические машины и аппараты в 2006 г.
Научные интересы связаны с проблемой повышения надежности и снижения вибрации контактов электрических аппаратов.

*Поступила в редколлегию 11.10.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

**УДК 621.3.013**

***В.С. ЛУПИКОВ***, д-р техн. наук., проф., зав. каф., НТУ "ХПИ, Харьков

# ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ КРИОГЕННОГО ОХЛАЖДЕНИЯ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТАХ

Проведено аналіз стану кріогенного охолодження елементів електричних апаратів. Розглянуто перспективи використання кріогенних технологій.

Проведен анализ состояния криогенного охлаждения элементов электрических аппаратов. Рассмотрены перспективы применения криогенных технологий.

**Введение**. В настоящее время в области электрических аппаратов (ЭА) накопился ряд нерешенных проблем, которые выдвигаются современным уровнем развития электротехники и электроэнергетики. Среди них важнейшей является проблема существенного повышения надежности функционирования ЭА устройств защиты. Особенно остро эта проблема стоит для ЭА, применяемых для электрооборудования шахт и атомных электростанций, а в перспективе и для скоростного электротранспорта. Среди других проблем можно отметить проблемы энерго- и ресурсосбережения, которые в применении к ЭА сводятся к экономии драгоценных металлов (золото, серебро) для контактов ЭА ответственных потребителей и проводниковых материалов (меди).

Одним из направлений решения этих проблем является использование криотехнологий, в качестве рабочей охлаждающей жидкости в которых используется жидкий азот. В мировой практике подобные работы только начинаются. Это обусловлено инерцией производства, а также отсутствием разработок новых ЭА массового использования на основе современных достижений техники и технологий. Например, необходимость энергосбережения в компьютерной технике привела к использованию криоохлаждения процессоров [1]; перспективные криогенераторы требуют разработки ряда электрических аппаратов – токоограничивающих реакторов [2] и выключателей, также на основе криотехнологий. Достигнуты определенные успехи в части криогенного охлаждения обмоток для электромагнитных систем с использованием эффектов сверхпроводимости [3, 4].

**Цель работы** – определение перспективных направлений применения современных криогенных технологий в электрических аппаратах.

**Существующие технологии охлаждения ЭА**. При разработке ЭА требования по температуре предъявляются к его различным эле-

ментам. Например, в автоматическом выключателе серии A3700 такие требования предъявляются к контактам, проводникам, обмоткам электромагнитов и материалам, окружающим объем горения электрической дуги [5]. Большая часть этих требований сформулирована из условий обеспечения охлаждения элементов ЭА естественным путем – *теплопроводностью* и *конвекцией*. В крупногабаритных ЭА (шкафов распределительных устройств – РУ) для интенсификации процесса охлаждения используется *вентиляция* нагреваемых элементов воздухом, либо применяется *водяное охлаждение*. Процессы вентиляции и водяного охлаждения инерционны и применяются исключительно в длительных режимах работы ЭА. Между тем потребность в быстром охлаждении возникает в том же автоматическом выключателе в аварийном режиме. Хотя процесс протекания тока короткого замыкания является кратковременным, он существенно влияет на выбор конструкции автоматического выключателя: масса контактов выбирается с большим запасом для увеличения части тепловой энергии, запасаемой в контактах, и увеличения поверхности для передачи тепла от контактов в окружающее пространство либо к охладителю.

Применение быстрого охлаждения контактов в случае возникновения аварийного нагрева могло бы существенно облегчить работу контактов, уменьшить габариты контактов и выключателя в целом и повысить надежность его работы.

**Методы криоохлаждения малых объектов**. Контактные системы, обмотки и другие нагреваемые элементы электрического аппарата занимают небольшой объем по отношению к объему ЭА и в этом смысле они могут рассматриваться как малые объекты. Поскольку процесс их нагрева в условиях протекания аварийных токов носит импульсный характер, то процесс их охлаждения в этих условиях необходимо рассматривать и осуществлять как очень кратковременный или сверхбыстрый. С учетом этого можно воспользоваться идеями и достижениями в области сверхбыстрого охлаждения малых объектов, применяемых, например, в криобиологии при замораживании клеток, либо в микроэлектронике.

Для глубокого либо быстрого охлаждения малых объектов в различных областях (компьютерная техника, криобиология, медицина) применяются следующие методы криоохлаждения [6-11]:

– метод прямоточных трубок (OPS – open pulled straw);

– метод микрокапель (micro-droplet);

– метод твердоповерхностного охлаждения (cold surface solidification);

– метод медных решеток электронных микроскопов (copper grids);

– метод криопетель (cryo-loop).

Анализ публикаций, выполненный авторами в работах [12-14] показывает, что эти способы обеспечивают достаточно высокую передачу тепла. Предельные величины коэффициента теплопередачи для этих способов оцениваются на уровне $10^6$ - $10^7$ К/мин. Это обеспечивается за счет тонкопленочного кипения и отвода паров азота. Практические реализации характеризуются скоростью охлаждения от 30 до 1500 $^oC$/мин.

В научном плане определенные достижения получены путем математического моделирования процессов теплопередачи с помощью тепловых трубок. Особенностью моделей является использование эмпирических данных, полученных на основе экспериментов.

Основные технические сложности реализации перечисленных способов связаны с отводом паров азота, которые образуют паровую "подушку" с низким коэффициентом теплопередачи. В технологическом плане сложным является изготовление прямоточных трубок микронного диаметра (микрокапилляров) и подвод по ним жидкого азота к области охлаждения объекта без образования паров.

**Перспективные направления криогенного охлаждения в электрических аппаратах.** Основными источниками тепла в коммутационных электрических аппаратах являются электрическая дуга, возникающая при размыкании главных контактов, и контактная система. Выделяемое этими источниками тепло является результатом преобразования электрической энергии сети в тепловую энергию, и представляет собой безвозвратные потери электрической энергии. Но главным недостатком не сами потери, а то, к чему они приводят.

В случае возникновения электрической дуги при размыкании контактов за короткое время создается их повышенный нагрев до температур порядка $(1..3)\cdot 10^3$ $^oC$, который может привести к разрушению как контактов, так и других частей электрического аппарата. В результате снижается надежность функционирования электрического аппарата и участка сети, которую он обслуживает.

В случае возникновения режима аварийных токов в сети, в которую включен защитный электрический аппарат (автоматический выключатель), за время от начала процесса до отключения аппарата выделяемое этими токами тепло приводит к их повышенному износу контактов, что ведет к ограничению срока службы электрического аппарата в целом.

В случае длительного режима работы коммутационного электрического аппарата во всех его токоведущих частях выделяется тепло. И хотя этот процесс медленный, безвозвратные потери электрической энергии сравнимы с потерями энергии в плавких предохранителях.

Последние по оценкам [15] достигают существенных величин.

Исходя из этих представлений о вредном влиянии тепла на характеристики коммутационного электрического аппарата, можно выделить три основных направления применения криоохлаждения:

– кратковременное криоохлаждение электрической дуги;

– кратковременное криоохлаждение контактов струями жидкого азота под давлением при отключении аварийных токов;

– долговременное охлаждение контактов с помощью замкнутых (автономных) систем криоохлаждения на основе жидкого азота.

На кафедре "Электрические аппараты" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" начат цикл исследований по использованию криогенного охлаждения в конструкциях электрических аппаратов. Они включают теоретические и экспериментальные исследования на физических образцах. Основные задачи этих исследований можно сформулировать так:

– теоретические исследования по физике процессов, свойств металлов контактов, среды дуговых зазоров и материалов дугогасительных камер электрических аппаратов при криохлаждении;

– математическое моделирование процессов охлаждения металлических поверхностей струями жидкого азота;

– экспериментальные исследования системы открытого криоохлаждения на основе жидкого азота для контактов электрических аппаратов на основе охлаждения поверхностей контактов струями жидкого азота под давлением;

.– разработка и экспериментальное исследования автономной системы криоохлаждения на основе жидкого азота для контактных систем коммутационных электрических аппаратов;

– азотные системы криоохлаждения электрической дуги при размыкании контактов коммутационных электрических аппаратов.

**Выводы.** 1. Проведен качественный анализ источников нагрева в коммутационных электрических аппаратов. Выделены три наиболее важных источника: электрическая дуга, контакты главной цепи при кратковременном нагреве током короткого замыкания в питающей сети и контакты главной цепи в условиях длительного нагрева номинальным током.

2. На основе анализа известных способов сверхбыстрого охлаждения малых объектов выделены три основных направления криоохлаждения: кратковременное криоохлаждение электрической дуги, кратковременное криоохлаждение струями жидкого азота под давлением контактов с током короткого замыкания и долговременное охла-

ждение контактов с помощью замкнутых (автономных) систем криоохлаждения на основе жидкого азота.

3. Сформулированы основные задачи теоретических и экспериментальных исследований в этих направлениях.

**Список литературы:** **1**. *Rittidech S., Boonyaet A., Tipnet P.* CPU Cooling of Desktop PC by Closed-end Oscillating Heat-pipe (CEOHP) // American Journal of Applied Sciences. – 2005. – No. 2(12). – P. 1574-1577. **2**. Сверхпроводники – инновационный путь к энергосбережению в электроэнергетике // Материалы VI Международной конференции ТРАВЭК "Энергосбережение в электроэнергетике и промышленности" Москва, 17-18 марта 2010 г. / www.ukrm.ru. **3**. An Experimental Study of the Conduction Cooling System for the 600 kJ HTS SMES / Yeom, H.K.; Park, S.J.; Hong, Y.J., et al. // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. – 2008. – Vol. 18, № 2. – P. 741–744. **4**. Conceptual Design of Superconducting Magnet System for JT-60SA / Yoshida, K.; Kizu, K.; Tsuchiya, K., et al. // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. – 2008. – Vol. 18, № 2. – P. 441–446. **5**. *Кузнецов Р.С.* Аппараты распределительных устройств низкого напряжения. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1962. – 448 с. **6**. *Johari G.P., Hallbrucker A., Mayer E.* The glass-liquid transition of hyperquenched water // Nature. – 1987. – No. 300. – P. 552–553. **7**. *Booth P.J., Vajta G., Jacobsen P., Greve H.,* et al. Full-term development of nuclear transfer calves produced from open-pulled straw (OPS) vitrified cytoplasts: work in progress // Theriogenology. – 1999. – No. 51. – P. 999–1006. **8**. *Misumi K., Suzuki M., Sato S., Saito N.* Successful production of piglets derived from vitrified morulae and early blastocysts using a micro-droplet method // Theriogenology. – 2003. – No. 60. – P. 253–260. **9**. *O'Donovan O.N., Bruemmer M.K.,* et al. Cryopreservation of equine embryos by open pulled straw, cryoloop, or conventional slow cooling methods // Theriogenology. – 2001. – No. 55. – P. 607–613. **10**. *Piltti F., Lindeberg H., Aalto J., Korhonen H.* Live cubs born after transfer of OPS vitrified-warmed embryos in the farmed European polecat (Mustela putorius) // Theriogenology. – 2004. – No. 61. – P. 811-820. **11**. *Vajta G., Holm P., Kuwayama M., Booth P.J., Jacobsen H.,* et al. Open pulled straw (OPS) vitrification: a new way to reduce cryoinjuries of bovine ova and embryos // Molecular Reproduction and Development. – 1998. – No. 51. – P. 53-58. **12**. *Лупиков В.С., Лелюк Н.А., Король Е.Г., Литвиненко В.В., Варшамова И.С., Болюх В.Ф.* Обзор методов сверхбыстрого охлаждения малых объектов // Вісник національного технічного університету "ХПІ". Зб. наук. праць. Тем. випуск "Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика". – 2010. – № 29. – С. 76-88. **13**. *Лупиков В.С., Болюх В.Ф., Крюкова Н.В., Геляровская О.А.* Способ охлаждения малого объекта с помощью закрытой на концах тепловой трубки с пульсирующим потоком охладителя // Вісник національного технічного університету "ХПІ". Зб. наук. праць. Тем. випуск "Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика". – 2010. – № 29. – С. 89-95. **14**. *Варшамова И.С., Геляровская О.А., Король Е.Г., Крюкова Н.В., Лелюк Н.А., Литвиненко В.В., Лупиков В.С., Седова Е.А.* Метод мультиградиентного направленного охлаждения или нагрева малых объектов // Вісник національного технічного університету "ХПІ". Зб. наук. праць. Тем. випуск "Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика". – 2011. – № 12. – С. 112-123. **15**. *Клименко Б.В., Точилин О.М.* О выключателях, предохранителях, бедности и расточительности // Электропанорама. – 2003. – № 1-2. – С. 8-12.

*Надійшла до редколегії 20.09.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

**УДК.621.3.048.1**

***А.Н. РАССАЛЬСКИЙ***, канд. техн. наук, проф., ЗНТУ, Запорожье
***П.Д. АНДРИЕНКО***, д-р техн. наук, проф., ЗНТУ, Запорожье
***А.А. САХНО***, аспирант, ЗНТУ, Запорожье

# СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СИСТЕМЫ ДИАГНОСТИКИ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА НА ОСНОВЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО НЕПРЕРЫВНОГО КОНТРОЛЯ И ПРОГНОЗА ОСТАТОЧНОГО РЕСУРСА

У статті наведено пропозиції щодо модернізації існуючої системи експлуатаційної діагностики на основі автоматизованого безперервного контролю стану основної ізоляції трансформаторів струму 330 - 750 кВ з паперово-масляною ізоляцією конденсаторного типу та прогнозу їх залишкового ресурсу.

В статье приведены предложения по модернизации существующей системы эксплуатационной диагностики на основе автоматизированного непрерывного контроля состояния основной изоляции трансформаторов тока 330 – 750 кВ с бумажно-масляной изоляцией конденсаторного типа и прогноза их остаточного ресурса.

**Введение.** Несмотря на существование комплекса диагностических мероприятий, при производстве и эксплуатации высоковольтных трансформаторов тока (ТТ) сохраняется высокая аварийность этого типа оборудования. Это дает право сделать выводы о необходимости совершенствования действующей системы эксплуатационной диагностики, не позволяющей достоверно отбраковать дефектные аппараты. Техническое состояние и наработка парка оборудования, а также современные тенденции к модернизации электроэнергетики ставят ряд новых задач для диагностики: снижение эксплуатационных затрат при повышении технической стойкости энергосистемы; оценка текущего состояния и прогноз остаточного ресурса оборудования для планирования распределения финансовых активов в условиях критического старения эксплуатируемого парка оборудования; автоматизация диагностики для создания "необслуживаемых" подстанций (ПС) и интеллектуальных электроэнергетических систем в Украине.

**Цель и задачи исследования.** Усовершенствование существующей системы диагностики за счет непрерывного контроля и прогноза остаточного ресурса основной изоляции высоковольтных ТТ под рабочим напряжением для обеспечения возможности перехода к системе

технического обслуживания и ремонтов (ТОиР) по реальному техническому состоянию оборудования и создания "необслуживаемых" подстанций и интеллектуальных электроэнергетических сетей.

**Материал и результаты исследования.** Основным документом, регламентирующим периодичность и объем испытаний высоковольтного электрооборудования в Украине, является СОУ-Н ЕЕ 20.302:2007 "Норми випробування електрообладнання", утвержденный указом Министра топлива и энергетики Украины №13 от 15.01.2007 г. [1]. Планово-периодическая система обслуживания является достаточно затратной и низкоэффективной, непрерывный контроль состояния оборудования позволяет исключить эти недостатки за счет замены периодических межремонтных испытаний (табл.1).

Таблица 1 – Анализ требований к межремонтным испытаниям основной изоляции ТТ 110-750 кВ.

| № пункта СОУ-Н ЕЕ 20.302:2007 | 9.1. Измерение сопротивления изоляции | 9.2. Измерение $tg\delta_1$ и емкости изоляции | 9.3.2.Испытание повышенным напряжением частоты 50 Гц | 9.8. Проверка качества уплотнений | 9.10. Испытания трансформаторного масла | 9.13. Контроль изоляции под рабочим напряжением | Тепловизионное обследование |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| При непрерывном контроле | **X** | **X** | **C** Может быть исключен в новой редакции норм | **X** | **X** | Заменен на автоматизированный контроль | **C** |

Примечания:

"X" – межремонтный контроль только при неудовлетворительных результатах по п.9.13;

"C" – сохраняется периодичность.

Внедрение систем непрерывного контроля (СНК) позволяет практически полностью исключить межремонтный контроль ТТ на классы напряжения 110 кВ и выше. Структурная схема усовершенствования существующей системы технического диагностирования высоковольтных ТТ представлена на рис. 1.

Ссылка на номера пунктов с типами испытаний даны в соответствии с [1]. Предполагается замена периодического контроля под рабочим напряжением, выполняемого в соответствии с пунктом 9.13, на автоматизированный непрерывный контроль.

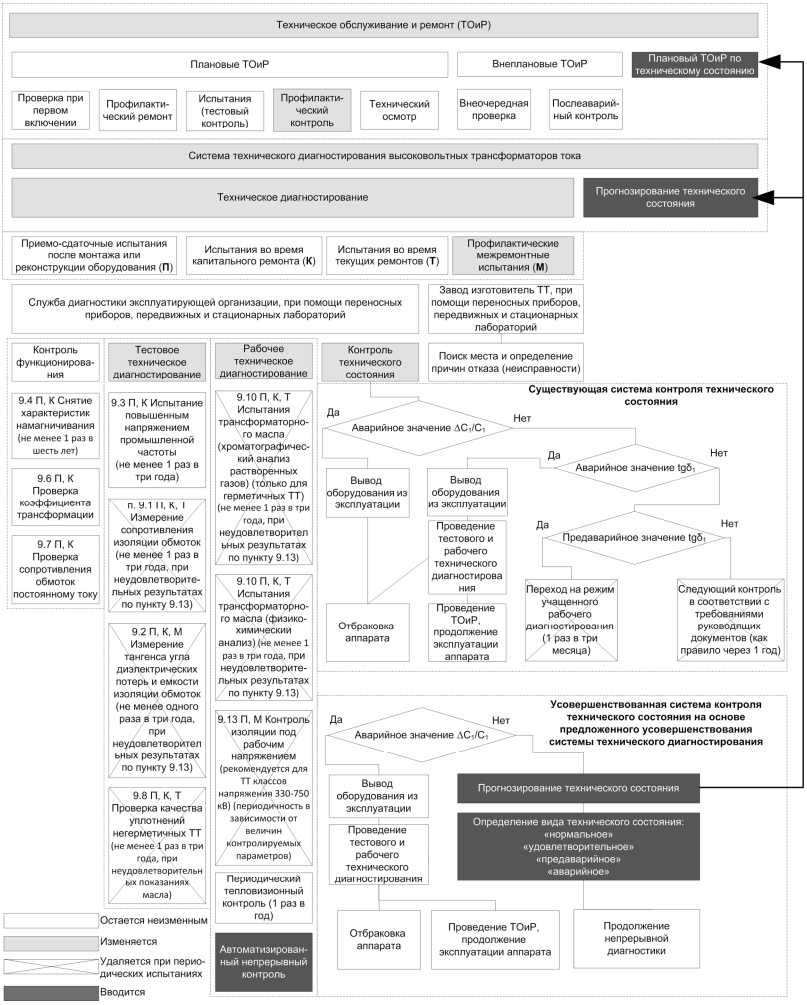



Рис. 1. Структурная схема технического диагностирования ТТ.

При применении контроля изоляции под рабочим напряжением (по пункту 9.13 [1]) допускается отказ от проведения испытаний в соответствии с пунктами 9.1, 9.2, 9.10 и соответственно пункта 9.8.

Усовершенствование действующей системы диагностики ТТ возможно только при применении высокоэффективных диагностических

критериев состояния основной изоляции. Стандарт СОУ-Н-МПЕ 40.1.46.301:2006 Перевірка ізоляції трансформаторів струму 330-750 кВ під робочою напругою [2] выдвигает требования, касающиеся методов и критериев диагностики под рабочим напряжением. Он регламентирует использование двух методов контроля, дифференциального и балансового. Основным диагностическим критерием этих методов является абсолютное значение $tg\delta_1$ и нормированный суммарный ток проводимостей изоляции трехфазной группы ($I_{\Sigma*}$). Однако данные методы неравнозначны и неодинаково эффективны [3]. Таким образом, можно сделать заключение о несовершенстве норм в вопросе контроля под рабочим напряжением, о необходимости усовершенствования требований и расширения списка диагностических критериев для увеличения эффективности и достоверности контроля.

На данный момент наиболее успешным при отбраковке оборудования является метод на основе завышения тангенса угла диэлектрических потерь ($tg\delta_1$). Однако важным является не только его абсолютное значение, но и скорость изменения, величина изменения и температурная зависимость [4, 5]. Оценка технического состояния производится по отклонениям значений критериев от граничных значений. В [6] предложен подход, при котором учитываются все указанные диагностические критерии одновременно, что повышает чувствительность метода к развивающимся дефектам, и предложена модель прогноза остаточного ресурса ТТ, позволяющая планировать их техническое обслуживание и ремонт. Для достоверной оценки текущего состояния и прогноза остаточного ресурса необходимы достоверные значения основного диагностического параметра – $tg\delta_1$, измерения которого весьма затруднены в условиях эксплуатации. Измерение $tg\delta_1$ должны выполняться с обязательной минимизацией воздействий эксплуатационных факторов. Наиболее весомыми факторами являются высокочастотные помехи и паразитные токи утечки, влияние которых усиливается при неблагоприятных погодных условиях, таких как высокая влажность воздуха, осадки. Методики минимизации этих влияний, а также рекомендации по внедрению непрерывного контроля изложены авторами [2-5, 7].

**Выводы.** Предложенная замена не противоречит действующим нормам, существенно сокращает перечень необходимых периодических испытаний, упрощает алгоритм контроля технического состояния ТТ и существующую методику технического диагностирования, снижает влияние человеческого фактора на результаты диагностики, а также вводит несуществовавший в системе технического диагностирования ТТ элемент – прогнозирование технического состояния. Прогно-

зирование позволяет ввести принципиально новый элемент в систему ТОиР ТТ – плановый ТОиР по техническому состоянию. Плановый ТОиР предполагает существенное снижение эксплуатационных затрат за счет снижения числа планово-предупредительных отключений оборудования, снижения числа проводимых испытаний, а также снижения числа аварий энергосистемы связанных с отказом ТТ, за счет более эффективного распределения ресурсов службы диагностики предприятий и автоматизации процесса контроля.

**Список литературы. 1.** Норми випробування електрообладнання : СОУ-Н ЕЕ 20.302:2007 – Офіц. вид., приказ Мінпаливенерго 2007-01-15 г. №13. – К.: ОЕП "ГРИФРЕ": М-во палива та енергетики України, 2007. – 262 с**.** – (Нормативний документ Мінпаливенерго України). **2.** Перевірка ізоляції трансформаторів струму 330-750 кВ під робочою напругою: СОУ-Н МПЕ 40.1.46.301-2006. – Офіц. вид. – К.: ГРІФРЕ: М-во палива та енергетики України, 2006. – 31 с. – (Нормативний документ Мінпаливенерго України. Інструкція). **3.** *Рассальский А.Н.* Анализ методов непрерывного контроля характеристик изоляции трансформаторов тока и вводов на подстанциях 330-750 кВ / Рассальский А.Н., Сахно А.А., Конограй С.П., Спица А.Г., Гук А.А. // Вісник КДПУ. – Кременчук: КДПУ. – 2009. – № 3 (56). –Ч. 1. – С. 67–70. **4.** *Сви П.М.* Методы и средства диагностики оборудования высокого напряжения. – М.: Энергоатомиздат, 1992 – 240 с. **5.** Основные принципы непрерывного контроля высоковольтного маслонаполненного электрооборудования с изоляцией конденсаторного типа под рабочим напряжением / Рассальский А.Н., Сахно А.А. Конограй С.П. и др. // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – 2009. – № 2. – С. 53–55. **6.** *Сахно А.А.* Математическая модель прогноза остаточного ресурса трансформаторов тока 330 – 750 кВ с бумажно-масляной изоляцией конденсаторного типа // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Тем. вип. Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2010. – № 55. – С. 97–106. **7.** *Сахно А.А.* Алгоритм измерения тангенса угла диэлектрических потерь основной изоляции трансформаторов тока и вводов 330–750 кВ при непрерывном контроле, под рабочим напряжением // Електротехніка і електромеханіка. – 2010. – № 2. – С. 54–56.

**Рассальский Александр Николаевич** (02.05.1947 – 05.06.2010), к.т.н., профессор, заведующий кафедрой "Электрические аппараты" ЗНТУ. В 1971 г. окончил Запорожский машиностроительный институт. В 1975 году в Московском энергетическом институте защитил кандидатскую диссертацию. Направлению непрерывной диагностики высоковольтных электрических аппаратов профессор Рассальский А.Н. посвятил последние годы жизни, работая над проблемами создания интеллектуальных электроэнергетических систем.

**Андриенко Петр Дмитриевич**, д.т.н., профессор, первый заместитель председателя правления ОАО НИИ "Преобразователь". Окончил Одесский политехнический институт факультеты электротехнический (1962 г.), автоматики и телемеханики (1967 г.), там же в 1971 г. защитил кандидатскую диссертацию, а в 1990 г. в институте электродинамики АН УССР – докторскую. Научные интересы связаны с исследованием, разработками и внедрением в производство автоматизированных электроприводов, преобразователей, а также с исследованием технической стойкости электрических машин и аппаратов.

**Сахно Александр Анатольевич**, аспирант ЗНТУ. Защитил диплом инженера в ЗНТУ по специальности электрические машины и аппараты в 2004 г. Ведущий специалист отдела АСУТП ООО "Энергоавтоматизация" с 2005 г. Научные интересы связаны с проблемами диагностики состояния и оценки ресурса высоковольтных электрических машин и аппаратов под рабочим напряжением в режиме их эксплуатации.

*Надійшла до редколегії 19.09.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Лупиков В.С.*

**УДК 621.318**

***И.А. ШВЕДЧИКОВА***, канд. техн. наук, доц., ВНУ им. Даля, Луганск;
***М.А. ЗЕМЗЮЛИН***, аспирант, ВНУ им. Даля, Луганск

# ИНФОРМАЦИОННОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ПРОЦЕДУРЫ ГЕНЕТИЧЕСКОГО СИНТЕЗА МАГНИТНЫХ СЕПАРАТОРОВ

Запропоновано концепцію інформаційного забезпечення процедури генетичного синтезу магнітних сепараторів та розглянуто основні етапи її практичної реалізації на прикладі функціонального класу дискових магнітних сепараторів.

Предложена концепция информационного обеспечения процедуры генетического синтеза магнитных сепараторов, рассмотрены основные этапы их практической реализации на примере функционального класса дисковых магнитных сепараторов.

**Введение**. Наличие информации о возможном структурном разнообразии проектируемых электромеханических устройств позволяет существенно уменьшить трудоемкость проектных процедур поискового характера. Структурирование и систематизацию такой информации способны обеспечить новые методологические инструменты, разработанные в последние годы в электромеханике в рамках структурно-системного подхода [1, 2].

**Анализ предыдущих исследований**. Проблеме упорядочения с единой точки зрения постоянно применяемых конструктивных решений и их вариантов посвящены работы [3-6]. Для ее решения в [4, 5] предлагается организация необходимого конструктору материала в форме каталогов, под которыми понимаются построенные по строгим формальным принципам подборки решений элементарных, повторяющихся задач конструирования, возможных и рациональных вариантов исполнения простых деталей и узлов (объектов) либо правил их соединений (операций). Такие каталоги содержат классификационную, главную, специальную части и позволяют выявить дополнительные закономерности, вытекающие из местоположения объектов и операций в матрице каталога, отвечающей формальным требованиям. К особенностям конструкторских каталогов следует отнести высокую степень полноты и четкие принципы классификаций, используемых при их построении. Благодаря этим особенностям использование конструкторских каталогов предусмотрено в нормативах общества немецких инженеров VDI 2222 (Германия) "Методика конструирования" [7].

Отсутствие верифицируемой терминологической структуры классификационных принципов во многих областях знаний является сдерживающим фактором более широкого применения конструкторских каталогов, разработанных в [5].

В работах [2, 8, 9] обоснована системная концепция информационного обеспечения поисковых процедур, предполагающая структурированную подачу информации в виде каталогов и электронных баз данных, как о существующих (информационно-реальных), так и о потенциально возможных (неявных) видах магнитных сепараторов, и основанная на использовании методологических инструментов генетической систематики – нового научного направления в структурной электромеханике [1]. В отмеченных работах приведены некоторые результаты практической реализации системной концепции (в частности, разработан системный каталог видов магнитных сепараторов). В то же время, с учетом высокой сложности и трудоемкости процесса разработки информационного обеспечения поисковых проектных процедур, остаются нерешенными некоторые частные задачи.

**Цель работы**. Разработка частной концепции информационного обеспечения процедуры генетического синтеза и ее практическая реализация на примере функционального класса дисковых магнитных сепараторов.

**Материал и результаты исследований**. Наиболее полная информация о структурном разнообразии магнитных сепараторов определенного класса может быть получена с помощью генетического моделирования, лежащего в основе процедуры внутривидового генетического синтеза [1]. С учетом этого, в рамках системной концепции [2] может быть выделена частная концепция информационного обеспечения процедуры генетического синтеза, предполагающая представление в форме каталогов информации о структурном разнообразии видов магнитных сепараторов (как неявных, так и реально-информационных), образующих функциональный класс, и основанная на использовании генетических моделей видообразования. Рассмотрим основные этапы практической реализации предложенной частной концепции на примере функционального класса дисковых магнитных сепараторов.

Решение указанной задачи предполагает определение полного состава видов рассматриваемого класса магнитных сепараторов. Для определения области $Q_{\text{ДМС}}$ существования порождающих структур дисковых магнитных сепараторов необходимо выделить их существенные признаки, совокупность которых обобщается целевой функцией поиска $F_p$,

$$F_p = (p_1, p_2\, p_3). \qquad (1)$$

К существенным признакам магнитных сепараторов исследуемого класса относятся: $p_1$ – наличие первичной твердотельной структуры (индуктора магнитного поля) в форме диска; $p_2$ –наличие вторичной дискретной структуры (ферромагнитных рабочих тел); $p_3$ – возможность размещения в пространстве между первичной и вторичной частями подвижного немагнитного разгрузочного экрана.

Для корректного решения задачи поиска на область $Q_{\text{ДМС}}$ накладываются следующие ограничения:

1. Поиск осуществляется в пределах первого $P^1$ и второго $P^2$ больших периодов генетической классификации (ГК) ($P^1 \subset < S_0 >$, $P^2 \subset < S_0 >$, где $< S_0 >$ – упорядоченное множество первичных источников электромагнитного поля в периодической структуре ГК).

2. Разнообразие порождающих структур рассматриваемого класса ограничивается рассмотрением разнообразия двух подклассов: подкласса порождающих структур $Q_{\textbf{МСвр}}$ вращательного движения, построенных на первичных источниках поля (ПИП) вращающегося поля; подкласса порождающих структур $Q_{\textbf{МСпост}}$ поступательного движения, построенных на ПИП бегущего поля.

3. Порождающая структура произвольного вида представляется электромеханической парой, образованной в результате скрещивания твердотельной первичной и вторичной дискретной структур. Порождающая структура допускает возможность пространственного совмещения с немагнитными разгрузочными экранами, а также возможность модульного принципа построения.

4. На данном этапе решения задачи из рассмотрения исключаются: источники-изотопы, определяющие разнообразие Видов-близнецов; сложные варианты совмещенных систем с многоэлементными и гибридными структурами.

С учетом отмеченного выше, область существования порождающих структур $Q_{\text{ДМСвр}}$ и $Q_{\text{ДМСпост}}$ магнитных сепараторов дискового типа может быть записана в следующем виде

$$Q_{\text{ДМС}_{\text{вр}}} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{ТП}\, 0.0y, \\ \boldsymbol{ТП}\, 0.2y, \boldsymbol{ТП}\, 2.2y, \\ \boldsymbol{ТП}^2\, 2.2y \end{pmatrix}, \qquad (2)$$

$$Q_{\text{ДМС}_{\text{пост}}} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{ТП}\, 0.0x, \\ \boldsymbol{ТП}\, 2.0x, \boldsymbol{ТП}\, 2.2x, \\ \boldsymbol{ТП}^2\, 2.2x \end{pmatrix}, \qquad (3)$$

где ***ТП* 0.0*y*…*ТП* 2.2*x*** – генетические коды соответствующих ПИП базового уровня первого большого периода $P^1$ ГК; ***ТП*$^2$2.2*y*** ... ***ТП*$^2$ 2.2*x*** – генетические коды соответствующих ПИП базового уровня второго большого периода $P^2$ ГК.

Таким образом, область существования порождающих структур класса магнитных сепараторов дискового типа включает 8 источников, упорядоченных в пределах трех групп симметрии (**0.0, 0.2** и **2.2**), одного геометрического класса (тороидальные плоские ***ТП***) и двух больших периодов ГК. Электромеханические объекты на тороидальных цилиндрических (***ТЦ***) поверхностях исключены из рассмотрения в силу достаточно сложного характера их поверхности, затрудняющего совмещение с немагнитными разгрузочными экранами (целевая функция $p_3$).

Наличие соответствия между ПИП и системной категорией вид позволяет установить видовой состав класса магнитных сепараторов дискового типа

$$\left\{HS_{\text{ДМС}}\right\}=\begin{pmatrix} \boldsymbol{ТП}0.0y, & \boldsymbol{ТП}0.0x, \\ \boldsymbol{ТП}0.2y, & \boldsymbol{ТП}2.0x, \\ \boldsymbol{ТП}2.2y, & \boldsymbol{ТП}2.2x, \\ \boldsymbol{ТП}^2 2.2y, & \boldsymbol{ТП}^2 2.2x \end{pmatrix}, \qquad (4)$$

где $\left\{HS_{\text{ДМС}}\right\}$ – видовой состав (в генетических кодах) магнитных сепараторов дискового типа.

Таким образом, Видовое разнообразие магнитных сепараторов дискового типа представлено 8-мью видами ( $N_{\left\{HS_{\text{ДМС}}\right\}}$=8).

Следовательно, в соответствии с принятой концепцией информационного обеспечения необходимо разработать восемь каталогов структур дисковых магнитных сепараторов. Процедуру внутривидового генетического синтеза будем проводить с использованием упрощенной генетической модели структурообразования (рис.1), где приняты следующие обозначения: $S_{0(1)}$, $S_{0(2)}$ – первичная твердотельная (индуктор) и вторичная дискретная (ферромагнитные тела) структуры, соответственно; $S_0$ – электромеханическая пара; $S_{21}$, $S_{22}$ – синтезированные электромеханические структуры; $f_{\text{СН}}$ – оператор неоднородного скрещивания, отвечающий за пространственное совмещение подсистем разной генетической природы; $f_{R(1)}$ – оператор репликации, отвечающий за изменение количественного состава элементов индуктора (коэффициент репликации $k_R$ =2, 3….); $f_{EI(1)}$ – оператор электромагнитной инверсии моделирует процессы, связанные с относительным из-

менением пространственной ориентации магнитных потоков многополюсных магнитных систем; $P_{11}$, $P_{21}$, $P_{22}$ – структурные популяции.

Генетическую модель (рис.1) можно представить в виде конечной последовательности композиций $K_1$ и $K_2$ генетических преобразований

$$K_1 = f_{CH}(S_{0(1)}, S_{0(2)}) \rightarrow S_0 \downarrow, \quad (5)$$

$$K_2 = f_{R(1)}(S_0) \rightarrow S_{21} \downarrow \rightarrow f_{EI}(S_{21}) \rightarrow S_{22} \downarrow. \quad (6)$$

$P_{11}$

$P_{21}$ $P_{22}$

Для реализации процедуры направленного синтеза необходимо определить существенный признак $p_{S1}$ синтезируемых структур, удовлетворяющий целевой функции $F_S$ синтеза

$$F_S = (p_{S1}). \quad (7)$$

Существенным признаком $p_{S1}$ синтезируемых структур является наличие не более одного дискового многополюсного индуктора магнитного поля.

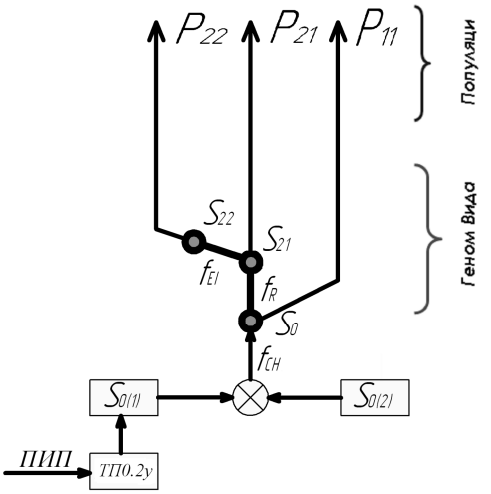



Рис. 1. Упрощенная генетическая модель структурообразования (на примере базового вида ***ТП 0.2у***).

Для корректного решения задачи на область синтеза $Q_S$ накладываются следующие ограничения $L=f(x)$:

1. Генетический оператор репликации $f_R$ отвечает за количественный состав структур, образованных соответственно из $k_R$ - го коли-

чества северных и южных полюсов многополюсных индукторов сепараторов соответственно, где $k_R$ - коэффициент репликации, удовлетворяющий условию $k_R \leq 3$.

2. Генетический оператор электромагнитной инверсии $f_{EI}$ моделирует процессы, связанные с относительным изменением пространственной ориентации магнитных потоков каждой второй пары полюсов многополюсных магнитных систем.

3. Из рассмотрения исключаются гибридные структуры внутри- и межвидового уровней, а также структуры со сложной геометрией поверхности индукторов, практическая реализация которых является проблематичной.

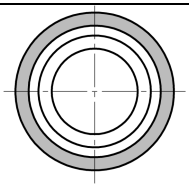
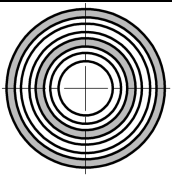
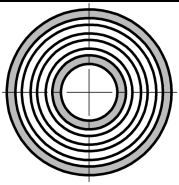
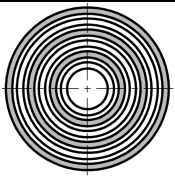
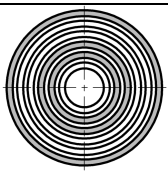
С учетом этого, задача направленного внутривидового поиска и синтеза может быть сформулирована следующим образом: по известной целевой функции $F_S=(p_{S1})$ синтеза и заданной совокупности $L=f(x_1, x_2, x_3)$ ограничений с использованием генетической модели структурообразования синтезировать конечное множество структур дисковых магнитных сепараторов, относящихся к базовым видам из области $\{HS_{\text{ДМС}}\}$ и удовлетворяющих функции $F_S$.

Результаты синтеза структур размещаются в соответствующих каталогах (таблицах) структур, образующих информационное обеспечение процедуры генетического синтеза. Ниже (табл.1) представлены результаты синтеза структур на примере базовых видов ***ТП 2.0x*** и ***ТП$^2$ 0.2y*** (в таблице северные полюса синтезированных струкутр выделены темным цветом).

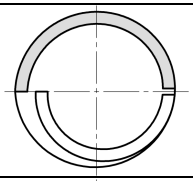
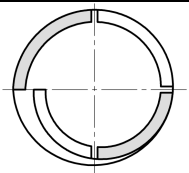
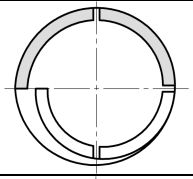
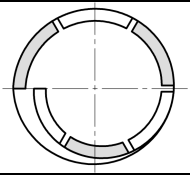
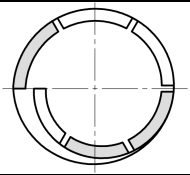
Аналогичным образом (см. таблицу) могут быть сформированы каталоги для всех видов, образующих видовой состав $\{HS_{ДМС}\}$ (формула (4)) класса дисковых магнитных сепараторов. Тогда общая численность $N$ синтезированных структур может быть представлена в виде: $N=N_{ТП0.2y}+N_{ТП2.0x}+N_{ТП0.0y}+N_{ТП0.0x}+N_{ТП2.2y}+N_{ТП2.2x}+N_{ТП^2 2.2y}+N_{ТП^2 2.2x}=5+5+5+5+5+5+5+5=40$, где $N_{ТП0.2y}...N_{ТП^2 2.2y}$ – численность структур соответствующих базовых видов**.**

Достоверность результатов синтеза определена путем сравнения результатов патентно-информационного поиска и результатов синтеза. Принадлежность ряда синтезированных структур, к реально-информационным Видам, подтверждает достоверность принятой методики синтеза. Возможность направленной генерации новых структур, новизна которых подтверждается патентами (например, [10, 11]), свидетельствует об адекватности проведенной процедуры синтеза.

Таблица 1 – Каталоги структур по результатам внутривидового генетического синтеза (на примере базовых Видов ***ТП 2.0x*** и ***ТП$^2$ 0.2y***

| Исходные структуры | Оператор синтеза | Порождающие структуры | Структурный код | Визуализация результатов синтеза |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| Базовый Вид ***ТП 2.0x*** | | | | |
| - | - | $S_0$ | $S_{X1}$ |  |
| $S_0$ | $f_{R(1)}$ – репликация по индуктору ($K_R = 2$) | $S_{21}$ | $S_{X2}$ |  |
| $S_{21}$ | $f_{EI}$ – электромагнитная инверсия | $S_{22}$ | $S_{X*2}$ |  |
| $S_0$ | $f_{R(1)}$ – репликация по индуктору ($K_R = 3$) | $S_{21}$ | $S_{X3}$ |  |
| $S_{21}$ | $f_{EI}$ – электромагнитная инверсия | $S_{22}$ | $S_{X*3}$ |  |

Продолжение табл.1

| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
|---|---|---|---|---|
| Базовый Вид ***ТП$^2$ 0.2у*** | | | | |
| - | - | $S_0$ | $S_{Y1}$ |  |
| $S_0$ | $f_{R(1)}$ – репликация по индуктору ($K_{\boldsymbol{R}}$ = 2) | $S_{21}$ | $S_{Y2}$ |  |
| $S_{21}$ | $f_{\boldsymbol{EI}}$ – электромагнитная инверсия | $S_{22}$ | $S_{Y*2}$ |  |
| $S_0$ | $f_{R(1)}$ – репликация по индуктору ($K_{\boldsymbol{R}}$ = 3) | $S_{21}$ | $S_{Y3}$ |  |
| $S_{21}$ | $f_{\boldsymbol{EI}}$ – электромагнитная инверсия | $S_{22}$ | $S_{Y*3}$ |  |

**Выводы**. 1. Предложена концепция информационного обеспечения процедуры генетического синтеза, являющаяся частным случаем системной концепции информационного обеспечения поискового проектирования магнитных сепараторов, предполагающая представление в форме каталогов информации о структурном разнообразии видов (как неявных, так и реально-информационных) магнитных сепараторов и основанная на использовании генетических моделей видообразования.

2. На примере функционального класса дисковых магнитных сепараторов показаны основные этапы практической реализации предложенной частной концепции информационного обеспечения, разработаны полные каталоги структур рассматриваемого класса.

3. Каталоги структур могут быть использованы для выбора оптимального технического решения при поисковом проектировании дисковых магнитных сепараторов.

**Список литературы:** **1.** *Шинкаренко В.Ф.* Основи теорії еволюції електромеханічних систем. – К.: Наукова думка, 2002. – 288 с. **2.** *Шинкаренко В.Ф.* Решение задач поискового проектирования магнитных сепараторов с использованием структурно-системного подхода / В.Ф. Шинкаренко, М.В. Загирняк, И.А.Шведчикова // Изв. вузов. Электромеханика. – 2010. – №1. – С. 69-76. **3.** Pahl G. Rückblick zur Reihe "Für die Konstruktionpraxis" // Konstruktion 26. – 1974. – P. 491-495. **4.** Roth K., Franke H.-J., Simonek K. Aufbau und Verwendung von Katalogen für das methodische Konstruieren // Konstruktion 24. – 1972. – P. 449-458. **5.** *Рот К.* Конструирование с помощью каталогов / К. Рот. – М.: Машиностроение, 1995. – 420 с. **6.** *Лобов Б.Н.* Решение задач выбора технических решений при проектировании электромагнитных аппаратов / Б.Н. Лобов, О.Б. Плахотин // Вестник НТУ "ХПИ". Тем. вып. "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов". – 2006. – № 36. – С.69-70. **7.** VDI-Richtlinie 2222 Blatt 2 (Entwurf): Erstellung und Anwendung von Konstruktionskatalogen. Düsseldorf: – VDI-Verlag, 1982. **8.** *Шинкаренко В.Ф.* Макрогенетический анализ и ранговая структура систематики магнитных сепараторов / В.Ф. Шинкаренко, М.В. Загирняк, И.А. Шведчикова // Електротехніка і електромеханіка. – 2009. – №5. – С.33-39. **9.** *Загирняк М.В.* Магнитные сепараторы. Проблемы проектирования: Монография / М.В. Загирняк, Ю.А. Бранспиз, И.А. Шведчикова / Под ред. М.В. Загирняка. – К.: Техніка, 2011. – 224 с. **10.** Пат. 54723 Україна, МПК B 03 C 1/24. Пристрій для вилучення металевих включень / Шведчикова І.О., Голубєва С.М., Земзюлін М.О.; Заявник і власник Східноукраїнський національний університет ім. Володимира Даля. – № u 2010 04526; Заявл. 19.04.10; Опубл.25.11.10, Бюл. №22. **11.** Рішення по заявці №u201014974 Україна, МПК B 03 C 1/24. Дисковий магнітний сепаратор / Шведчикова І.О., Земзюлін М.О., Хохола Т.В.; Заявник і власник Східноукраїнський національний університет ім. Володимира Даля. – №u201014974; Заявл. 13.12.10.

*Поступила в редколлегию 15.09.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

**УДК 621.313.2**

***Л.П. ГАЛАЙКО,*** канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков
***Н.А. ГАЕВСКАЯ***, аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков

# АНАЛИЗ ТЕПЛОВОГО СОСТОЯНИЯ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ РУДНИЧНОГО ЭЛЕКТРОВОЗА МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В статті подані результати теплового розрахунку вентильно-індукторного двигуна закритого виконання для рудничного електровоза методом кінцевих елементів. Запропоновано та досліджено різні підходи до теплового розрахунку методом кінцевих елементів.

В статье приведены результаты теплового расчета вентильно-индукторного двигателя закрытого исполнения для рудничного электровоза методом конечных элементов. Предложены и исследованы различные подходы к тепловому расчету методом конечных элементов.

**Введение.** Вентильно-индукторные двигатели (ВИД) благодаря своим многочисленным преимуществам являются перспективными двигателями и могут применяться в различных приводах. В частности ВИД могут применяться для рудничных электровозов, где в настоящее время используются двигатели постоянного тока. В силу особенностей эксплуатации эти двигатели закрытого исполнения. Поэтому их тепловое состояние является напряженным. Анализ теплового состояния ВИД для рудничного электровоза мощностью 13 кВт проведен в [1] методом эквивалентных тепловых схем замещения (ЭТС), который в настоящее время является основным методом теплового расчета. В настоящее время широко используются численные методы для решения различных полевых задач, в частности для магнитных полей. Расчет тепловых полей на ЭВМ пока не достаточно распространен. В [2] проведен тепловой расчет ВИД малой мощности защищенного исполнения методом конечных элементов (МКЭ) и методом ЭТС. Результаты расчетов обоими методами различаются незначительно.

Применение МКЭ для теплового расчета закрытой машины более сложен, чем для защищенной. Сложность обусловлена необходимостью задавать температуру внутреннего воздуха при задании граничных условий внутри машины. В работе [3] для теплового расчета ВИД

с использованием МКЭ был применен подход, предложенный в работе [4]. Работа [4] имеет следующий недостаток: отсутствует экспериментальное подтверждение предложенной методики. В работе [3] имеется экспериментальное подтверждение, однако отсутствует описание параметров, примененных для этой методики, и вызывают сомнение картины заполнения паза, а также высокая для данной картины тепловая проводимость паза.

**Цель данной работы.** Предложить и исследовать различные подходы к тепловому расчету методом конечных элементов закрытого вентильно-индукторного двигателя для рудничного электровоза.

**Результаты исследования.** Расчет закрытого ВИД производился в программе FEMM с использованием четырех методик:

1) без учета конвективного теплообмена внутри машины;

2) с учетом естественной конвекции;

3) с учетом принудительной конвекции;

4) методика, изложенная в [4].

По первой методике тепловая связь ротора со статором через внутренний воздух осуществляется посредством теплопроводности. По второй методике тепловая связь ротора со статором через внутренний воздух осуществляется посредством естественной конвекции. Это предположение сделано на основании специфики работы ВИД закрытого исполнения, т.к. вращение ротора создает малый напор для перемещения воздуха. По третьей методике тепловая связь ротора со статором через внутренний воздух осуществляется посредством принудительной конвекции, т.е. учитывали небольшой напор. Четвертая методика описана в [4].

Результаты расчетов – картины теплового поля, полученные с использованием перечисленных методик – представлены на рисунках 1-4.

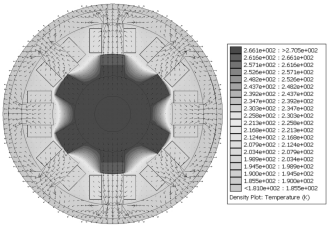



Рис. 1. Картина температурного поля по методике 1.

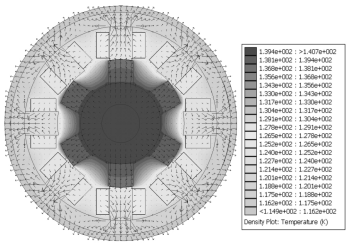



Рис. 2. Картина температурного поля по методике 2.

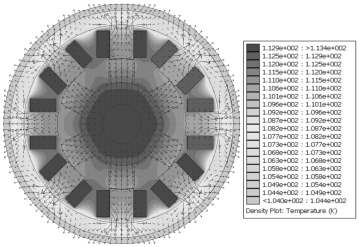



Рис. 3. Картина температурного поля по методике 3.

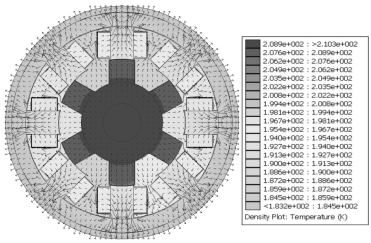



Рис. 3. Картина температурного поля по методике 4.

**Выводы.** Анализ результатов показал сильное отличие предложенных методик. Окончательный вывод о выборе методики может быть сделан после проведения физического анализа процесса теплопередачи в машине подобной конструкции по результатам экспериментальных исследований.

**Список литературы:** **1**. *Л.П. Галайко, И.И. Гаевская, Н.А. Осташевский* Тепловой расчет вентильно-индукторного двигателя для рудничного электровоза. Вісник Східноукраїнського національного ун-ту ім. Володимира Даля. №1[47], 2002, с. 164-167. **2.** *Галайко Л.П., Гаевская Н.А.* Сравнение методов эквивалентных тепловых схем и конечных элементов для теплового расчета вентильно-индукторного двигателя. Вестник НТУ "ХПИ". 25’2008. С. 3-5. **3.** *В.В. Рымша, З.П. Процына, С.К. Демьяненко* Расчет стационарного теплового поля вентильно-реактивного двигателя методом конечных элементов. // Источник: http://www.elcut.ru/articles/opu/. **4.** *Гандшу В.М.* / Особенности расчета нагревания электромагнитных устройств с помощью пакета программ ELCUT // Источник: http://elcut.ru/articles/gandshou/.

*Поступила в редколлегию 15.10.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

**УДК 621.313, 621.316.1**

***О.І. СІРІКОВ***, канд. техн. наук, доц., КНТУ, Кіровоград
***Г.В. БЕЗКРОВНА***, магістр, КНТУ, Кіровоград

# ЗМЕНШЕННЯ ВТРАТ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ В СИСТЕМІ "ЕЛЕКТРОДВИГУН – ЛІНІЯ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧІ" ШЛЯХОМ ВИБОРУ ОПТИМАЛЬНОГО РІВНЯ НАПРУГИ

Розкриті теоретичні засади розрахунку втрат в асинхронних двигунах, як функції напруги на їх затискачах та коефіцієнту завантаження. Сформульована задача оптимізації рівня напруги в цеховій електричній мережі за мінімумом сукупних втрат активної потужності в електромережі і двигунах.

Раскрытые теоретические основы расчета потерь в асинхронных двигателях, как функции напряжения на их зажимах и коэффициента загрузки. Сформулирована задача оптимизации уровня напряжения в цеховой электрической сети за минимумом совокупных потерь активной мощности в электросети и двигателях.

**Вступ.** Однією з головних причин збільшення витрати електричної енергії та зменшення ефективності роботи електричних машин є зменшення навантаження нижче проектного, що може бути викликане, як особливостями технологічного процесу, так і вимушеним зменшенням продуктивності підприємства в цілому. Якщо, на етапі проектування задаючись певними навантажувальними характеристиками, можливо звести до оптимального мінімуму втрати в електричній машині, то на етапі експлуатації підвищити ефективність роботи можливо лише шляхом підтримання номінальних значень проектних параметрів, до яких слід віднести напругу живлення та коефіцієнт завантаження.

**Постановка задачі.** Підвищити коефіцієнт завантаження або використовувати електричні двигуни меншої потужності в робочих машинах не завжди є можливим. В таких випадках збільшити ефективність роботи можливо шляхом зменшення напруги живлення в допустимих межах [1, 2]. Зменшення напруги, в свою чергу призведе до збільшення втрат в системі електропостачання, що вимагатиме сукупного розгляду втрат електроенергії в електродвигунах і мережі, як єдиному цілому для пошуку оптимального значення рівня напруги живлення.

**Аналіз публікацій.** Величина додаткових втрат, що викликана зміною напруги мережі суттєво залежить від коефіцієнта завантаження двигуна. В [3] наведені графіки залежності зміни втрат активної поту-

жності в асинхронних двигунах серії А і АО напругою 380 В від зміни напруги живлення у межах ±10% від номінальної для двигунів потужністю 1–100 кВт, що мають синхронну частоту обертання 1000-3000 об/хв. Аналіз кривих з [3] дозволяє зробити наступні висновки:

– при коефіцієнтах завантаження двигунів робочих агрегатів близьких до 1 краще тримати напругу в мережі близькою до верхньої допустимої межі;

– при коефіцієнті завантаження близькому до 0,5 краще тримати напругу в мережі близькою до нижньої допустимої межі;

– при коефіцієнті завантаження близькому до 0,75 бажано тримати напругу близькою до номінальної, але можливі випадки коли при такому коефіцієнті завантаження бажано буде тримати напругу ближчу до верхньої межі.

Відсутність методики розрахунку величини зміни втрат для кількісної оцінки, вимагає подальшого удосконалення методики вибору рівня напруги системи електропостачання.

**Мета статті.** Отримання аналітичних виразів для розрахунку втрат в асинхронних двигунах, формулювання оптимізаційної задачі вибору рівня напруги, розробка методики вибору оптимальної відпайки ПБЗ цехового трансформатора.

**Основна частина.** Вихідними довідковими даними для розрахунку втрат в асинхронному двигуні є $P_{2ном}$, $U_ф$, $\cos\varphi_{ном}$, $\eta_{ном}$, $s_{ном}$, $M_{max*}$, $X_μ$, $R'_1$, $X'_1$, $R''_2$, $X''_2$, $n_1$, які вибираються з [4] в залежності від марки встановленого двигуна. У разі відсутності в довідковій літературі параметрів схеме заміщення асинхронного двигуна $X_μ$, $R'_1$, $X'_1$, $R''_2$, $X''_2$, вони можуть бути отримані з дослідів холостого ходу і короткого замкнення. Параметри $P_{2ном}$, $U_ф$, $\cos\varphi_{ном}$, $\eta_{ном}$, $s_{ном}$ можна знайти в паспорті двигуна.

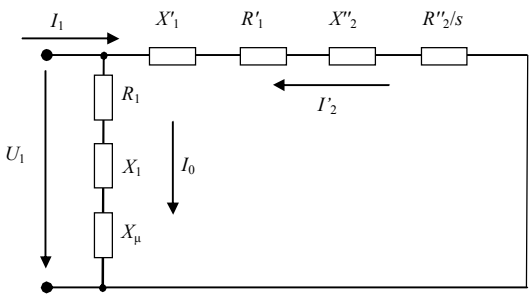


Рис. 1. Схема заміщення асинхронного двигуна.

Опори $X_1$ і $R_1$ (рис. 1) можуть бути обчислені за наступними формулами:

$$X_1 \approx \frac{2 \cdot X_1^{'} \cdot X_\mu}{X_\mu + \sqrt{X_\mu^2 + 4 \cdot X_1^{'} \cdot X_\mu}}\ ;\ R_1 = R_1^{'} \cdot X_1 \Big/ X_1^{'}\ ,$$

де $X_\mu$ – індуктивний опір магнітного кола двигуна; $R'_1$, $X'_1$ – активний та індуктивний опори статора відповідно; $R''_2$, $X''_2$ – активний та індуктивний опори ротора відповідно, приведені до кола статора.

Залежності η і cosφ асинхронного двигуна від напруги на його затискачах при різних навантаженнях виражаються наступними виразами [5]:

$$\eta = \left\{ 1 + \left( \frac{1 - s_{ном}}{P_{2ном} \cdot M_*} \right) \left[ \frac{\Delta P_{м.ном} \cdot k_U^4 + \Delta P_{ел.ном} \cdot M_*^2 + \Delta P_{мех.ном} \cdot \left( \dfrac{k_U^2 - s_{ном}}{1 - s_{ном}} \right)}{k_U^2 - s_{ном} \cdot M_*} \right] \right\}^{-1} ; \quad (1)$$

$$\cos\varphi = \frac{I_{2ном}^{'} \cdot M_* \Big/ k_U}{\sqrt{\left( I_{0ном} \cdot k_U + I_{2ном}^{'} \cdot M_*^2 \Big/ \left( 2 \cdot M_{мах*} \cdot k_U^3 \right) \right)^2 + \left( I_{2ном}^{'} \cdot M_* \Big/ k_U \right)^2}}, \quad (2)$$

де $s_{ном}$ – ковзання у номінальному режимі; $P_{2ном}$ – потужність на валу двигуна у номінальному режимі; $M_*$ – коефіцієнт завантаження двигуна, $M_* = M / M_{ном}$ ; $\Delta P_{м.ном}$ – втрати потужності магнітного ланцюга двигуна при номінальному режимі його роботи; $\Delta P_{ел.ном}$ – втрати потужності в обмотках статора та ротора двигуна при номінальному режимі його роботи; $\Delta P_{мех.ном}$ – механічні втрати потужності у номінальному режимі; $M_{мах*} = M_{мах} / M_{ном}$ – відносне значення максимального моменту. $I_{0ном}$ і $I'_{2ном}$ – значення струму вітки намагнічування

$$I_{0ном} = \frac{U_ф}{\sqrt{r_1^2 + \left( x_1 + x_\mu \right)^2}}$$

і струму навантажувальної гілки

$$I_{2ном}^{'} = \frac{U_ф}{\sqrt{\left( r_1^{'} + C_1 \cdot r_2^{''} / s \right)^2 + \left( x_1^{'} + C_1 \cdot x_2^{''} \right)^2}} ; C_1 = 1 + \frac{x_1^{'}}{x_\mu} ;$$

$k_U = U_1 / U_{1ном}$ – коефіцієнт регулювання напруги.

Розрахунок втрат потужності номінального режиму проводиться за наступними формулами:

$$\Delta P_{\text{м.ном}} = P_{1\text{ном}} - \Delta P_{\text{ел1ном}} - P_{\text{ем.ном}},$$

де $P_{1\text{ном}}$ – номінальна потужність, яку двигун споживає з електричної мережі

$$P_{1\text{ном}} = U_{1\text{ном}} \cdot I_{1\text{ном}} \cdot \cos\varphi_{\text{ном}} \text{ або } P_{1\text{ном}} = P_{2\text{ном}} / \eta_{\text{ном}};$$

$\Delta P_{\text{ел.ном1}} = m_1 \cdot I_{1\text{ном}}^2 \cdot R_1$ – втрати потужності в обмотці статора при номінальному режимі; $m_1$ – число фаз статора;

$P_{\text{ем.ном}} = M_{\text{ном}} \cdot \omega_1$ – номінальна електромагнітна потужність АД;

$\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot n_1 / 60$ – синхронна кутова швидкість вала двигуна;

$M_{\text{ном}} = 9550 \cdot P_{\text{ном}} / n_{\text{ном}}$ – номінальний електромагнітний момент.

$$\Delta P_{ел.ном} = \Delta P_{ел.ном\,1} + \Delta P_{ел.ном\,2} = m_1 \cdot I_{1ном}^2 \cdot R_1 + m_1 \cdot I_{2ном}'^2 \cdot R_2',$$

$\Delta P_{\text{ел2.ном}}$ – втрати потужності в обмотці ротора при номінальному режимі.

За значенням η (1) та cosφ (2), при певному значенні коефіцієнта завантаження $M_*$ і коефіцієнта регулювання напруги $k_U$, можна знайти потужності, що споживає двигун з мережі під час роботи:

$$P_1 = P_{2.\text{ном}} \cdot M_* / \eta;\ S_1 = P_1 / \cos\varphi;\ Q_1 = \sqrt{S_1^2 - P_1^2}.$$

Ці потужності є вихідними для розрахунку втрат в системі електропостачання. Втрати потужності в кабельній лінії (шинопроводі) визначаються за формулами:

$$\Delta P_{\text{кл}} = \frac{P_{\text{кл}}^2 + Q_{\text{кл}}^2}{U_{\text{кл}}^2} R_{\text{кл}};\ \Delta Q_{\text{кл}} = \frac{P_{\text{кл}}^2 + Q_{\text{кл}}^2}{U_{\text{кл}}^2} X_{\text{кл}},$$

де $P_{\text{кл}}$, $Q_{\text{кл}}$ – активна та реактивна потужність у початковій точці розрахунку; $R_{\text{кл}}$, $X_{\text{кл}}$ – активний та індуктивний опори кабельної лінії (шинопроводу); $U_{\text{кл}}$ – напруга кабельної лінії (шинопроводу) у початковій точці розрахунку.

Враховуючи, що втрати потужності в двигунах і мережі залежать від напруги, то для якісного розрахунку необхідно визначити напругу в усіх точках системи електропостачання. Як правило, розрахунок ведеться для відхилення напруги від номінального, за значенням якого і визначається напруга в потрібних точках, а також порівнюється відхилення напруги з встановленим ГОСТ 13109-97.

Відхилення напруги визначається за формулою [6]:

$$V = V_{\text{цж}} - \sum_{j=1}^{n} \Delta U_j + \sum_{i=1}^{m} \delta U_i,$$

де $V_{цж}$ – відхилення напруги на шинах центру живлення, %; $\sum_{j=1}^{n}\Delta U_j$ – сума втрат напруги в елементах мережі, %; $\sum_{i=1}^{m}\delta U_i$ – сума додатків напруги за рахунок різних коефіцієнтів трансформації трансформаторів, підключення батарей конденсаторів, %.

Втрата напруги в повітряних (ПЛ), кабельних (КЛ) лініях та шинопроводах знаходиться за формулами:

$$\Delta U_{л} = \frac{P_{л}\cdot R + Q_{л}\cdot X}{10\cdot U^2},\ \%\ \text{або}\ \Delta U_{л} = \frac{\left(r_0 + x_0\cdot tg\varphi\right)\cdot P\cdot l}{10\cdot U^2},\ \%$$

де $P_л$, $Q_л$ – активні і реактивні потужності лінії, кВт, квар; $R$, $X$ – активний та реактивний опір ПЛ, КЛ або шинопроводу, Ом; $U$ – напруга у точці підключення, кВ; $r_0$, $x_0$ – питомий індуктивний та активний опір ПЛ, КЛ або шинопроводу, Ом/км; $tg\varphi = P_л/Q_л$ – коефіцієнт реактивної потужності навантаження лінії; $l$ – довжина лінії, шинопроводу, км.

Завданням оптимізації рівня напруги є вибір такого значення $V_{цж}$ при якому буде мінімум сумарних втрат активної потужності в цеховій електричній мережі та електродвигунах

$$\Sigma\Delta P\left(V_{цж}\right)\rightarrow min, \tag{3}$$

при обмежених межах регулювання напруги

$$0{,}95\cdot U_{ном} \le U_i \le 1{,}05\cdot U_{ном}. \tag{4}$$

Сумарні втрати визначаються за формулою:

$$\Sigma\Delta P = \Sigma\Delta P_{мер} + \Sigma\Delta P_{дв}, \tag{5}$$

де $\Sigma\Delta P_{мер}$ – сумарні втрати активної потужності в цеховій мережі; $\Sigma\Delta P_{дв} = \sum K_з\cdot P_{2ном}\cdot\left(1/\eta - 1\right)$ – сумарні втрати в електродвигунах цеху; $\eta$ – ККД двигуна знаходиться за (1); $K_з$ – коефіцієнт завантаження двигуна дорівнює $M_*$..

Регулювання напруги в цеховій електричній мережі, як правило, здійснюється переключенням відпайок трансформатора з ПБЗ, яке має п’ять відгалужень (± 5% з кроком 2,5%). Отже, при виборі оптимального рівня напруги існує лише 5 варіантів можливих значень напруги центру живлення. Така невелика кількість можливих варіантів дозволяє при пошуку мінімуму функції (3) скористатися методом повного перебору. При цьому, здійснюючи розрахунок потрібно враховувати умову (4) для кожного $i$-го електроприймача і у випадку, якщо вона не виконується, то такий варіант із можливих слід виключити.

Пошук мінімуму функції (3) здійснюється в наступній послідовності:

1. За значеннями коефіцієнтів завантаження робочих двигунів визначається споживана потужність двигунами з мережі $P_{1i}$ та $Q_{1i}$. При цьому вважається на першій ітерації, що напруга на затискачах двигуна дорівнює номінальній.

2. Проводиться розрахунок електричної мережі по потужності.

3. Проводиться розрахунок електричної мережі по напрузі. При цьому за напругу центру живлення береться напруга, яка відповідає крайній (найменшій або найбільшій) відпайці трансформатора.

4. За значеннями напруги у вузлах $U_i$ визначаються нові значення споживаної потужності двигунами з мережі $P_{1i}$ та $Q_{1i}$.

5. Розрахунок по п. 2, 3 і 4 повторюється поки зміна напруги у вузлах або споживаної потужності стане менше за деяку наперед задану нев'язку.

6. Визначаються втрати активної потужності в двигунах та електричній мережі. Розраховується значення цільової функції за формулою (5).

7. Змінюється відпайка трансформатора центру живлення та розрахунок по п. 1-6 повторюється. Таким чином перебираються усі відпайки трансформатора.

8. Перевіряються значення відхилення напруги на затискачах електроприймачів розраховані з різними відпайками трансформатора. Якщо умова (4) не виконується варіант з даним відгалуженням відкидається.

9. Серед варіантів, які залишились після п. 8 вибирається той, який має найменше значення цільової функції. Відповідно і значення відпайки ПБЗ цехового трансформатора, яке відповідає цьому значенню буде оптимальне.

Розроблена методика розрахунку вибору оптимального значення рівня напруги в цеховій мережі може бути використана в системі енергетичного менеджменту підприємства з метою підвищення ефективності роботи цехового обладнання та економії електроенергії.

До недоліків запропонованої методики слід віднести те, що коефіцієнти завантаження двигунів та значення напруги центру живлення не є сталими, а являють собою певні імовірнісні величини. А отже, до напрямків подальших досліджень та удосконалення методики вибору оптимального рівня напруги слід віднести необхідність врахування імовірнісного характеру навантаження робочих машин та напруги центру живлення.

**Висновки.**

1. Розкриті теоретичні засади розрахунку втрат в електричних двигунах, як функції напруги на їх затискачах та коефіцієнту завантаження.

2. На основі проведених досліджень сформована цільова функція оптимізаційної задачі вибору рівня напруги у цеховій мережі, в якій поєднаний розрахунок втрат активної потужності в лініях електропередачі з розрахунком втрат в електродвигунах.

3. Розроблена методика пошуку мінімуму цільової функції, яка дозволяє розрахувати за заданими значеннями коефіцієнтів завантаження та параметрами електричної мережі і двигунів визначити відгалуження, що відповідатиме мінімуму сукупних втрат активної потужності.

4. Запропонована методика потребує удосконалення шляхом врахування імовірнісного характеру коефіцієнтів завантаження асинхронних двигунів та напруги центру живлення.

**Список літератури: 1.** *Плєшков П.Г.* Оптимізація рівня напруги в цехових мережах промислових підприємств / *П.Г. Плєшков, О.І. Сіріков, Г.В. Безкровна* // Зб. наук. праць Кіровоградського національного технічного університету / Техніка в сільськогосподарському виробництві, галузеве машинобудування, автоматизація /. – Вип. 24. – Ч. 1. – Кіровоград: КНТУ. – 2011. – С. 237-242. **2.** *Плєшков П.Г.* Моніторинг якості електричної енергії у системі енергетичного менеджменту підприємства / *П.Г. Плєшков, С.В. Серебренніков, О.І. Сіріков, Г.В. Безкровна* // Вісник Харківського національного технічного університету сільського господарства імені Петра Василенка. Технічні науки. Сер. "Проблеми енергозабезпечення та енергозбереження в АПК України". – Харків: ХНТУСГ. – 2010. – Вип. 102. – С. 36-37. **3.** Справочник по электроснабжению и электрооборудованию: В 2 т. – Т. 1. Электроснабжение / Под общ. ред. *А. А. Федорова*. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 568 с. **4.** Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / *А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин, Е.А. Соболенская*. – М.: Энергоиздат, 1982. – 504 с. **5.** *Радин В.И.* Электрические машины: Асинхронные машины: Учеб. для электромех. спец. вузов / *В.И. Радин, Д.Э. Брускин, А.Е. Зорохович*; Под ред. *И.П. Копылова.* – М.: Высш. шк., 1988. – 328 с. **6.** *Жеженленко И.В.* Качество электроэнергии на промышленных предприятиях / *И.В. Жеженленко, Ю.Л. Саенко* – 4-е изд., передаб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 2005. – 261 с.

**Сіріков Олександр Іванович**, кандидат технічних наук. Захистив диплом магістра в Кіровоградському державному технічному університеті у 2003 р. за спеціальністю "Електротехнічні системи електроспоживання". Дисертацію кандидата технічних наук захистив у 2009 р. в Національному технічному університеті "Харківський політехнічний інститут" за спеціальністю "Прилади і методи контролю та визначення складу речовин". Доцент кафедри "Електротехнічні системи" Кіровоградського національного технічного університету з 2011 р.
Наукові інтереси пов'язані з проблемами діагностики стану забрудненої високовольтної ізоляції, підвищення ефективності електропостачання електричних машин.

**Безкровна Галина Вадимівна.** Захистила диплом магістра в Кіровоградському національному технічному університеті у 2011 р. за спеціальністю "Електротехнічні системи електроспоживання".
Наукові інтереси пов'язані з проблемами підвищення ефективності роботи електричних машин.

*Надійшла до редколегії 16.09.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

**УДК 621.313.33: 621.318.122**

***В.Ф. ШИНКАРЕНКО***, д-р техн. наук, проф., зав. каф., НТУУ "КПИ", Киев
***Н.Н. ЗАБЛОДСКИЙ***, д-р техн. наук, проф., проректор по научной работе, ДонГТУ, Алчевск
***В.Е. ПЛЮГИН***, канд. техн. наук, докторант, ДонГТУ, Алчевск

# ОБОСНОВАНИЕ ПРИНЦИПОВ ОБЪЕКТНО-ОРИЕНТИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ

Наведені теоретичні відомості по реалізації об'єктно-орієнтованого проектування електромеханічних перетворювачів енергії. Обгрунтовані переваги об'єктно-орієнтованого проектування порівняно з традиційним. Розроблена структура класів і поведінка об'єктів електромеханічного перетворювача енергії.

Приведены теоретические сведения по реализации объектно-ориентированного проектирования электромеханических преобразователей энергии. Обоснованы преимущества объектно-ориентированного проектирования в сравнении с традиционным. Разработана структура классов и поведение объектов электромеханического преобразователя энергии.

**Введение.** В условиях роста разнообразия и сложности электромеханических систем, увеличения объемов научно-технической информации особенную большую актуальность приобретает проблема обновления электромеханической фундаментальной науки, направленной на обобщение накопленных знаний, создания принципов структурообразования электромеханических преобразователей энергии (ЭМПЭ), возможности систематизации существующих и предсказания новых структурных разновидностей. В современной науке проблема определения принципов структурной организации и закономерностей сложных систем является определяющей.

Наряду с развитием структурной и системной организации ЭМПЭ, теория их расчета и проектирования не претерпела изменений. Идея представления сложных структур в виде объектов и классов нашла свое отражение в программировании и теории объектного анализа. Между тем, методики расчета и проектирования ЭМПЭ, носят прежний, процедурный характер.

**Цель и задачи исследований.** Целью данной работы является обоснование разработки теоретических основ объектно-ориентированного проектирования электромеханических преобразователей энергии, призванных внести принципы объектного анализа в их структурную и системную организацию.

**Структурно-системные исследования в электромеханике.** Долгое время объектами исследований в электромеханике были электрические машины (ЭМ) энергетического и общепромышленного назначения. Именно концепция цилиндрических машин классического вида привела к развитию современной теории электрических машин, исторически сложилась их существующая классификация, терминология, сформировалась методика изложения электромеханических дисциплин. Это способствовало формированию стереотипных представлений о доминирующем значении вида вращающихся цилиндрических машин, в сравнении с другими видами.

Односторонний подход к проблеме изучения и исследования ЭМПЭ, которые характеризуются большим разнообразием видов и структурно-функциональных классов, привел к соответствующим негативным последствиям, т.к. фактически был надолго закрыт путь использования структурно-системных подходов к их исследованию и постановки задач высшего уровня обобщения [1].

Касательно многочисленных объектов электромеханики, эта проблема наиболее ярко проявилась в способах объяснения принципов их структурного построения, которое определяет разнообразие пространственных форм электрических машин, чтобы их можно было бы рассматривать как основу для разработки обобщенных структурных моделей. Современный уровень представлений в этом направлении базируется на идее совершенствования единой формообразующей структуры, что позволило бы получить все другие разновидности структур ЭМ, используя определенные группы преобразований.

В большинстве литературных источников роль такой формообразующей структуре отводится вращающейся машине классической (т.е. цилиндрической) пространственной формы.

Строгая постановка такой сложной проблемы, как пояснение принципов формообразования и структурирования объектов электромеханики, невозможно без наличия обоснованной классификации их порождающих структур. Определение базовых признаков и принципов построения такой классификации ставит отдельную научную проблему системного характера.

**Структурная организация асинхронного электродвигателя.** Рассмотрим структуру асинхронного электродвигателя и его место в генетической классификации источников поля [1]. Генетический код первичных источников электромагнитного поля будет выглядеть как ЦЛ 0.2*y*. Здесь ЦЛ – геометрический класс поверхности (цилиндрическая); 0 – количество краев поверхности по направлению распространения волны поля; 2 – количество краев поверхности в ортогональном направлении; y – ориентация электромагнитной волны поля.

Среди распределения популяционного состава базовых видов в границах рода цилиндрических, группа 0.2*y* (группа с *x*-симметрией и *y*-ассиметрией) занимает наивысшую позицию. Количество популяций базового вида ЦЛ 0.2*y* среди остальных видов также является доминантным.

Неравномерность распределения характера элементного соотношения в эволюционирующих системах имеет общесистемный характер. Анализ модели эволюционной систематики ЭМ-систем и ее постепенное смысловое исполнение – это закономерный процесс развития структурной электромеханики. Реализация такой стратегии позволяет создать целостную системную концепцию.

Уравнения Максвелла, имеющие статус закона природы, устанавливают объективные соотношения между соответствующими величинами электрического и магнитного полей в разных точках поля. Систему уравнений Максвелла можно рассматривать как обобщенную теоретическую модель электромагнитных процессов генетического уровня, которая с учетом данных о геометрии граничных условий раздела сред, электромагнитной характеристики сред и информации об источниках поля содержит в неявной форме весь объем информации об электромагнитных процессах элементной основы генетической классификации.

Обобщенная теоретическая модель одновременно будет основой построения математических моделей нижних уровней. Дальнейшее уточнение модели осуществляется с помощью объектно-ориентированных математических моделей, каждый из уровней которых соответствует конкретной категории ЭМ-систем.

Такая иерархическая структура позволяет привести в соответствие уровень обобщения математической модели и область ее применения к соответствующим структурным классам ЭМ.

**Объектно-ориентированное проектирование ЭМПЭ.** В настоящей работе рассматривается последний, объектный, уровень обобщения модели доминирующего вида ЭМПЭ ЦЛ 0.2*y* на примере

полифункционального электротепломеханического преобразователя энергии (ЭТМП) с массивным ротором шнекового типа [2].

Объектно-ориентированное проектирование и моделирование – это подход к решению задач с использованием моделей, основанных на понятиях реального мира. Фундаментальным элементом является объект, объединяющий структуру данных с поведением [3 - 5].

Рассмотрим объектно-ориентированную систему обозначений и объектно-ориентированный процесс разработки проекта, которые могут использоваться на всех этапах, начиная с анализа и заканчивая проектированием и конкретной реализацией [6].

Объектная структурированность в простейшем смысле означает представление проекта или расчетной модели в виде дискретных объектов, содержащих в себе структуры данных и поведение. Характеристиками и основными принципами построения объекта будут: индивидуальность, классификация, наследование и полиморфизм.

*Индивидуальность* – принцип разделения данных на дискретные сущности, хорошо отличимые друг от друга. Эти сущности и называются объектами: двигатель серии 4А мощностью 200 кВт с серийным номером №…; ЭТМП шнековый мощностью 100 кВт изготовленный по договору №… Как видно в приведенных примерах, каждый объект является уникальным и с только ему одному присущими свойствами и параметрами.

*Классификация* – принцип классификации означает, что объекты с одинаковыми структурами данных (атрибутами) т поведением (операциями) группируются в классы. Так, двигатель асинхронный, ЭТМП шнековый – это примеры классов. В отличие от объектов, классы не имеют уникальных признаков, а наоборот, обладают общими характеристиками для порождаемых объектов. Класс – это, прежде всего абстракция, описывающая свойства, важные для конкретного проекта и игнорирующая все остальные. Каждый класс описывает множество индивидуальных объектов, которое может быть бесконечным. Каждый объект имеет свои собственные значения атрибутов, но названия атрибутов и операции будут общими для всех объектов (экземпляров) класса (рис. 1).

*Наследование* – принцип наличия у разных классов, образующих иерархию, общих атрибутов и операций (составляющих). Базовый родительский класс задает наиболее общую информацию, которую затем расширяют и уточняют его подклассы (потомки). Каждый подкласс соединяет в себе, т.е. наследует, все черты базового класса, к которым добавляет собственные черты.

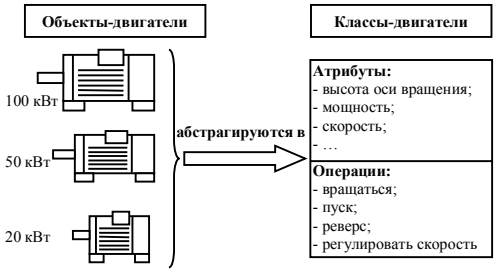



Рис. 1. Объекты и классы двигателя в структуре модели ЭМПЭ.

Возможность выделять общие черты нескольких классов в базовый класс значительно сокращает количество повторений в структуре модели ЭМПЭ и является одним из основных достоинств объектно-ориентированного подхода.

*Полиморфизм* – принцип полиморфизма означает, что одна и та же операция может подразумевать разное поведение в разных классах. Например, операция "пуск" для ЭМ разных мощностей характеризуется разным поведением. Операция – это процедура или трансформация, которую объект выполняет сам или которая осуществляется с данным объектом.

Реализация операции в конкретном классе называется методом. Т.к. объектно-ориентированная операция является полиморфной, в разных классах объектов она может быть реализована разными методами. Так, операция "пуск" для машин разных типов будет реализована различными расчетными методиками. Таким образом, каждый объект "сам знает", как выполнить свои собственные операции.

При вызове операции не нужно беспокоиться о том, сколько реализаций этой операции существует в системе. Полиморфизм операторов делегирует ответственность за выбор подходящей реализации на иерархию классов.

Пример диаграммы классов многоуровневой иерархии шнекового ЭТМП показан на рис. 2. Кроме того, показан пример объекта класса с унаследованными параметрами базовых классов (на рисунке показаны выборочно некоторые из них).

В результате наследования класс "ЭТМП шнековый" приобретет признаки всех классов, находящихся выше в иерархическом дереве, но с учетом собственных индивидуальных характеристик. Следующим этапом объектно-ориентированного проектирования является наполнение приведенных иерархических диаграмм конкретным математическим описанием, а именно механизм наследования уравнений Максвелла в реализации классов ЭМПЭ группы ЦЛ 0.2*у*.

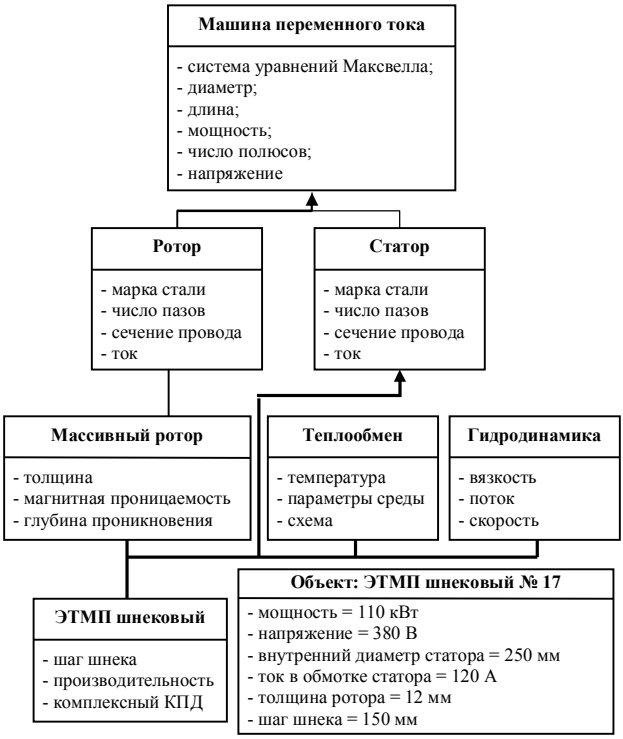



Рис. 2. Диаграмма классов многоуровневой иерархии ЭМПЭ.

**Выводы.** В работе были рассмотрены принципы объектно-ориентированного проектирования ЭМПЭ. Преимущества объектно-ориентированного проектирования, в контексте структурно-системной организации, в сравнении с традиционно применяемыми обобщенными моделями, становятся очевидными:

- решение проблемы раскрытия принципов структурной организации и закономерностей сложных систем;
- определение закономерностей развития существующих и открытие новых классов ЭТМПЭ;
- решение проблемы построения математических моделей и определение их конкретного применения к существующим структурным видам ЭМПЭ;

- обобщение структурных классов обмоток ЭМ, магнитных и электромагнитных процессов, обязательных при проведении системных исследований;

- создание интегрированной базы знаний и данных в электромеханике;

- адаптация методического и терминологического аппарата теории объектно-ориентированного проектирования, необходимого для обоснования и изложения основных положений теории;

- повышение надежности проекта, обеспечение возможности модификации отдельных компонентов проекта без изменения остальных его компонентов, а также повторное использование, расширяемость и модульность полученного проекта.

**Список литературы:** **1.** *Шинкаренко В.Ф.* Основи теорії еволюції електромеханічних систем: [монографія] / Шинкаренко В.Ф. – К.: Наукова думка, 2002. – 288с. **2.** Пат. № 50242 Україна, МКИ 7F26B 17/18. Шнековий сушильний апарат / Заблодський М.М., Захарченко П.І., Шинкаренко В.Ф., Плюгін В.Є. та інш.; заявник і патентовласник Донбас. держ. техн. ун-т. - №2001128244; заявл. 03.12.2001; опубл. 17.01.2005, Бюл. №1.– 3 с.: іл. **3.** *Плюгин В.Е.* Эволюция математических моделей электромеханического преобразователя энергии // Гірнича електромеханіка та автоматика. – 2010. – Вып. 85. - С. 143 – 146. **4.** *Заблодский Н.Н., Шинкаренко В.Ф., Плюгин В.Е.* и др. Проблемы процедурного подхода в проектировании электрических машин // Електротехніка і електромеханіка. – Харків: НТУ "ХПІ". - 2010. - № 6. – С. 25 – 27. ***5.*** *Заблодский Н.Н., Плюгин В.Е.* Объектно-ориентированное проектирование электро-механических преобразователей энергии с совмещенными функциями // Сб. наук. праць ДонДТУ. Алчевськ: ДонДТУ, ВПЦ "Ладо", Вип. 32. - 2011. - С. 359 - 365. **6.** *Дж. Рамбо, М. Блаха.* UML 2.0. Объектно-ориентированное моделирование и разработка. – СПб.: Питер, 2007. – 544 с.

**Шинкаренко Василий Федорович**, профессор, доктор технических наук. Защитил диплом инженера, диссертации кандидата и доктора технических наук по специальности электрические машины и аппараты в Киевском политехническом институте соответственно в 1969, 1985 и 1996 г.г. Заведующий кафедрой электромеханики Национального технического университета Украины "Киевский политехнический институт" с 1999 г. Научные интересы связаны со структурно-системными исследованиями в электромеханике.

**Заблодский Николай Николаевич**, профессор, доктор технических наук. Защитил диплом инженера в Коммунарском горно-металлургическом институте в 1973 г. Диссертацию кандидата технических наук по специальности электрические машины и аппараты защитил в 1991 г в Московском горном институте. В 2008 г защитил диссертацию доктора технических наук в Национальном техническом университете "Харьковский политехнический институт". Заведующий кафедрой "Электрические машины и аппараты" Донбасского государственного технического университета. С 2005 г занимает должность проректора по научной работе Донбасского государственного технического университета. Научные интересы связаны с исследованиями полифункциональных электротепломеханических преобразователей энергии для энергосберегающих технологий.

**Плюгин Владислав Евгеньевич**, доцент, кандидат технических наук. Диплом инженера защитил в Донбасском государственном техническом институте в 2000 г. В 2004 г защитил диссертацию кандидата технических наук в Донецком национальном техническом университете по специальности электрические машины и аппараты. Научные интересы связаны с объектно-ориентированным проектированием полифункциональных электротепломеханических преобразователей энергии.

*Поступила в редколлегию 20.09.2011.*
*Рецензент д.т.н., проф. Лущик В.Д.*

**УДК 621.318**

***Ю.В. БАТЫГИН*****,** д-р техн. наук, проф., зав. каф., ХНАДУ, Харьков
***А.В. ГНАТОВ*****,** канд. техн. наук, ХНАДУ, Харьков
***О.С. САБОКАРЬ*****,** студент, ХНАДУ, Харьков
***Щ.В. ГНАТОВА,*** аспирант, ХНАДУ, Харьков

# ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЗАРЯДНОЙ ЦЕПИ НА ТОК В РАЗРЯДНОМ КОНТУРЕ МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОЙ УСТАНОВКИ. ОБРАБОТКА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Стаття присвячена визначенню мірі впливу параметрів зарядного кола на формування імпульсу струму в розрядному контурі при розряді нагромаджувачів ємнісної енергії. Проведена обробка експериментальних даних, отриманих за допомогою індукційного датчика – пояса Роговського. Проаналізовано вплив параметрів зарядного кола на форму і характеристики розрядного струму.

Статья посвящена определению степени влияния параметров зарядной цепи на формирование импульса тока в разрядном контуре при разряде накопителей емкостной энергии. Проведена обработка экспериментальных данных, полученных с помощью индукционного датчика – пояса Роговского. Проанализировано влияние параметров зарядной цепи на форму и характеристики разрядного тока.

**Введение.**

*Анализ основных достижений и публикаций, постановка задачи.* На данном этапе развития машиностроительной отрасли, необходимость в использовании принципиальных ресурсосберегающих технологий обуславливает разработку новейших процессов производства, к числу которых относятся бесконтактные методы магнитно-импульсной обработки металлов (МИОМ) [1, 2]. Силовая магнитно-импульсная установка (МИУ) является источником мощности в комплексах применяемых для пластического формоизменения металлов с использованием импульсного магнитного поля. Работа данной МИУ основана на использовании запасенной энергии электрического поля, с дальнейшим ее преобразованием в механическую энергию, при взаимодействии электромагнитных полей с индуцированными токами [2, 3].

При экспериментальной апробации МИУ важнейшими параметрами является амплитудные и частотные характеристики разрядного тока,

а также его форма. Сочетание этих характеристик позволяет достигать требуемых результатов воздействия на обрабатываемый объект.

Параметры разрядного контура МИУ определяют форму разрядного тока с соответствующими ему характеристиками. Но в зависимости от схемной реализации, например, как в [3-5] состав (параметры) зарядного контура также участвуют в формировании токового импульса в момент разряда МИУ.

Возникает необходимость в определении степени влияния зарядной цепи (ее состава и электротехнических характеристик) на процесс разряда, т.к. в технологиях магнитно-импульсной обработке металлов форма разрядного тока является определяющим фактором. По форме разрядного тока и его характеристикам можно судить о степени реализации МИОМ с рассматриваемой МИУ.

*Авторское предложение***.** С целью получения желаемой формы разрядного сигнала, в зарядный контур МИУ (рис. 1) включались различные электротехнические устройства – это катушка индуктивности (дроссель), дополнительное активное сопротивление (резистор), а также замена электромеханических коммутаторов (пускателей) электрическими (тиристорами).

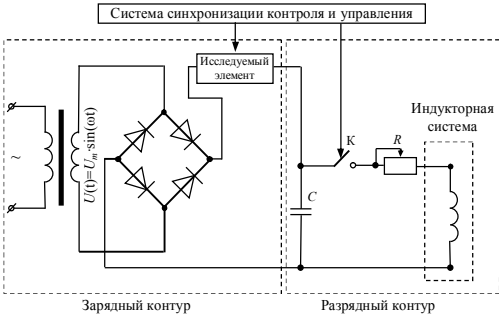



Рис. 1. Схема магнитно-импульсной установки для многократного генерирования разрядных импульсов.

Исследуемая МИУ предполагает работу в режиме многократного повторения токовых импульсов в разрядном контуре. Из этого следует, что время, затраченное на заряд емкостных накопителей энергии, является принципиально важным.

Использование вышеперечисленных элементов в зарядном контуре МИУ приводит к ряду характерных изменений. Так, например, замена

автоматического пускателя тиристором исключает возможность пробоя и появления электрической дуги, вследствие чего наблюдается дрожание, залипание контактов пускателя или их полное сплавление в момент замыкания и размыкания цепи. По той причине, что открытие запирающего *p-n* перехода осуществляется значительно быстрее, чем срабатывание втягивающего механизма пускателя, использование тиристора является более предпочтительным, причем робота циклов заряда-разряда становится значительно быстрее и более контролируемой [3, 4].

В ходе проведения экспериментов, из-за мгновенных падений напряжений, наблюдался сбой в работе, как аналогово-вычислительной техники, так и в системе синхронизации контроля и управления МИУ. Решением таковой проблемы является включение в зарядный контур индуктивности (дросселя) и активного сопротивления, что, в свою очередь, положительно влияет на протекание процесса заряда. За счет собственной индуктивности дросселя, его использование позволяет снизить мгновенные значения ударного тока заряда на конденсаторах, тем самым, снижая мгновенные падения напряжения на обмотках повышающего трансформатора. В совокупности с последовательно подключенным активным сопротивлением, это дает возможность корректировать величину времени заряда.

**Целью настоящей работы** является определение влияния параметров зарядного контура МИУ на формирование тока в разрядном контуре при разряде накопителей емкостной энергии.

**Расчетные соотношения.** Экспериментальные исследования проводились на оборудовании лаборатории электромагнитных технологий ХНАДУ. В качестве источника мощности использовалась магнитно-импульсная установка МИУС-2, которая обладает следующими характеристиками [1]:

- работа от сети ~ 220 В;
- зарядное напряжение до 2 кВ, запасаемая энергия до 2 кДж;
- собственная частота в импульсе ~ 7,5 кГц, в комплекте с согласующими устройствами – импульсными трансформаторами ~ 1…2 кГц;
- частота повторения разрядных импульсов до ~ 10 Гц;
- емкость конденсаторов $C$ = 1200 мкФ.

Далее приведен алгоритм численной обработки экспоненциально затухающих колебаний разрядного сигнала.

Сигнал в разрядном контуре МИУ измерялся в первичной обмотке согласующего устройства с помощью индукционного датчика – пояса Роговского. Исходя из принципов работы пояса Роговского, сигнал, измеренный с его помощью, является производной от первона-

чального (измеряемого) сигнала, протекающего в проводнике, который он охватывает. Для определения первичного сигнала – $I(t)$, необходимо произвести интегрирование сигнала $U(t)$, измеряемого с помощью пояса Роговского.

Данная операция может быть осуществлена одним из численных методов, например, методом Симпсона [7]

$$I(t)=\int_{t_0}^{t_n}U(t)dt=\frac{t_n-t_0}{3n}\left(\frac{U_0+U_n}{2}+\left(U_1+U_2+...U_{n-1}\right)+\right.$$
$$\left.+2\left(U_{\frac{1}{2}}+U_{\frac{3}{2}}+....+U_{\frac{n-1}{2}}\right)\right), \quad (1)$$

где $t$ – значение времени в конкретной точке интегрируемого сигнала; $U$ – значение интегрируемой функции напряжения, соответствующее временным отсечкам измеряемого сигнала; $I(t)$ – функция силы тока от времени; $n$ – количество точек интегрирования.

Целесообразность в использовании данного метода состоит в том, что он является наиболее точным, в отличие от аналогичных методов прямоугольников и прямолинейной трапеции [5].

Применим формулу (1) для интегрирования экспериментально полученных осциллограмм напряжения. Расчет и построение графических зависимостей $y = I(t)$ проводился на базе пакета программ Microsoft Office Excel 2003.

Для более качественного анализа процесса протекания тока, форма которого приближается к колебательной и характерной для реальных МИУ, необходимо рассчитать ряд фундаментальных величин, от которых, собственно, и зависит, как форма токового сигнала, так и его амплитудные и временные характеристики. Это декремент затухания сигнала токового импульса $\delta$, индуктивность $L$ и активное сопротивление $R$ разрядной цепи.

Запишем основные расчетные соотношения в соответствии с [2-4, 7]. Циклическая частота колебаний, рад/с

$$\omega = 2\pi \cdot f \ . \quad (2)$$

Логарифмический декремент затухания

$$\lambda = \ln\frac{U_1}{U_2}, \quad (3)$$

где $U_1 = U(t)$; $U_2 = U(t+T)$ – значение напряжения $U$, В за время $t$, с, измеренное с помощью пояса Роговского; $T$ – период колебания, при

заданной частоте $f$, Гц (среднее значение, измеренное по осциллограмме) $T = 1/f$ .

Абсолютный декремент затухания

$$\delta = \lambda / T . \quad (4)$$

Зная величину декремента затухания, можно судить об интенсивности изменения амплитуды сигнала за промежуток времени равный периоду. Чем меньшее значение декремента затухания, тем большее воздействие будет происходить на металл со стороны магнитного поля индуктора.

Собственная частота колебаний разрядного контура в рад/с определяется:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega^2 + \delta^2} . \quad (5)$$

Индуктивность $L$, Гн разрядного контура определяется:

$$L = 1/\left(\omega_0^2 \cdot C\right). \quad (6)$$

Активное сопротивление $R$, Ом разрядного контура определяется:

$$R = 2 \cdot \delta L . \quad (7)$$

Совокупность выражений (1), (4)-(7), в указанной последовательности, позволяют рассчитывать все основные характеристики процесса разряда емкостного накопителя в рассматриваемой МИУ. По значениям приведенных показателей, можно судить о работоспособности самой МИУ. Для чистоты экспериментальных исследований к МИУ, через согласующее устройство - импульсный трансформатор, был подсоединен цилиндрический индуктор, у которого рабочая область имеет форму усеченного конуса. Общий вид согласующего устройства с подключенным к нему индуктором представлен на рис. 2.

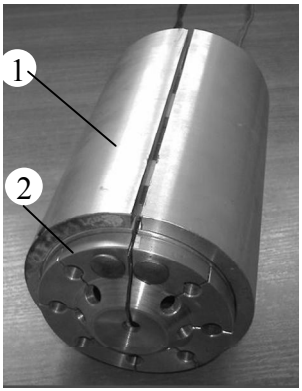



Рис. 2. Согласующее устройство (1) с индуктором-инструментом (2).

Осциллограммы сигнала в разрядной цепи измерялись с помощью цифрового осциллографа PV6501.

В ходе проведения эксперимента были проведены следующие опыты.

1.Установка МИУС-2 без исследуемых элементов в зарядной цепи. Накопители емкостной энергии заряжались до напряжения $U$ =1000 В.

2.Установка МИУС-2 с резистором в зарядной цепи номиналом $R$ = 12 Ом. Накопители емкостной энергии заряжались до напряжения $U$ =1000 В.

3.Установка МИУС-2 с резистором в зарядной цепи номиналом $R$ =170 Ом. Накопители емкостной энергии заряжались до напряжения $U$ =1800 В.

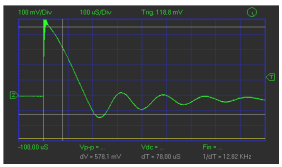
4.Установка МИУС-2 с индуктивностью (дросселем) в зарядной цепи. Накопители емкостной энергии заряжались до напряжения $U$ =1500 В.

5.Установка МИУС-2 в зарядную цепь, которой, включены дроссель и тиристор (в качестве электронного ключ), отключающий зарядный контур от разрядного. Накопители емкостной энергии заряжались до напряжения $U$ =1800 В.

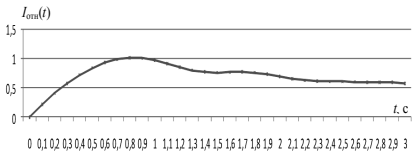
**Обработка осциллограмм.** Экспериментально измеренные значения сигналов в разрядной цепи МИУС-2 в виде осциллограмм в соответствии с проведенными опытами представлены на рис. 3,а – 7,а.

Используя формулу (1) для интегрирования сигнала с осциллограммы, получаем зависимость первоначального тока в исследуемой цепи от времени. Графики изменения искомой величины представлены на рис. 3,б – 7,б. Для большей наглядности используем относительные единицы измерения:

$$I_{\text{отн}}(t) = I(t) / I_{max}. \qquad (8)$$

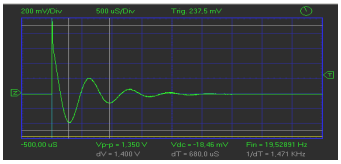


а

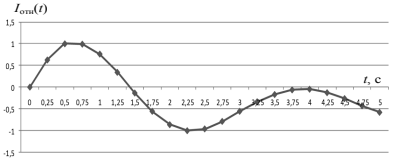



б

Рис. 3. Ток в зарядной цепи МИУ без исследуемых элементов: а – экспериментальная осциллограмма напряжения; б – график разрядного тока.

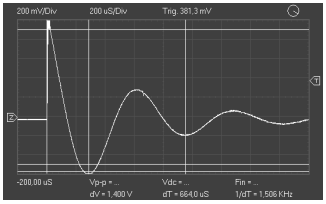


а

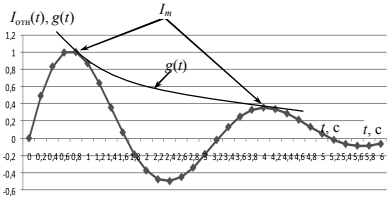



б

Рис. 4. Ток в зарядной цепи МИУ с резистором $R$ = 12 Ом: а – экспериментально измеренная осциллограмма напряжения; б – график изменения разрядного тока.

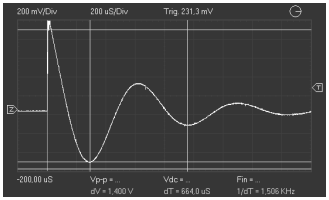



а

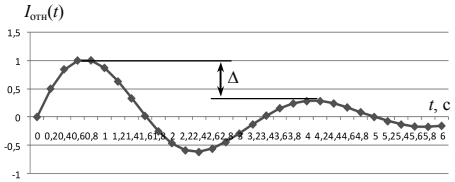



б

Рис. 5. Ток в зарядной цепи МИУ с резистором $R$ = 170 Ом: а – экспериментально измеренная осциллограмма напряжения; б – график изменения разрядного тока.

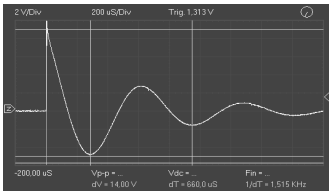



а

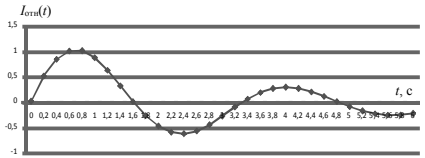



б

Рис. 6. Ток в зарядной цепи МИУ с дросселем и тиристором: а – экспериментально измеренная осциллограмма напряжения; б – график изменения разрядного тока.




а




б

Рис. 7. Ток в зарядной цепи МИУ с дросселем: а – экспериментально измеренная осциллограмма напряжения; б – график изменения разрядного тока.

*Замечание.* "Завал" графика ниже оси абсцисс в проинтегрированной зависимости рис. 4,б, гипотетически можно объяснить статистической погрешностью данного метода измерений. Даная погрешность спровоцирована тем, что при низких уровнях амплитуд исследуемых сигналов, имеют место высокочастотные наводки. Последние, искажают сигнал с пояса Роговского и, соответственно, вносят свою погрешность в вычисления искомых характеристик [6].

В табл. 1 представлены конечные результаты расчетов по соотношениям (2)-(7) отдельных искомых показателей характеризующих токовый сигнал в разрядном контуре МИУ, в зависимости от элемен-

тов зарядной цепи. Приведенные табличные показатели являются усредненными.

Таблица 1 – Расчетные характеристики

| Исследуемые элементы в зарядной цепи | Характеристики разрядного контура | | | |
|---|---|---|---|---|
| | Декремент затухания | | Индуктивность $L$, мкГн | Активное сопротивление $R$, Ом |
| | $\lambda$ | $\delta$ | | |
| Резистор $R$ =12 Ом | 1,1711 | 1699,27 | 9,43 | 0,030 |
| Резистор $R$ =170 Ом | 1,2577 | 1886,66 | 8,99 | 0,033 |
| Дроссель и тиристор | 1,0197 | 1664,00 | 8,92 | 0,029 |
| Дроссель | 1,0986 | 1647,91 | 9,10 | 0,030 |

Применяя операцию интегрирования к экспериментально измеренным осциллограммам, можно получить временную зависимость функций тока без применения интегрирующих цепочек в индукционных датчиках. Это дает ряд преимуществ в использовании интегрирующих методов в практике МИОМ. Т.к. для измерения конкретного сигнала, при изменении частоты разрядного импульса на выходе с МИУ, необходима своя интегрирующая цепочка. А применение интегрирующих методов при обработке измеренных осциллограмм с помощью индукционных датчиков, позволяет, не применяя интегрирующие цепочки, получить временную зависимость разрядного тока. Это свидетельствует об универсальности интегрирующих методов в практике МИОМ.

Обладая временными зависимостями функций тока можно судить об электромагнитных переходных процессах в разрядном контуре. Функции напряжения и тока от времени (измеренные в ходе эксперимента – функции напряжения от времени и полученные после интегрирования – функция тока от времени) в разрядном контуре МИУ эквивалентны между собой с разницей ~ $\pi/2$, т.е. найденные значения декремента затухания функции напряжения, так же применимы и для функции тока от времени.

В практике магнитно-импульсной обработки металлов временная функция тока индуктора, как правило, имеет вид экспоненциально затухающей синусоиды, то есть $I(t) = I_m \cdot e^{-\delta \cdot \varphi} \cdot \sin\varphi$, где $I_m$ – амплитуда тока, $\delta$ – относительный декремент затухания, $\varphi = \omega \cdot t$ – фаза, $\omega$ – циклическая частота возбуждающего тока. Это согласуется с полученными результатами обработки осциллограмм, например, на рис. 5, б

показана функция $g(t) = e^{-\delta T}$, задающая степень затухания синусоидальной функции $I_{\text{отн}}(t)$ с экстремумами $I_m$.

Значение силы тока имеет непосредственное влияние на создаваемый им магнитный поток $\Phi = L \cdot I$, следовательно, величина самого магнитного потока приобретает временную зависимость токового сигнала, где $L$ – действительное значение индуктивности разрядного контура, найденное входе обработки осциллограмм. Исходя из вышесказанного и основываясь на принципе работы МИУ, можно сказать, что влияние магнитного поля (при заданной частоте $f$), создаваемого разрядным током в индукторе, подключенного к МИУ, будет тем сильнее, чем меньше разница между значениями величины магнитного потока $\Phi(t)$ и $\Phi(t+T)$. То есть, чем меньше значение декремента затухания $\delta$, или величины $\Delta$ на рис. 6,б тем большее воздействие будет на заготовку со стороны магнитного поля индуктора – инструмента магнитно-импульсной обработки.

Результаты обработки экспериментальных данных (рис. 3-7) показывают существенное отличие между характеристиками разрядного контура в зависимости от параметров зарядной цепи. Помимо изменения взаимосвязанных показателей, замечено также, изменение независимых (от силы тока) переменных, к числу которых относят индуктивность и активное сопротивление разрядного контура. В свою очередь, повышение индуктивности приводит к увеличению значения магнитного потока, а уменьшение сопротивления способствует увеличению амплитудного значений тока $I_m$ (рис. 4, 5, 7). Это хорошо согласуется с известными положениями МИОМ.

Обработка экспериментальных данных полученных в опыте без исследуемых элементов в зарядной цепи МИУ (рис. 3) показала, что изменение разрядного тока имеет апериодический характер. Это свидетельствует о наличии значительной составляющей активного сопротивления в разрядном контуре МИУ. Т.е. при данной схемной реализации, характеристики импульса разрядного тока не соответствуют тем параметрам, при которых будет эффективная работа МИУ.

Особое внимание необходимо уделить опыту, когда в зарядной цепи стоит только активное сопротивлении с номиналом 12 Ом (рис. 4). Расчеты показывают, что в этом случае было получено наибольшее значение индуктивности в разрядном контуре и одно из наиболее выгодных значений декремента затухания токового импульса. Это говорит о том, что рассматриваемая схемная реализация является наиболее предпочтительной с точки зрения передачи энергии от МИУ к индуктору-инструменту МИОМ.

Проведенные исследования показали, что для эффективной работы МИУ в качестве источника мощности необходимо, чтобы в ее зарядную цепь было включено активное сопротивление порядка 10-15 Ом, а в качестве электронного ключа (для разъединения зарядного контура с разрядным), предпочтительно использовать тиристор.

**Выводы.**

1. Произведена обработка экспериментальных данных и осуществлен качественный анализ влияния параметров зарядного контура МИУ на формирование тока в разрядном контуре в процессе разряда накопителей емкостной энергии.

2. Проведенные исследования показали, что в рассматриваемой схемной реализации источника мощности – МИУ, параметры зарядного контура влияют на процессы в разрядной цепи установки.

3. Наиболее оптимальным, с точки зрения передачи энергии от источника мощности к инструменту-индуктору, является схемная реализация, в которой применяется тиристор в качестве электронного ключа, разъединяющего зарядный и разрядный контуры установки. Если последняя схемная реализация невозможна, то следует в зарядную цепь включить активное сопротивление номиналом 10-15 Ом. Данное решение обеспечивает достаточные условия для эффективной работы МИУ.

**Список литературы:** **1.** *Гнатов А.В.* Безконтактне магнітно-імпульсне рихтування автомобільних кузовів / *А.В Гнатов* // Вісник "ТДТУ". – Тернопіль: ТДТУ, 2010. – Т. 15. – Вип. 2. – С. 164-171. **2.** *Туренко А.Н., Батыгин Ю.В., Гнатов А.В.* Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Т.3. Теория и эксперимент притяжения тонкостенных металлов импульсными магнитными полями – Харьков: ХНАДУ, 2009. – 240 с. **3.** *Батыгин Ю.В.* Расчетные характеристики магнитно-импульсной установки для обработки металлов серией импульсов / *Ю.В. Батыгин, В.В. Воробъев, А.В. Гнатов* и др. // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". – Харків: НТУ "ХПІ", 2011. – № 12. – С. 86-95. **4.** Pat. USA 2008/0163661 A1. Dent removing method and device / *Meichtry* et al. – Pub. Date: Jul. 10, 2008. **5.** *Гнатов А.В., Драченко С.А., Сериков Г.С.* и др. Обработка результатов измерения импульсных токов поясом Роговского без применения интегратора // Материалы XI Междунар. науч.-практ. конф. "Современные информационные и электронные технологии (СИЭТ-2010)", Одесса, 24-28 мая 2010 г. – Одеса: Политехпериодика, 2010 – Т. 1. – С. 243. **6.** *Выгодский. М.Я.* Справочник по высшей математике. – М.: Наука, 2002. – 559 с. **7**. *Кузмичев В.Е.* Законы и формулы физики. – К.: Наук. думка, 1989. – 864 с.

**Батыгин Юрий Викторович –** Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет, доктор технических наук, професор, заведующий кафедрой физики; 61002, г. Харьков, ул. Петровского, 25; тел: (057) 700-38-52

**Гнатов Андрей Викторович –** Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет, кандидат технических наук, доцент кафедры "Автомобильная электроника"; 61002, г. Харьков, ул. Петровского, 25; тел: (057) 700-38-52

**Гнатова Щасяна Валиковна** – Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет, аспирант кафедры "Автомобильная электроника"; 61002, г. Харьков, ул. Петровского, 25; тел: (057) 700-38-52

**Сабокарь Олег Сергеевич** − Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет, студент 1-го курса кафедры "Автомобильная электроника"; 61002, г.Харьков, ул. Петровского, 25; тел: (057) 700-38-52

*Поступила в редколлегию 22.06.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

**УДК 621.313:536.2.24:539.2**

***В.Ф. БОЛЮХ***, д-р техн. наук., проф., НТУ "ХПИ", Харьков

# ИНДУКЦИОННО-ДИНАМИЧЕСКИЙ ПРИВОД ФОРСУНКИ ДВИГАТЕЛЯ ВНУТРЕННЕГО СГОРАНИЯ

Представлена математична модель індукційно-динамічного приводу форсунки двигуна внутрішнього згоряння. Отримані основні характеристики приводу форсунки при збудженні індуктора однопівперіодним імпульсом зі збереженням частини енергії в ємнісному накопичувачі. Встановлено вплив інтенсивності охолодження та частоти слідування імпульсів на температурні показники приводу.

Представлена математическая модель индукционно-динамического привода форсунки двигателя внутреннего сгорания. Получены основные характеристики привода форсунки при возбуждении индуктора однополупериодным импульсом с сохранением части энергии в емкостном накопителе. Установлено влияние интенсивности охлаждения и частоты следования импульсов на температурные показатели привода.

**Введение.** Важнейшим элементом современного двигателя внутреннего сгорания, обеспечивающим дозированный впрыск топлива в цилиндры, является электроуправляемая форсунка. Дозирование количества топлива зависит от длительности электрического импульса, подаваемого в обмотку электромагнита форсунки электронным блоком управления. Работа электроуправляемой форсунки, представляющей собой высокоточное электромеханическое устройство, связана с одновременно протекающими гидравлическими, механическими, электромагнитными и электрическими процессами. Форсунки работают в импульсном режиме при частоте срабатывания от 10 до 200 Гц в условиях вибрации и повышенных температур. При этом они должны обеспечивать линейность характеристики дозирования топлива на протяжении всего срока службы [1, 2].

**Анализ литературы.** В настоящее время наибольшее распространение получили форсунки с электромагнитным приводом [3-5]. Однако в них время открытого состояния клапана не совпадает с длительностью управляющего импульса. После подачи электрического импульса на форсунку в обмотке электромагнита возникает ток, препятствующий нарастанию магнитного потока в системе, вследствие чего открытие клапана происходит с задержкой по времени. При прекращении подачи управляющего импульса сохраняющийся магнитный

поток препятствует быстрому отпусканию запирающего элемента.

Повысить быстродействие электромагнитной форсунки можно за счет уменьшения числа витков обмотки электромагнита и ее индуктивности. Однако при этом увеличивается сила тока, а значит, возрастают потери и нагрев обмотки электромагнита.

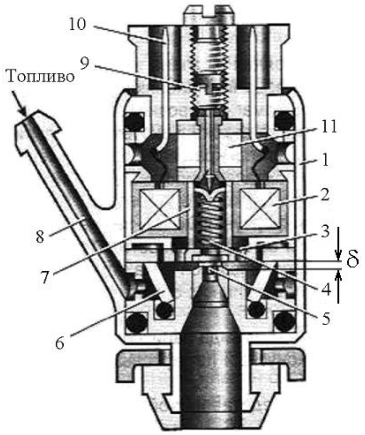



Рис. 1. Электромагнитная форсунка: 1 – корпус; 2 – обмотка электромагнита; 3 – жиклер клапана; 4 – пружина; 5 – запирающий элемент; 6 – топливный фильтр; 7 – сердечник электромагнита; 8 – топливные каналы; 9 – регулировочный винт; 10 – электрические контакты; 11 – магнитная вставка; δ – рабочий ход запирающего элемента.

В исходном состоянии при подаче импульса тока на обмотку электромагнита рабочий зазор δ максимален (рис. 1), в то время как электромагнитный привод создает максимальную силу притяжения при отсутствии зазора. Кроме того, подвижный ферромагнитный сердечник обладает существенной как механической, так и электромагнитной инерционностью. Все это ограничивает быстродействие электромагнитного привода и обуславливает поиск новых путей решения поставленной задачи.

Устранить указанные выше недостатки позволяет индукционно-динамический привод (ИДП), в котором неподвижный индуктор (многовитковая обмотка), возбуждаемый от емкостного накопителя энергии (ЕНЭ), посредством импульсного магнитного поля индуцирует вихревые токи в тонкостенном электропроводящем якоре, в результате чего возникает электродинамическая сила отталкивания, обеспечивающая линейное перемещение якоря с исполнительным (запирающим) элементом [6]. В этом приводе отсутствует ферромагнитный сердечник и максимальная сила возникает в исходном состоянии при отсутствии зазора между индуктором и якорем, что позволяет обеспечить необходимое быстродействие.

**Цель исследования.** Целью исследования является оценка эффективности использования ИДП для электроуправляемых форсунок двигателей внутреннего сгорания путем математического моделирования его электромеханических и тепловых характеристик.

**Математическая модель.** В форсунке с ИДП, совершающей воз-

вратно-поступательные движения, протекают импульсные пространственно-временные, зависимые друг от друга электрические, магнитные, механические и тепловые процессы [7]. На каждом рабочем цикле реализуется кратковременная фаза нагрузки, при которой в активных элементах (индуктор и якорь) создаются интенсивные токовые импульсы, и продолжительная пауза. Хотя такой режим напоминает повторно-кратковременный с малой ПВ, он обладает существенными особенностями, поскольку импульсная нагрузка столь непродолжительна, что нарастание температуры в активных элементах за рабочий период происходит практически в адиабатических условиях [8]. В ИДП циклического действия существенную роль играют противодействующие силы и тепловые процессы, которые зависят от остальных процессов и их параметров, в том числе, от ЕНЭ, индуктора и якоря, конструктивного выполнения, частоты следования импульсов, характера движения якоря и времени его взаимодействия с индуктором и др.

Электронным способом можно сформировать требуемый импульс возбуждения индуктора ИДП [9]. Рассмотрим ИДП дисковой конфигурации, параметры которого представлены в табл. 1, при возбуждении индуктора серией однополупериодных импульсов.

Таблица 1 – Параметры ИДП.

| Параметр | Обозначение | Величина |
|---|---|---|
| Внешний диаметр индуктора, мм | $D_{ex1}$ | 25,0 |
| Внутренний диаметр индуктора, мм | $D_{in1}$ | 5,0 |
| Высота индуктора, мм | $H_1$ | 4,0 |
| Внешний диаметр якоря, мм | $D_{ex2}$ | 25,0 |
| Внутренний диаметр якоря, мм | $D_{in2}$ | 1,0 |
| Высота якоря, мм | $H_2$ | 1,0 |
| Число витков индуктора, шт | $n_1$ | 40 |
| Коэффициент упругости возвратной пружины, МН/м | $K_p$ | 1,0 |
| Масса исполнительного элемента, г | $m_2$ | 20 |
| Начальная сила противодействия, Н | $f_0$ | 50 |
| Энергия ЕНЭ, Дж | $W_0$ | 2,5 |

Для учета комплекса взаимосвязанных электрических, магнитных, тепловых и механических процессов и различных нелинейных зависимостей используется следующий расчетный алгоритм. Весь переходный процесс разбивается на ряд малых временных интервалов

$\Delta t = t_{k+1} - t_k$, в пределах которых все величины считаются неизменными. По полученным в конце интервала в момент $t_{k+1}$ значениям токов рассчитываются температура $T$ и электродинамическая сила, действующая на якорь. По указанным нагрузкам определяются новые значения теплофизических и геометрических параметров, удельные сопротивления активных элементов, скорость и перемещение якоря, взаимная индуктивность, которые являются исходными для следующего интервала времени $\Delta t = t_{k+2} - t_{k+1}$. Величина скин-слоя в якоре и индукторе оценивается по результатам расчета и, при необходимости, осуществляется итерационный процесс коррекции соответствующего сопротивления. При таком подходе на численно малом временном интервале можно использовать линейные дифференциальные уравнения.

При работе ИДП в диске электропроводящего якоря возникает существенная неравномерность распределения индуцированного тока. Для учета этого в математической модели якорь представляется совокупностью элементарных короткозамкнутых контуров, равномерно распределенных по поверхности диска, а многовитковый индуктор – первичным контуром, подсоединенным к ЕНЭ. В таком случае электрические процессы в ИДП можно описать системой дифференциальных уравнений [8]:

$$R_0(T_0)\cdot i_0 + L_0\frac{di_0}{dt} + \frac{1}{C}\int_0^t i_0 dt + M_{01}(z)\frac{di_1}{dt} + \ldots + M_{0k}(z)\times$$
$$\times\frac{di_k}{dt} + V(t)\left(i_1\frac{dM_{01}}{dz} + \ldots + i_k\frac{dM_{0k}}{dz}\right) = U_0;$$
$$R_1(T_1)\cdot i_1 + L_1\frac{di_1}{dt} + M_{01}(z)\frac{di_0}{dt} + M_{12}\frac{di_2}{dt} + \ldots + M_{1k}\frac{di_k}{dt} +$$
$$+ V(t)\left(i_0\frac{dM_{01}}{dz} + i_2\frac{dM_{12}}{dz} + \ldots + i_k\frac{dM_{1k}}{dz}\right) = 0;$$
$$R_k(T_k)\cdot i_k + L_k\frac{di_k}{dt} + M_{0k}(z)\frac{di_0}{dt} + M_{1k}\frac{di_1}{dt} + \ldots + M_{k-1k}\times$$
$$\times\frac{di_{k-1}}{dt} + V(t)\left(i_0\frac{dM_{0k}}{dz} + i_1\frac{dM_{1k}}{dz} + \ldots i_{k-1}\frac{dM_{k-1k}}{dz}\right) = 0,$$

где $i_0$, $L_0$, $R_0$ – соответственно ток, индуктивность и сопротивление индуктора; $i_k$, $L_k$, $R_k$ – соответственно ток, индуктивность и сопротивление элементарного короткозамкнутого $k$-го контура якоря, перемещающегося со скоростью $V(t)$ вдоль оси $z$ относительно индуктора; $M_{kp}$

– взаимоиндуктивность между соответствующими токовыми контурами ($k \neq p$); $T_k$ – температура $k$-го токового контура; $C$, $U_0$ – соответственно емкость и напряжение ЕНЭ.

Аксиальное перемещение якоря $\Delta Z$ с исполнительным элементом возникает под действием электродинамической силы

$$f_z(t) = i_0(t_n) \cdot \sum_k i_k(t_n) \frac{dM_{0k}}{dz}(z) \cdot$$

Скорость якоря можно представить в виде рекуррентного соотношения:

$$V(t_{n+1}) = V(t_n) + \frac{t_{n+1} - t_n}{m_1 + m_2} i_0(t_n) \cdot \sum_k i_k(t_n) \frac{dM_{0k}}{dz} - K_P \times$$
$$\times \Delta Z(t_n) - K_T \cdot V(t_n) - 0{,}125 \cdot \pi \cdot \gamma_a \beta_a D_{ex2}^2 V^2(t_n),$$

где $m_1$ - масса якоря; $K_T$ - коэффициент динамического сопротивления; $\gamma_a$ - плотность среды перемещения; $\beta_a$ - коэффициент аэродинамического сопротивления.

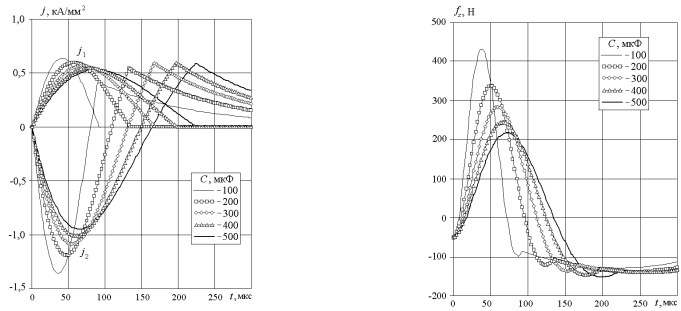
Для определения температур индуктора и якоря ИДП, изменяемых в течение рабочего процесса, целесообразно использовать так называемую схемную модель, построенную на основе эквивалентных схем замещения [10]. В этом случае усредненные по сечению температуры $n$-ого активных элементов при наличии теплового контакта между ними через изоляционную прокладку, можно описать рекуррентным соотношением [9]

$$T_n(t_{k+1}) = T_n(t_k) \cdot \exp\left[ \frac{-\Delta t}{c_n(T_n)\gamma_n H_n} \left( \frac{P_n \alpha_{Tn}(V)}{\pi\left(D_{ex}^2 - D_{in}^2\right)} + \frac{\lambda_u(T)}{d_a + \Delta Z} \right) \right] +$$
$$+ \left\{ 1 - \exp\left[ -\frac{\Delta t}{c_n(T_n)\gamma_n H_n} \left( \frac{P_n \alpha_{Tn}(V)}{\pi\left(D_{ex}^2 - D_{in}^2\right)} + \frac{\lambda_u(T)}{d_a + \Delta Z} \right) \right] \right\} \times$$
$$\times \frac{i_n^2(t_k) R_n(T_n) + T_0 P_n \alpha_{Tn}(V) + T_r(t_k)\zeta}{\alpha_{Tn}(V) F_{\alpha n} + \zeta},$$

где $\zeta = \pi \lambda_u(T) \left(D_{ex}^2 - D_{in}^2\right)\left(d_a + \Delta Z\right)^{-1}$; $c(T)$ – усредненная удельная теплоемкость; $\gamma$ – усредненная плотность материала; $\lambda_и(T)$ – коэффициент теплопроводности изоляционной прокладки; $d_a$ – толщина прокладки; $P_n$ – площадь поверхности охлаждения активного элемента; $\alpha(V)$ – коэффициент теплоотдачи; $r = 2, 1$ при $n=1, 2$ соответственно.

**Результаты математического моделирования.** Эффективность

работы индукционно-динамического привода во многом зависит от скорости протекания электромагнитных и механических процессов. На рис. 2 представлены электрические и силовые характеристики ИДП, при различной емкости, но неизменной энергии ЕНЭ.

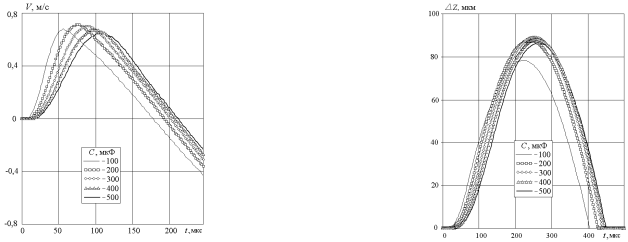



а б

Рис. 2. Усредненные плотности тока в индукторе $j_1$ и якоре $j_2$ (а) и аксиальные силы $f_z$, действующие на якорь (б) ИДП.

С увеличением емкости, а значит и уменьшении зарядного напряжения ЕНЭ снижаются амплитуды как разрядного, так и индуцированного токов активных элементов при существенном возрастании их длительности (рис. 2, а). На начальном этапе указанные токи находятся в противофазе, что обуславливает электродинамическую силу отталкивания между активными элементами. Но поскольку индуцированный в якоре ток имеет более высокую частоту изменения, то после изменения его полярности и до момента прекращения разрядного тока в индукторе, на якорь действует противоположно направленная электродинамическая сила, которая совместно с остальными противодействующими силами тормозит якорь (рис. 2, б). С увеличением емкости ЕНЭ амплитуда силового импульса уменьшается при одновременном увеличении его длительности.

Указанный характер аксиальной силы $f_z$ обуславливает различные значения максимальных перемещений $\Delta Z$ и скоростей $V$ якоря (рис. 3). Несмотря на то, что токи и силы в общем случае имеют регулярный характер в зависимости от величины емкости ЕНЭ, скорость и перемещение якоря такой зависимости не имеют (рис. 3). Максимальная величина перемещения якоря достигается при емкости $C$ = 300 мкФ, максимальная скорость – при $C$ = 200 мкФ, а максимальное ускорение – при $C$ = 100 мкФ.




а б

Рис. 3. Скорости (а) и перемещения (б) якоря с исполнительным элементом.

Перемещения якоря начинается через определенное время после подачи импульса управления на тиристор системы возбуждения, что необходимо учитывать при работе форсунки. Это обстоятельство экспериментально подтверждено путем одновременного измерения электрических и механических процессов ИДП [11]. На рис. 5 представлены осциллограммы тока индуктора, имеющего электронно сформированный апериодический импульс, и виброускорения заторможенного якоря, полученные при взаимодействии его с измерительной плитой, на которой установлен пьезодатчик. Величина задержки начала механических процессов относительно электрических строго фиксирована в ИДП и легко может быть учтена электронной схемой управления форсунки.

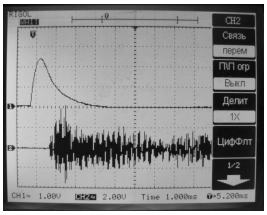



Рис. 4. Осциллограммы тока индуктора (канал 1) и виброускорения (канал 2) заторможенного якоря.

Таким образом, исходя из необходимых требований, можно сформировать соответствующие рабочие механические характеристики ИДП.

Рассмотрим тепловые характеристики ИДП при циклическом режиме работы с наиболее напряженными условиями, предполагая, что индуктор выполнен в виде плотно намотанной медной обмотки, уложенной с текстолитовый каркас и залит эпоксидным компаундом. В этом случае отвод тепловой энергии осуществляется в основном через поверхность, обращенную к подвижному якорю.

При каждом импульсе энергия ЕНЭ $W_c = 0{,}5C\left(U_0^2 - u_{c1}^2\right)$, где $u_{c1}$ – остаточное напряжение после рабочего импульса, поступает на нагрев активных элементов

$$W_n = \int i_n^2(t) R_n(T_n) dt\,;\ n=1,\ 2,$$

на движение якоря с исполнительным элементом

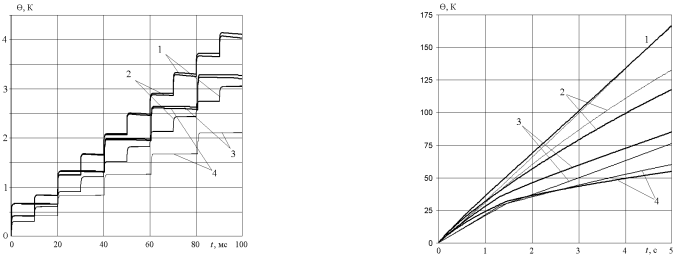
$$W_{kin} = 0{,}5V^2(t)(m_1 + m_2),$$

на сжатие возвратной пружины

$$W_{pr} = 0{,}5K_p\Delta Z^2(t),$$

и на аэродинамическое сопротивление среды перемещения.

На рис. 6 показаны превышения температур активных элементов $\theta_n = T_0 - T_n$, как на начальном, так и на продолжительном этапах работы ИДП. В начале работы температура якоря выше температуры индуктора. При этом с уменьшением частоты следования импульсов $f$ и повышением интенсивности охлаждения (повышается коэффициент теплоотдачи α) нагрев активных элементов ИДП снижается. (В расчетной модели учитывается, что тепловое взаимодействия якоря с индуктором осуществляется только в фазе покоя при непосредственном контакте между ними).




а б

Рис. 5. Превышения температуры индуктора (тонкие линии) и якоря (жирные линии) на начальном (а) и протяженном (б) этапах работы и при $C$ = 500 мкФ: 1 – α = 20 Вт/(м$^2$ К), $f$ = 100 Гц; 2 – α = 600 Вт/(м$^2$ К), $f$ = 100 Гц; 3 – α = 20 Вт/(м$^2$ К), $f$ = 50 Гц; 4 – α = 600 Вт/(м$^2$ К), $f$ = 50 Гц;

При естественном воздушном охлаждении и повышенной частоте следования импульсов (α = 20 Вт/(м$^2$ К), $f$ = 100 Гц) температуры индуктора и якоря при продолжительной работе ИДП практически выравниваются продолжая интенсивно возрастать со временем. Снижение частоты следования импульсов при этом же охлаждении вызывает повышенный нагрев уже якоря при меньшей скорости нагрева обеих активных элементов. Ситуация изменяется при интенсивном охлаждении [12], поскольку здесь более нагретым элементом привода является индуктор, причем скорость нагрева еще больше понижается.

Таким образом, тепловые факторы представляют определенную

проблему при работе ИДП в электроуправляемой форсунке, особенно при высокой частоте следования импульсов и отсутствии специальной системы охлаждения. Проблема повышенного нагрева активных элементов привода может быть в значительной степени решена при непосредственном взаимодействии якоря с топливом, подаваемым в цилиндры двигателя внутреннего сгорания.

**Заключение.** Показаны достоинства индукционно-динамического привода, обеспечивающего отталкивание электропроводящего якоря, по сравнению с электромагнитным приводом, обеспечивающим притяжение ферромагнитного якоря.

Представлена математическая модель ИДП, учитывающая комплекс взаимосвязанных электрических, магнитных, тепловых и механических процессов и нелинейных зависимостей, в которой основные уравнения представляются в виде рекуррентных соотношений.

Установлены электромеханические характеристики ИДП при возбуждении индуктора однополупериодным импульсом с сохранением части энергии в емкостном накопителе. Показано что максимальные величины перемещения, скорости и ускорения обеспечиваются при различной емкости источника при постоянной его энергии. Перемещения якоря начинается через определенное время после подачи импульса управления.

Установлено влияние интенсивности охлаждения и частоты следования импульсов на температурные показатели ИДП.

**Список литературы:** **1.** http://autodiagnose.narod.ru/injector.HTM. **2.** http://www.redmotor.ru/gazengine/55.html. **3**. *Марченко А.П., Прохоренко А.А., Мешков Д.В.* Выбор рациональных конструктивных параметров опытной топливной форсунки типа Common Rail быстроходного дизеля // Двигатели внутреннего сгорания. – 2007. – № 2. – С. 20-29. **4.** *Мельников П.В.* Влияние способа управления иглой дизельной форсунки на впрыскивание малых цикловых подач // Проблемы техники. – 2009.– № 3. – С. 20-26. **5.** *Крохотин Ю.М.* Новое семейство электрогидравлических форсунок для дизелей с топливными системами непосредственного действия // Автомобильная промышленность. – 2009. – № 6. – С. 16-20. **6.** *Болюх В.Ф., Ломов С.Г., Лучук В.Ф., Марков А.М., Щукин И.С.* Электродинамический привод дозирующего клапана топливной аппаратуры высокого давления // Материалы VIII Международной научно-практической конференции "Совершенствование мощностных, экономических и экологических показателей ДВС". – Владимир: ВГУ, 2001. – С. 87-89. **7.** *Bolyukh V.F., Luchuk V.F., Rassokha M.A., Shchukin I.S.* High-efficiency impact electromechanical converter // Russian electrical engineering. – 2011. – Vol. 82, № 2. – P. 104-110. **8.** *Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С.* Энергетические процессы и эффективность индукционно-динамического преобразователя ударного действия

// Електротехніка і електромеханіка. – 2009. – № 2. – С. 9-14. **9.** *Болюх В.Ф.* Влияние длительности токов обмотки возбуждения и якоря на эффективность индукционно-динамического электродвигателя // Электротехника. – 2001. – № 11. – С. 27-31. **10.** *Гуревич Э.И., Рыбин Ю.Л.* Переходные тепловые процессы в электрических машинах. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 216 с. **11.** *Болюх В.Ф., Рассоха М.О.* Експериментальні дослідження електромеханічних процесів лінійного індукційно-динамічного двигуна // Технічна електродинаміка. Тем. випуск: Силова електроніка та енергоефективність. – 2009. – Ч. 4. – С. 72-77. **12.** *Филиппов И.Ф.* Основы теплообмена в электрических машинах. – Л.: Энергия, 1974. – 384 с.

**Болюх Володимир Федорович**, професор, доктор технічних наук. Захистив диплом інженера за фахом "Кріогенна техніка" в 1979 р., дисертації кандидата і доктора технічних наук в Харківському політехнічному інституті за фахом електричні машини і апарати, відповідно в 1987 і 2003 рр. Професор кафедри "Загальна електротехніка" Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" з 2004 р. Наукові інтереси пов'язані з проблемами лінійних електромеханічних перетворювачів імпульсної дії, кріогенних і надпровідникових електромеханічних пристроїв.

*Поступила в редколлегию 06.07.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Лупиков В.С.*

**УДК 631.371**

***А.В. КОЗАК***, ст. преподаватель, Подольского государственного аграрно-технического университета, Каменец-Подольский
***А.В. АРХИПОВ***, канд. техн. наук, с.н.с., Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины, Харьков

# АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МНОГОДИОДНОГО ГЕНЕРАТОРА НА ЛАВИННО-ПРОЛЕТНЫХ ДИОДАХ

Проведено теоретичний аналіз суматора потужності у багатодіодному генераторі для з'ясування максимальної потужності в залежності від числа діодів.

Проведен теоретический анализ сумматора мощности в многодиодном генераторе с установлением максимальной мощности в зависимости от числа диодов.

**Введение.** Для создания электротехнологий, связанных с воздействием электромагнитных излучений на биологические объекты, необходимы исследования по созданию высокостабильных источников КВЧ диапазона, отвечающих высоким требованиям по спектру выходных сигналов и мощности.

**Цель, задание исследования.** Удовлетворение требований по мощности излучения возможно только на основе сумматоров [1]. Отсутствие сумматора мощности в коротковолновой части диапазона (более 100 ГГЦ) является актуальной задачей по созданию малогабаритного сумматора мощности диодных генераторов с высокодобротными колебаниями шепчущей галерии в бочкообразном резонаторе, содержащем конструктивные элементы с дополнительными дифракционными потерями, обеспечивающими функционирование полупроводниковых активных элементов.

**Основной текст.** При создании многодиодных генераторов должны быть удовлетворены требования оптимального сложения мощностей диодов, обеспечиваться максимальный КПД суммирования диодов и одновременно решаться задача работы каждого диода в режиме максимальной мощности.

Частота и электронная СВЧ мощность генерации ЛПД, определяется в основном технологическими параметрами: напряжением пробоя $U_{\text{пр}}$, площадью $p-n$ перехода $S$, плотностью рабочего тока, сопротивлением потерь диода $R_s$ и емкостью диода $C$.

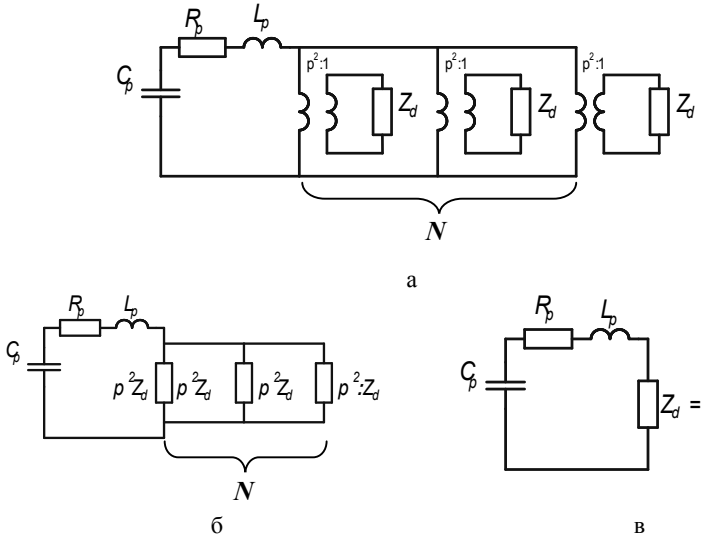



Рис. 1. Электрическая схема многодиодного ГЛПД.

На рис. 1 приведена упрощенная электрическая схема многодиодного ГЛПД с суммирующим резонатором (а) и преобразованные схемы (б, в). Суммирующий резонатор $L_p, C_p, R_p$ связан через трансформирующие элементы с коэффициентом трансформации $p^2$ и параллельно включенными диодами с импедансами $Z_d$ число которых $N$. Схема рис. 1, а преобразуется в схему рис. 1, б и затем при идентичности ЛПД в схему рис. 1, в. В результате многодиодный ГЛПД эквивалентен одному диоду с импедансом $Z_d^* = \frac{p^2}{N} Z_d$.

В этом случае основные параметры:

$$C^* = \frac{N}{p^2} C, \qquad R_s^* = \frac{p^2}{N} R_{s,}; \qquad R^* = \frac{p^2}{N} \left| -R_d \right|. \tag{1}$$

В простейшем случае, когда все диоды включены в пучность электрического поля суммирующего резонатора сосредоточено (почти в одной точке), коэффициент $p^2 = 1$, а при распределенном включении этот коэффициент существенно отличается от единицы.

Электронная мощность однодиодного ГЛПД определяется соотношением [2]

$$P_{\Gamma 1} = 0{,}25 \frac{J_0^2}{\omega^2 \tau_s} \frac{C}{1 + \dfrac{R_p}{\tau_s} C} \left( \frac{1 - \cos \omega\tau}{\omega\tau} \right)^2 Y_S(z), \qquad (2)$$

где $J_0 = \dfrac{I_0}{C}$ – плотность рабочего тока на единицу емкости, А/Ф; $\tau_s$ = $R_s C$ – постоянная потерь ЛПД при пробивном напряжении; $\omega\tau$ – угол пролета (оптимальное значение угла равно $0{,}7\,\pi \approx 2{,}2$; $R_p$ – сопротивление потерь резонатора; $\omega = 2\pi f$ – круговая частота; $J_{ns} = \dfrac{I_0}{C}$ – плотность пускового тока на единицу емкости.

Функция $Y_s(z)$ численно определена в [2] и приближенно равна

$$Y_s \approx 1 - z\,.$$

Параметр $z$ равен отношению

$$z \approx \frac{I_{ns}}{I_0} \left(1 + \frac{R_p}{\tau_s} C\right). \qquad (3)$$

Подставляя в (3) вместо емкости $C$ емкость $C*$, в соответствии с (2) получим суммарную выходную мощность диодов в многодиодном ГЛПД:

$$P_{\Gamma\Sigma} = 0{,}25 \frac{J_0^2}{\omega^2 \tau_s} \frac{\left(N/p^2\right) C}{1 + \left(R_p/\tau_s\right)\left(N/p^2\right) C} \left( \frac{1 - \cos \omega\tau}{\omega\tau} \right)^2 Y_S\left(z_\Sigma\right), \qquad (4)$$

где

$$z_\Sigma = \frac{\sum I_{ns}}{\sum I_0} \approx \frac{I_{ns}}{I_0} \left( 1 + \frac{R_p}{\tau_s} \frac{N}{p^2} C \right).$$

В большинстве случаев сопротивление потерь резонатора $R_p$ значительно меньше сопротивления потерь ЛПД $R_s$ и соответственно

$$\frac{R_p}{\tau_s} C = \frac{R_p}{R_s} >> 1\,.$$

В этом случае при малом числе диодов $N$ выходная мощность растет пропорционально числу диодов. При дальнейшем увеличении $N$ отношение $\dfrac{R_p}{\tau_s} \dfrac{N}{p^2} C$ становится соизмеримым с единицей и пропорциональность мощности числу диодов $N$ нарушается. Объяснение это-

му следует из (1) – с увеличением $N$ уменьшается модуль результирующего отрицательного сопротивления $R^*$ [3], что приводит к потере мощности. Оценить эти потери можно, преобразуя (4) к виду

$$P_{\Gamma\Sigma} = NP_{\Gamma 1}\frac{1+(R_p/\tau_s)C(1/p^2)}{1+(R_p/\tau_s)C(N/p^2)}\frac{Y_s(z_\Sigma)}{Y_s(z)} \approx$$

$$\approx NP_{\Gamma 1}\frac{1+(R_p/\tau_s)C(1/p^2)}{1+(R_p/\tau_s)C(N/p^2}\frac{1-I_{ns}/I_0\left[1+(R_p/\tau_s)(N/p^2)C\right]}{1-I_{ns}/I_0[1+(R_p/\tau_s)(1/p^2)C]}. \quad (5)$$

Таким образом, относительные потери мощности при сложении мощностей ЛПД составят:

$$L = 10\lg\frac{P_{\Gamma\Sigma}}{NP_{\Gamma 1}} = 10\lg\frac{1+(R_p/\tau_s)C(1/p^2)}{1+(R_p/\tau_s)C(N/p^2)}\frac{Y_s(z_\Sigma)}{Y_s(z)}, \text{ дБ}. \quad (6)$$

КПД при сложении мощностей нескольких идентичных диодов можно определить, используя

$$\eta_\Sigma = \frac{P_{\Gamma\Sigma}}{NP_{\Gamma 1}}100\%., \quad (7)$$

Полный электронный КПД многодидного ГЛПД определяется как

$$\eta = \eta_1\eta_\Sigma ,$$

где $\eta_1$ – КПД однодиодного ГЛПД.

На рис. 2 показаны зависимости суммарной мощности $P_{\Gamma\Sigma}$ и КПД сложения $\eta_\Sigma$ от $N$.

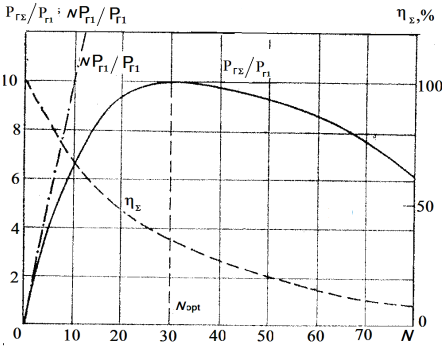



Рис. 2. Характеристики многодидного ГЛПД.

Эти зависимости показывают, что линейная зависимость суммарной мощности $P_{\Gamma\Sigma}$ от числа диодов $N$ наблюдается при малых $N$ ( $N \approx 3-4$ ).

При $N=5$ суммарная мощность составляет $\approx 0,8$ от арифметической суммы мощностей ($\eta_\Sigma \approx 0,8$). В расчете использованы следующие параметры ЛПД: рабочий диапазон частот $f=140-145$ ГГц, номинальная мощность $P_{пот}=0,09$Вт, рабочий ток $I_0=150mA$, рабочее напряжение $U_0=12$ В, $R_s=0,5$ Ом, $R_p=0,06$Ом, С = 0,2пФ, $p^2=1$, $\frac{I_0}{I_{ns}}=4$.

Определим число диодов, необходимое для получения на выходе сумматора мощности $P_{вых}$ = 0,25Вт, принимая $\eta_\Sigma$ = 0,8 и на основании $N \geq P_{вых}/\eta_\Sigma P_{ном} = 0,25/0,8x0,09 = 3,47$ выбираем $N=4$.

Мощность, потребляемая ЛПД, $P_o = I_0 U_0 = 0,15 \cdot 12 = 1,8$ Вт; электронный КПД диода $\eta_1 = P_d / P_0 = 0,09/1,8=0,05$; полный электронный КПД однодиодного генератора $\eta = \eta_1 \eta_k = 0,05 \cdot 0,7 \approx 0,035 \approx 3,5\%$.

Приведенные на рис. 2 зависимости показывают, что при сложении мощностей ЛПД существует оптимальное число диодов ( $N = N_{opt}$ ), при котором суммарная мощность достигает максимума

$$N_{opt} \approx p^2 \frac{\tau_s}{R_p C}\left(\sqrt{\frac{I_0}{I_{ns}}}-1\right), \qquad (8)$$

Суммарная емкость диодов при $N = N_{opt}$ составляет

$$C_\Sigma = N_{opt} C \approx p^2 \frac{\tau_s}{R_p}\left(\sqrt{\frac{I_0}{I_{ns}}}-1\right). , \qquad (9)$$

Таким образом, в сумматоре мощности на ЛПД с параллельным включением диодов с увеличением числа диодов увеличиваются потери мощности, которые приводят к нарушению линейного роста суммарной мощности. В подобных генераторах существует оптимальное число $N_{opt}$ выше которого увеличение числа диодов приводит к снижению суммируемой мощности.

**Выводы.** Результаты численного анализа показали, что обеспечить требования, предъявляемые к источнику излучений в диапазоне частот 140-150 ГГц выходной мощностью не менее 250 мВт, возможно

на основе сумматора мощностей четырехдиодного генератора на ЛПД с открытым бочкообразным резонатором.

**Список литературы: 1**. *Зарицкая Е.А.* Многодиодные сумматоры мощности миллиметрового диапазона / *Е.А. Зарицкая, Б. А. Коцержинский, В. П. Тараненко* // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. – 1984. – Т. 27. – № 12. – С. 4-8. **2**. *Тагер А.С.* Лавинно-пролетные диоды и их применение в технике СВЧ / *А.С. Тагер, В.М. Вальд-Перлов*. – М.: Сов. Радио, 1968. – 460 с. **3**. *Вальд-Перлов В.М.* Мощность, отдаваемая в нагрузку генератором на ЛПД / *В.М. Вальд-Перлов, А.Л. Захаров, И.М. Мартиросов* // Полупроводниковые приборы и их применение. – 1968. – Вып. 20. – С. 180-200.

*Поступила в редколлегию 22.09.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Лупиков В.С.*

**УДК 621.3.011.7:537.523.5:51-74**

***В.Н. СИДОРЕЦ,*** д-р техн. наук, ведущий научный сотрудник, ИЭС им. Е.О. Патона НАН Украины, Киев
***А.И. БУШМА,*** канд. техн. наук, научный сотрудник, ИЭС им. Е.О. Патона НАН Украины, Киев

# БИФУРКАЦИЯ ХОПФА В ЦЕПИ С ЛАЗЕРНО-ДУГОВЫМ РАЗРЯДОМ

Исследована бифуркация Хопфа в электрической цепи с лазерно-дуговым разрядом и инерционной обратной связью. Установлено, что бифуркация Хопфа может быть как суперкритическая, так и субкритическая. Найдена граница между двумя типами бифуркации. Описано взаимодействие бифуркации Хопфа с другими бифуркациями: бифуркацией двойного предельного цикла и бифуркацией сепаратрисы седла.

Досліджена біфуркація Хопфа в електричному колі з лазерно-дуговим розрядом та інерційним зворотним зв'язком. Встановлено, що біфуркація Хопфа може бути як суперкритичною, так і субкритичною. Знайдено границю між двома типами біфуркації. Описано взаємодію біфуркації Хопфа з другими біфуркаціями: біфуркацією подвійного граничного циклу та біфуркацією сепаратриси сідла.

**Введение.** Комбинированные лазерно-дуговые процессы и технологии, в частности, сварка и обработка материалов обеспечивают значительное увеличение производительности изготовления изделий, а также повышение их качества. Совместное воздействие лазерного пучка и электрической дуги на обрабатываемую поверхность позволяет получить новые типы изделий, соединений и конструкций, которые невозможно получить лазером и электрической дугой самостоятельно. Поэтому в последние десятилетия эти процессы привлекают пристальное внимание ученых всего мира.

Авторами были разработаны принципы построения специализированных источников питания лазерно-дугового разряда [1], т.к. применение обычного сварочное оборудование, в частности, источники питания электрической дуги не всегда экономически оправдано.

Решение этой задачи базировалось на анализе электрических цепей с сосредоточенными параметрами, в состав которых входит лазерно-дуговой разряд, как элемент цепи. Для этого авторами было проведено исследование статических вольтамперных характеристик этого разряда [2].

Было обнаружено, что в исследуемой системе может происходить бифуркация Хопфа, что в некоторых случаях могут приводить к автоколебаниям тока лазерно-дугового разряда. Как известно, дуговая сварка

модулированным током и импульсно-дуговая сварка, которые основаны на применении импульсного сварочного тока, имеют неоспоримые технологические преимущества перед обычным дуговым сварочным процессом. Был поставлен вопрос о возможности использования автоколебаний при разработке новых лазерно-дуговых технологий.

**Цель и задачи исследований.** Настоящая работа посвящена исследованию устойчивости автоколебаний тока лазерно-дугового разряда, т.к. от устойчивости автоколебаний зависит стабильность технологического процесса в целом.

Исследования проводились путем моделирования динамики электрической цепи с лазерно-дуговым разрядом. Задача исследования состояла в применении нелинейной теории обыкновенных дифференциальных уравнений для определения области параметров цепи и разряда, где система устойчива, а где неустойчива. С математической точки зрения эту задачу можно переформулировать как определение границ областей параметров перехода между суперкритической и субкритической бифуркацией Хопфа. Также представляет интерес взаимодействие бифуркации Хопфа с другими типами бифуркаций, происходящих в исследуемой системе.

**Автоколебания и бифуркация Хопфа.** Авторами было обнаружено, что в электрической цепи с лазерно-дуговым разрядом и инерционной обратной связью происходит бифуркация Хопфа [1].

Бифуркация Хопфа это процесс потери локальной устойчивости особой точкой при изменении какого-либо параметра системы. При этом тип особой точки изменяется из устойчивого фокуса в неустойчивый фокус. В этом процессе обязательно участвует предельный цикл. Если предельный цикл устойчивый, то это суперкритическая бифуркация Хопфа. Если предельный цикл неустойчивый, то это субкритическая бифуркация Хопфа [3].

При суперкритической бифуркации Хопфа особая точка теряет локальную устойчивость. Глобальная устойчивость системы сохраняется. Поэтому возникает устойчивый предельный цикл, который можно ассоциировать с автоколебаниями.

При субкритической бифуркации Хопфа особая точка взаимодействует с неустойчивым предельным циклом, который не является автоколебаниями. При этом потеря особой точкой локальной устойчивости приводит к глобальной неустойчивости.

Для решения поставленной задачи необходимо найти в области параметров границу изменения типа бифуркации Хопфа.

**Система дифференциальных уравнений.** Поскольку мы интересовались математическими аспектами проблемы, к техническим проблемам получения системы обыкновенных дифференциальных уравнений отсылаем к работе [1]. Воспользуемся ее результатами.

Итак, система двух дифференциальных уравнений (безразмерном виде), которая описывает электрическую цепь с лазерно-дуговым раз-

рядом имеет вид:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \mathbf{f}(x_1, x_2) \equiv \begin{bmatrix} \frac{1}{\Theta}\left[ \left(1 + R - Rx_1\right) x_2^{\frac{1-n}{2}} - x_1 \right] \\ \left[ \left(1 + R - Rx_1\right)^2 x_2^{-n} - 1 \right] x_2 \end{bmatrix} \qquad (1)$$

где $x_1$ – безразмерное напряжение на конденсаторе обратной связи; $x_2$ – безразмерный квадрат тока состояния лазерно-дугового разряда; $R$ – безразмерное сопротивление, характеризующее наклон внешней характеристики источника питания; $\Theta$ – коэффициент инерционности цепи обратной связи; $n$ – показатель степени в степенной аппроксимации статической вольтамперной характеристики лазерно-дугового разряда. Поскольку статическая вольтамперная характеристика падающая, то значение показателя степени $n$ отрицательное ($n < 0$).

Система (1) имеет две особые точки $S$ и $N$. Если точка $N$ является седлом при всех значениях параметров, то точка $S$ с координатами $[1\ 1]^{\mathrm{T}}$ может иметь различные типы в зависимости от соотношения параметров. Продемонстрируем это.

**Условия бифуркации Хопфа.** Матрица Якоби линеаризованной системы (1) в окрестности особой точки $S$ имеет вид

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} -\frac{1+R}{\Theta} & \frac{1-n}{2\Theta} \\ -2R & -n \end{bmatrix}, \qquad (2)$$

а характеристическое уравнение – полином второй степени

$$\Theta\lambda^2 + \left(1 + R + \Theta n\right)\lambda + \left(R + n\right) = 0\,. \qquad (3)$$

Легко убедиться, случай, когда собственные значения характеристического уравнения (3) чисто мнимые (т.е. $\lambda = j\omega_0$), осуществляется при значении бифуркационного параметра

$$\Theta_H = -\frac{1+R}{n}\,. \qquad (4)$$

В дальнейшем нам понадобится параметрическая запись [4] условия (4), которая удобнее при проведении символьных вычислений

$$C_H\left(\omega_0\right) = -\frac{1-n}{\omega_0^2 + n}; \quad R_H\left(\omega_0\right) = -\frac{\omega_0^2 + n^2}{\omega_0^2 + n}. \qquad (5)$$

На рис. 1 тонкая кривая в плоскости параметров ($R$, $\Theta$) соответствует бифуркации Хопфа (4).

**Нелинейный анализ бифуркации Хопфа.** Для выявления типа бифуркации Хопфа проведем дополнительные исследования, для чего найдем собственный вектор матрицы (2) при значении параметра равным бифуркационному

$$\mathbf{v}_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ -\dfrac{2nR}{n^2+\omega_0^2} + j\dfrac{2\omega_0 R}{n^2+\omega_0^2} \end{bmatrix}, \qquad (6)$$

с помощью которого построим матрицу **P**, согласно методике, изложенной в работе [5], и найдем обратную ей матрицу $\mathbf{P}^{-1}$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\dfrac{2nR}{n^2+\omega_0^2} & -\dfrac{2\omega_0 R}{n^2+\omega_0^2} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{P}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\dfrac{n}{\omega_0} & -\dfrac{n^2+\omega_0^2}{2\omega_0 R} \end{bmatrix}. \qquad (7)$$

Тензоры вторых $\mathbf{D}^2\mathbf{f}$ и третьих $\mathbf{D}^3\mathbf{f}$ производных в матричной форме записи имеют вид:

$$\mathbf{D}^2\mathbf{f} = \left[ \begin{bmatrix} 0 & -\dfrac{1}{2}\left(\omega_0^2+n^2\right) \\ -\dfrac{1}{2}\left(\omega_0^2+n^2\right) & \dfrac{1}{4}(1+n)\left(\omega_0^2+n\right) \end{bmatrix} \right]. \qquad (8)$$

$$\left[ \begin{bmatrix} 2R^2 & -2R(1-n) \\ -2R(1-n) & -n(1-n) \end{bmatrix} \right]$$

Для тензора $\mathbf{D}^3\mathbf{f}$ третьих производных ненулевые компоненты равны:

$$\mathbf{D}^3\mathbf{f}_{1,122} = \mathbf{D}^3\mathbf{f}_{1,212} = \mathbf{D}^3\mathbf{f}_{1,221} = -\frac{1}{4}R(1+n)\left(\omega_0^2+n\right);$$

$$\mathbf{D}^3\mathbf{f}_{1,222} = -\frac{1}{8}(1+n)(3+n)\left(\omega_0^2+n\right);$$

$$\mathbf{D}^3\mathbf{f}_{2,112} = \mathbf{D}^3\mathbf{f}_{2,121} = \mathbf{D}^3\mathbf{f}_{2,211} = 2R^2(1-n);$$

$$\mathbf{D}^3\mathbf{f}_{2,122} = \mathbf{D}^3\mathbf{f}_{2,212} = \mathbf{D}^3\mathbf{f}_{2,221} = 2nR(1-n);$$

$$\mathbf{D}^3\mathbf{f}_{2,222} = n\left(1-n^2\right).$$

Пройдя по всей цепочке вычислений (указанной в работе [5]), удалось получить аналитическое выражение для индекса Флоке $\beta_2$. Приводить его не будем, но качественно опишем поведение. При малых значениях параметра $R$ индекс Флоке положителен, что соответствует субкритической бифуркации Хопфа, а при возрастании параметра $R$ становиться отрицательным, что соответствует суперкритической бифуркации Хопфа. Смена типа бифуркации происходит при значении параметра $R$, которое находится из условия равенства нулю индекса Флоке $\beta_2 = 0$

$$R_{HS} = \frac{1-3n}{2}, \qquad (9)$$

что на плоскости параметров ($R$, Θ) делит кривую бифуркации Хопфа, на субкритическую и суперкритическую (рис. 1).

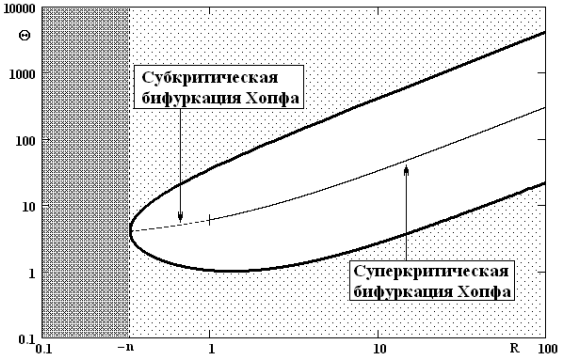



Рис. 1. Области различных типов собственных значений особой точки S в плоскости ($R$, Θ). Жирная кривая – кратность собственных значений; тонкая кривая – собственные значения чисто мнимые (бифуркация Хопфа); + – точка изменения типа бифуркации Хопфа.

Чтобы подтвердить полученный аналитический результат был поставлен численный эксперимент. Система обыкновенных дифференциальных уравнений (1) интегрировалась численно. В качестве метода интегрирования дифференциальных уравнений применялся метод Рунге-Кутты по схеме Дормана-Принса 7(8) порядка с переменным шагом [6] при точности решения дифференциальных уравнений $10^{-15}$. Для нахождения периодических решений применялся модифицированный метод стрельбы [7], а выполнение условий периодичности осуществлялись с точностью $10^{-12}$. Как альтернативный и проверочный вариант использовались процедуры численного интегрирования жестких обыкновенных дифференциальных уравнений математического пакета MathCAD. Численный эксперимент подтвердил наличие устойчивых и неустойчивых предельных циклов.

**Взаимодействие бифуркации Хопфа с другими типами бифуркаций.** С помощью численного эксперимента были обнаружены другие типы бифуркаций, которые нельзя описать аналитически.

Было исследовано возникновение и эволюция предельного цикла, при взаимодействии с которым происходит бифуркация Хопфа. При малых значениях параметра $R < 1$ (для $n = -1/3$) неустойчивый предельный цикл рождается при значении бифуркационного параметра $\Theta < \Theta_H$ (4). Скорее всего, это происходит в результате бифуркации сепаратрисы седла. Поэтому амплитуда его максимальна. С ростом параметра Θ амплитуда неустойчивого цикла уменьшается и при бифуркации Хопфа $\Theta = \Theta_H$ становится равной нулю.

При больших значениях параметра $R$ устойчивый предельный цикл рождается при бифуркации Хопфа $\Theta = \Theta_H$ с нулевой амплитудой. С ростом параметра $\Theta$ амплитуда устойчивого цикла увеличивается и при значении бифуркационного параметра $\Theta > \Theta_H$ он исчезает в результате бифуркации сепаратрисы седла.

Особый интерес представляет эволюция системы при промежуточных значениях параметра $R$, когда $R > R_{HS}$ (9). Численные эксперименты показали, что в этом случае в системе при одном и том же значении параметра $\Theta$ может сосуществовать два предельных цикла: устойчивый внутри неустойчивого. Неустойчивый предельный цикл появляется в результате бифуркации сепаратрисы седла, устойчивый – результате бифуркации Хопфа. При увеличении параметра $\Theta$ амплитуда неустойчивого уменьшается, а устойчивого увеличивается. Когда эти амплитуды становятся равными, в системе происходит еще один вид бифуркации. В литературе нет устоявшегося термина. Иногда ее называют тангенциальной бифуркацией, иногда – седло-узловой бифуркацией для циклов. Возможно название – бифуркация двойного предельного цикла – наиболее корректно отражает суть происходящего процесса, т.к. в результате два цикла сливаются и разрушают друг друга.

**Выводы.**

1. В нелинейных электрических цепях с лазерно-дуговым разрядом и инерционной обратной связью возможны как суперкритическая, так и субкритическая бифуркации Хопфа.

2. Субкритическая бифуркации Хопфа приводит к возникновению с системе устойчивых автоколебаний, которые можно использовать при создании новых лазерно-дуговым технологий.

3. Для понимания физической сущности бифуркации Хопфа необходимо рассматривать ее в связи с другими бифуркациями: бифуркацией двойного предельного цикла и бифуркацией сепаратрисы седла.

**Поддержка научных исследований.** Научные исследования, результаты которых излажены выше, проведены при финансовой поддержке "Державного фонду фундаментальних досліджень України" в рамках совместного украинско-российского проекта ДФФД-РФФИ-2011 (грант Ф40.7/047).

**Список литературы: 1.** *Bushma A.I., Sydorets V.N.* Feedbacks Impact on the Work Stability of Laser-Arc Discharge Power Source // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск: Силова електроніка та енергоефективність. – 2011. Ч. 1. – С. 260-263. **2.** *Бушма А.И., Сидорец В.Н.* Квазистатические вольтамперные характеристики комбинированного лазерно-дугового разряда // Технічна електродинаміка,

Тематичний випуск: Силова електроніка та енергоефективність. Ч. 1. – 2010, – С. 201-204. **3.** Теория бифуркаций динамических систем на плоскости / Андронов А.А., Леонтович Е.А., Гордон И.И., Майер А.Г. – Москва: Наука, 1967. – 488 с. **4.** *Сидорец В.Н.* Особенности анализа собственных значений математических моделей нелинейных электрических цепей // Электронное моделирование. – 1998. – Т. 20, № 5. – С. 60-71. **5.** *Сидорец В.Н.* Особенности бифуркации Хопфа в нелинейных цепях с электрической дугой // Электронное моделирование. – 2008. – Т. 30, № 4. – С. 3-19. **6.** *Хайрер Э., Нерсетт С., Ваннер Г.* Решение обыкновенных дифференциальных уравнений. Нежесткие задачи. – Москва: Мир, 1990. – 512 с. **7.** *Сидорец В.Н.* Метод многократной стрельбы для исследования бифуркаций динамических систем // Электронное моделирование. – 2006. – Т. 28. – №4. – С.3-13.

**Сидорец Владимир Николаевич**, доктор технических наук. Защитил диссертации кандидата и доктора технических наук в Институте электродинамики НАН Украины по специальности Теоретическая электротехника, соответственно в 1992 и 2009 гг. Ведущий научный сотрудник отдела "Физика газового разряда и техника плазмы" Института электросварки им. Е.О. Патона НАН Украины с 2009 г.
Научные интересы связаны с проблемами моделирования нелинейных цепей с электрической дугой, взаимодействия лазерного излучения с металлами, детерминированного хаоса и странных аттракторов.

**Бушма Александр Иванович**, кандидат технических наук. Защитил диссертацию кандидата технических наук в Национальном техническом университете Украины "Киевский политехнический институт" по специальности Процессы физико-технической обработки в 2008 г. Научный сотрудник отдела "Физика газового разряда и техника плазмы" Института электросварки им. Е.О. Патона НАН Украины с 2006 г.
Научные интересы связаны с проблемами лазерной обработки материалов, комбинированных лазерно-дуговых процессов.

*Поступила в редколлегию 15.09.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Лупиков В.С.*

**УДК 620.179.14**

***Б.М. ГОРКУНОВ*****,** канд. техн. наук, проф., НТУ "ХПИ", Харьков
***И.В. ТЮПА*****,** канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков
***А.А. ТИЩЕНКО***, аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков

# ИССЛЕДОВАНИЕ ТОКОПРОВОДЯЩИХ СЛОИСТЫХ СТРУКТУР ВИХРЕТОКОВЫМ МЕТОДОМ

Приведено результати дослідження матеріалів, що є набором трубок і стрижнів для імітації зразка із зміцненим шаром. Побудовано залежності вихідних сигналів вихрострумового перетворювача від сирого і зміцненого зразків.

Приведены результаты исследования материалов, представляющих собой набор трубок и стержней для имитации образца с упрочненным слоем. Построены зависимости выходных сигналов вихретокового преобразователя от сырого и упрочненного образцов.

**Введение.** В настоящее время особо актуальным является вопрос повышения прочностных характеристик различных деталей и узлов машиностроительного оборудования. Это связано с тем, что для современного машиностроения характерны сложные условия эксплуатации машин на фоне постоянно растущих требований к ресурсосбережению, работа с агрессивными средами и в областях высоких нагрузок и т.д. Поскольку надежность и долговечность машин и механизмов во многом зависят от качества поверхностных слоев деталей, то именно поверхностный слой металла оказывается наиболее нагруженным и подверженным износу. Поэтому для повышения надежности и долговечности машин и механизмов применяется ряд способов поверхностной обработки металлических изделий [1, 2], каждый из которых выбирается исходя из требуемых прочностных характеристик изделий и марки материала. В свою очередь возникает еще один вопрос – контроль глубины упрочненного слоя, который можно осуществить разрушающими [3] и неразрушающими методами контроля [4]. На сегодняшний день огромное развитие получило использование вихретокового метода для контроля данного параметра, т.к. выходные сигналы преобразователя корреляционно связаны с электромагнитными характеристиками изделия [5].

**Цель работы** – проведение экспериментальных исследований для

определения изменения выходного сигнала вихретокового преобразователя (ВТП) от сырого образца и от образца с имитацией упрочненного слоя, т.е. при моделировании упрочненного слоя объекта.

**Описание эксперимента.** Для определения выходного сигнала ВТП от упрочненного слоя было проведено ряд экспериментальных исследований на образцах, представляющих собой набор стержней и трубок из разных материалов (рис. 1), которые позволили смоделировать упрочненный образец, т.е. электромагнитные характеристики трубки значительно отличались от электромагнитных характеристик стержня.

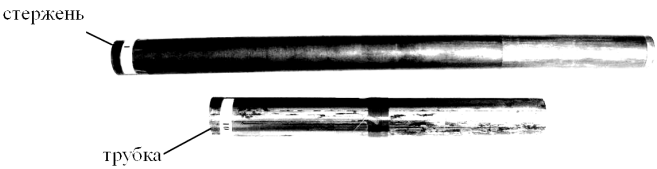



Рис. 1. Различные виды экспериментальных образцов.

На рис. 2 приведена электрическая принципиальная схема включения вихретокового преобразователя для случая реализации контроля глубины упрочненного слоя.

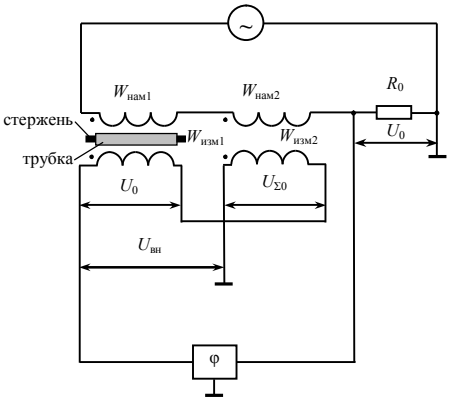
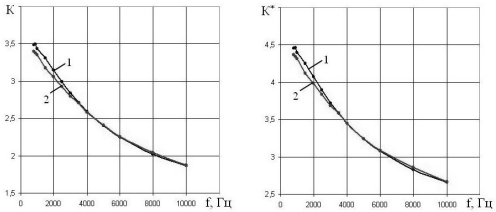



Рис. 2. Электрическая схема включения вихретокового преобразователя.

Конструктивно ВТП выполнен в виде двух идентичных трансформаторов проходного типа, первичные (намагничивающие) обмотки которых содержат равное количество витков $W_{нам1}= W_{нам2}=80$ витков. Эти обмотки между собой включены последовательно согласно и подключены к генератору синусоидального тока с возможностью перестройки по частоте и току намагничивания. В первом трансформаторе (рис. 2) размещен исследуемый объект контроля ОК, представляющий собой цилиндрический стержень, находящийся внутри трубки. Вторичные обмотки трансформатора имеют так же равное количество витков $W_{изм1}= W_{изм2}=40$ витков.

Эксперименты проводились при следующих условиях: намагничивающий ток $I = 150$ mA, рабочее напряжение $U = 450$ mV, образцовое сопротивление $R_0 = 3$ Ом. Обмотки преобразователей были выполнены из провода $d_{пр} = 0{,}12$ мм для измерительной и $d_{пр} = 0{,}23$ мм для намагничивающей обмоток.

На рис. 3 приведены зависимости $K=U_{вн}/U_{\Sigma 0}$ от частоты зондирующего поля (а) и $K^*=U_{\Sigma}/U_{\Sigma 0}$ от частоты зондирующего поля (б). На рис. 3 обозначены: 1 – графики зависимости для стержня; 2 – графики зависимости для стержня с трубкой, т.е. имитация образца с упрочненным слоем.




а) б)

Рис. 3. Зависимости выходных сигналов ВТП от упрочненного слоя.

Результаты модельного эксперимента хорошо коррелируются с теоретическими расчетами, полученными в работе [6]. На графиках относительного выходного сигнала ВТП от упрочненного слоя и сырого металла видна граница перехода на частоте зондирующего электромагнитного поля, соответствующей глубине скин-эффекта. Поскольку с ростом частоты нижний слой не оказывает влияние на выходной сигнал, контроль границы упрочненного слоя можно осуществить в достаточно узком частотном диапазоне, выбор которого осуществляется в результате предварительных теоретических расчетов.

**Вывод.** Модельный эксперимент, проведенный в настоящей работе, показывает, что при сканировании по частоте электромагнитным полем объекта, который был подвержен упрочнению, существует возможность определения границы упрочненного слоя по выходному сигналу ВТП. Также следует отметить, что граница перехода выходного сигнала ВТП от сырого объекта и упрочненного слоя имеет определенную размытость, поэтому в случае реального объекта можно утверждать об определенном частотном диапазоне электромагнитного поля, в пределах которого существует граница перехода.

**Список литературы:** **1.** *Д.М. Гуреев*. Лазерно-ультразвуковое упрочнение поверхности стали // Квантовая электроника. – 1998. – № 3. – С. 282-286. **2**. *Е.В. Долбилин*, *А.В. Кокорин*. Новые методы химико-термической обработки в электрическом разряде // Технология машиностроения. – 2007. – № 6. – С. 40-45. **3.** *Федосов С.А.*, *Пешек Л.* Определение механических свойств материалов микроиндентированием: Современные зарубежные методики. – М.: Физический факультет МГУ, 2004. – 100 с. **4.** Неразрушающий контроль: Справочник: В 7 т. Под общ. ред. *В.В. Клюева*. Т.2: В 2 кн.: Вихретоковый контроль. Книга 2 / *Ю.К. Федосенко*, *В.Г. Герасимов*, *А.Д. Покровский*, *Ю.Я. Останин*. – М.: Машиностроение, 2003. – 688 с. **5.** *А.В. Макаров*, *Э.С. Горкунов*, *Л.Х. Коган*, *Ю.М. Колобылин*, *Л.Г. Коршунов*, *А.Л. Осинцева*. Особенности электромагнитных методов контроля износостойкости среднеуглеродистой конструкционной стали, подвергнутой лазерной или объемной закалке и отпуску // Дефектоскопия. – 2006. – №7. – С. 28-39. **6.** *Б.М. Горкунов*, *А.А. Тищенко*. Метод суперпозиции при определении глубины упрочненного слоя вихретоковым методом // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Сер. "Электроэнергетика и преобразовательная техника". – Харків: НТУ "ХПІ". – 2011. – №19. – С. 94-97.

*Поступила в редколлегию 30.09.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

**УДК 621.317.4**

***Е.Г. КРАМЧАНИН,*** аспирант, НТЦ МТО НАНУ, Харьков

# ПРИНЦИПЫ УПРАВЛЕНИЯ КОНТУРНОЙ ДИНАМИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ ИЗМЕРЕНИЯ МАГНИТНОГО МОМЕНТА ПРИ УГЛОВОМ ПЕРЕМЕЩЕНИИ ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА

Розглянуті принципи керування контурними динамічними системами для вимірювання магнітного моменту при кутовому переміщенні технічного об'єкта. Розглянута функціональна схема керування системою та особливості її практичної реалізації.

Рассмотрены принципы управления контурными динамическими системами измерения магнитного момента при угловом перемещении технического объекта. Рассмотрена функциональная схема управления системой и особенности ее практической реализации.

**Введение.** При проектировании и эксплуатации космических аппаратов одним из параметров, который необходимо определять и контролировать является магнитный момент (ММ). Для точной ориентации спутника на околоземной орбите необходимо знать величину собственного ММ аппарата.

Развитие новых и совершенствование существующих технологий ведет к уменьшению массогабаритных показателей разрабатываемых космических аппаратов, что усложняет задачу определения их ММ.

Повышение точности определения магнитных моментов (ММ) технических объектов (ТО) является важной научно-технической задачей. Особенно это актуально для ТО с малым удельным значением ММ, когда технический объект (ТО) объемом 1 м$^3$ обладает ММ порядка 0,1 А·м$^2$ и менее [1].

Определение ММ является непрямыми измерениями, то есть величину ММ определяют путем пересчета измеренных физических величин.

Существует множество методов и способов определения ММ, однако широкое распространение получили методы, основанные на использовании феррозондовых датчиков и пространственных контуров различной конфигурации.

При определениях малых ММ (менее 0,1 А·м$^2$) рациональным выглядит использование контурных динамических систем у которых минимизирована методическая погрешность [2].

В динамических контурных системах применяется принцип измерения ММ, основан на математической обработке данных измерений о магнитном потоке при перемещении ТО внутри системы. По виду движения ТО такие системы можно также разделить на системы с угловым и с линейным перемещением.

Целью данной работы является адаптация принципов управления для контурной динамической системы с угловым перемещением ТО, а так же исследование аспектов практической реализации управления в такой системе.

Постановка задачи. Определение магнитного момента технического объекта при помощи контурной динамической системы сводится к фиксированию магнитной сигнатуры ТО при его перемещении внутри измерительного контура и последующем определении ММ исходя из [3, 4].

$$M = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi(x)dx \qquad (1)$$

Магнитная сигнатура – это зависимость магнитного потока от положения ТО относительно измерительного контура.

При этом, пределами интегрирования являются начальная и конечная координаты ТО соответственно. Для систем с угловым перемещением ТО пределы интегрирования от 0 до $2\pi$ [5].

Поэтому для определения ММ ТО при помощи контурной динамической системы необходимо определить значение магнитного потока для каждого значения угла поворота ТО от 0 до $2\pi$. Обрабатывая полученную матрицу по формуле (1) можно определить ММ ТО.

**Общий случай.** Основные составные части контурной динамической системы это: измерительный контур, веберметр, устройство перемещения ТО, устройство для определения положения ТО. В такой системе имеется два потока данных, магнитный поток и координата ТО, как объекты управления.

Функциональная схема системы представлена на рис. 1: УУ – устройство управления; УМ – усилитель мощности; Э – электропривод; ТО – технический (исследуемый) объект; КУ – координатное устройство; ИС - измерительный контур; УС – устройство синхронизации.

Реализации способов перемещения ТО могут быть различны , например при помощи электропривода который будет приводить в движение тележку с установленным ТО.

Такая система имеет два независимых информационных канала, один для определения координаты ТО, а второй для определения магнитного потока. Обратная связь в канале определения положения не-

обходима для управления электроприводом и остановки электропривода по достижению конечной точки перемещения. При этом, по завершению перемещения так же будет завершено фиксирование данных о магнитном потоке.

Рассмотрим случай контурной динамической системы для определения ММ при угловом перемещении ТО и ее практическая реализация.

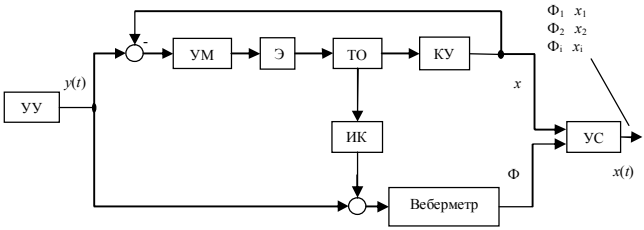



Рис. 1. Функциональная схема контурной динамической системы.

**Функциональная схема управления системой.** В качестве частного случая реализации контурной динамической системы может быть рассмотрен макет, созданный на магнитодинамическом комплексе НТЦ МТО НАН Украины [6]. Макет представляет собой измерительную систему, состоящую из измерительного и компенсационного контуров, веберметра, поворотного и координатного устройств и ПК для управления системой. Для минимизации негативного влияния электропривода на измерительный контур и в виду небольшой массы исследуемых ТО поворот испытуемого объекта осуществляется вручную. Функциональная схема созданного макета контурной системы показана на рис. 2, где ДКН – датчик "начала-конца" измерений.

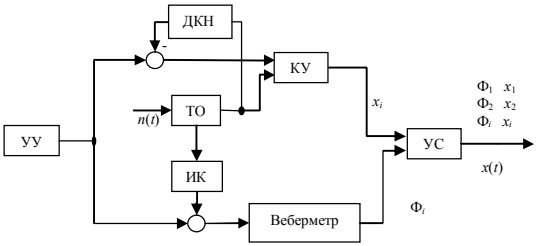



Рис. 2. Функциональная схема управления контурной динамической системы для определения ММ при угловом перемещении ТО.

Для определения угловой координаты ТО при его угловом перемещении было разработано и создано цифровое координатное устройство выполненное на микропроцессорной элементной базе. Для фиксирования начального положения и фиксирования поворота на $360^{o}$ применяется установленный на поворотном столе датчик (ДКН).

В созданном макете контурной системы управление процессом измерения осуществляется при помощи ПК, для этого была разработана программа управления. Веберметр и координатное устройство подключаются к ПК через два последовательных порта RS-232C через которые осуществляется как управление устройствами, так и получение данных.

Устройство управления (УУ) и устройство синхронизации (УС) показанные на рис. 2 в созданном макете контурной системы реализованы программно и являются частью разработанного программного обеспечения для управления системой.

Управление процессом измерения в такой системе выглядит следующим образом. Оператор через интерфейс ПО запускает процесс измерения (нажатием соответствующей кнопки), при этом от УУ посылается запрос готовности к КУ и веберметру. После инициализации КУ и веберметра начинают равномерное вращение ТО. При наличии внешнего возмущения $n(t)$ приводящего ТО в движение, с КУ на УС поступают значения текущей угловой координаты, а с веберметра – магнитного потока. В конце каждого передаваемого пакета данных добавляется специальный символ для контроля целостности передаваемой информации. В УС происходит разбор и синхронизация полученных данных, значения текущей угловой координаты и магнитного потока отображаются в окне программы и сохраняются в файлах. Датчик ДКН срабатывает при повороте ТО на $360^{o}$. При вращении ТО постоянно проверяется состояние ДКН и при его срабатывании прекращается передача значений угловой координаты и магнитного потока.

Рис.3. Место оператора контурной динамической системы.

Пример реализации места оператора контурной динамической системы показан на рис. 3.

На фото на экране ПК зафиксированная магнитная сигнатура дипольного источника – меры магнитного момента. При измерениях мера магнитного момента располагалась в центре измерительной системы.

При измерении ТО размещается на поворотном столе, на котором

смонтировано координатное устройство. После запуска системы и инициализации всех устройств оператор производит перемещение поворотного стола. При повороте на $360^{o}$ срабатывает датчик "начала-конца" измерений по сигналу с которого останавливается получение данных о магнитном потоке и угловой координате и происходит сохранение полученных данных в файл. После этого можно производить обработку полученной магнитной сигнатуры для определения ММ ТО.

**Выводы.** Предложена функциональная схема управления контурной динамической системой для измерения магнитных моментов при угловом перемещении технического объекта. Создан макет контурной динамической системы для измерения магнитных моментов при угловом перемещении технического объекта. Показан вариант практической реализации управления процессом измерения в такой системе.

**Список литературы: 1.** *Kildishev A.V., Volokhov S.A., Saltykov J.D.* Measurement of the Spacecraft Main Magnetic Parameters // IEEE SYSTEMS READINESS TECHNOLOGY CONFERENCE (AUTOTESTCON'97). – Anaheim (California). – 1997. – P. 669-675. **2.** *Гетьман А.В., Зверев С.Г., Крамчанин Е.Г.* О практическом определении пространственных гармоник магнитного поля технических объектов разнотипными системами // Вестник Национального технического университета "ХПИ". – Харьков: НТУ "ХПИ", 2009. – №40. – С. 19-25. **3.** *Дитман А. О.* Теоремы о магнитном моменте // Тез. докл. VII Всесоюзной конф. "Проблемы магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры". – Ч. 1. – Ленинград. – 1989. – С. 137-138. **4.** *Волохов С.А. Кильдишев А.В.* Нормализованные магнитные сигнатуры мультипольного источника, движущегося по оси кругового контура // Электричество. – 1997. – №3. – С. 65-67. **5.** *Гетьман А.В.* Определение зональных гармоник магнитного поля по сигнатуре вращения технического объекта // Вестник Национального технического университета "ХПИ".– Харьков: НТУ "ХПИ". –№36. – 2010. – С. 36-42. **6.** *Крамчанин Е.Г.* Контурная система для определения магнитных моментов технических объектов // Вестник Национального технического ун-та "ХПИ".– Харьков: НТУ "ХПИ". – №36 – 2010. – С. 52-57. 7. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 3-х т. – Т. 1: Анализ и статистическая динамика систем автоматического управления / Под ред. *Егупова Н.Д.* – М: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2000. – 748 с.

*Поступила в редколлегию 30.06.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

**УДК 621.317**

***Н.П. КУНДЕНКО***, канд. техн. наук, докторант, ХНТУСХ им. Петра Василенка, Харьков
***А.Н. МОРОЗ***, д-р техн. наук, доц., ХНТУСХ им. П. Василенка, Харьков

# ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ИЗМЕНЕНИЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ЖИДКОЙ СРЕДЫ НА ЧАСТОТУ РЕЗОНАТОРА

На підставі теоретичного дослідження змін діелектричної проникності рідкого середовища на частоту оптичного резонатора отримано співвідношення, яке зв'язує зміну резонансної частоти зі зміною діелектричної проникності рідкого середовища, що знаходиться в кюветі.

На основании теоретического исследования изменений диэлектрической проницаемости жидкой среды на частоту оптического резонатора получено соотношение связывающее изменение резонансной частоты с изменением диэлектрической проницаемости жидкой среды, находящейся в кювете.

**Введение.** При исследовании биологических объектов широкое применение получили электромагнитные технологии, развитие которых не возможно без точных диэлектрических характеристик биологических сред. Эффективными устройствами для определения диэлектрических характеристик биологических объектов в миллиметровом диапазоне волн являются оптические резонаторы, которые моделируется идеально проводящими зеркалами сферической и цилиндрической форм. Для решения задачи о собственных частотах и колебаниях такого резонатора используется метод Галеркина [1] с выбором пробных функций, удовлетворяющих граничному условию на зеркалах резонатора (равенство нулю тангенциальных компонент электрического поля на поверхности зеркал). Важной задачей является исследование резонансных частот, как пустого резонатора, так и резонатора, содержащего кювету с жидкой средой.

**Цель, задание исследования.** Цель исследования является определение соотношений связывающих изменение диэлектрической проницаемости жидкой среды, помещенной в резонатор, с изменением резонансных частот.

**Основной текст.** Рассмотрим двухзеркальный резонатор, образованный сферическим зеркалом с радиусом кривизны $R$ и апертурой $2a_1$

и зеркалом в виде отрезка круглого цилиндрического волновода с диаметром $2a$ и высотой $h$. Предполагаем, что зеркала резонатора являются идеально проводящими (т.е. пренебрегаем омическими потерями), а также что резонатор симметричен относительно оси проходящей через центр сферического зеркала (верхнее зеркало) и совпадающей с осью отрезка волновода (нижнее зеркало). Введем цилиндрическую систему координат $r$, $\varphi$, $z$ с осью $z$, совпадающей с осью симметрии резонатора. Для практических приложений, интерес представляет колебания рассматриваемого резонатора симметричные относительно оси $z$ и, следовательно, независящие от азимутальной координаты $\varphi\left(\dfrac{\partial}{\partial\varphi}\equiv 0\right)$.

С математической точки зрения задача о собственных частотах и колебаниях состоит в следующем. Требуется определить частоты, при которых существуют нетривиальные решения однородной системы уравнений Максвелла

$$\mathrm{rot}\,\vec{\mathrm{H}} = -ik\,\vec{\mathrm{E}}\;;\;\; \mathrm{rot}\vec{\mathrm{E}} = -ik\,\vec{\mathrm{H}}\,, \qquad (1)$$

где $k = \omega/c$ – волновое число; $\omega$ – искомая частота; $c$ – скорость света в вакууме. На зеркалах резонатора тангенциальная компонента электрического поля должна обращаться в нуль. На больших расстояниях от резонатора для $\vec{\mathrm{E}}$ – электрического и $\vec{\mathrm{H}}$ – магнитного полей должно выполняться условие излучения Мюллера – Рейхардта [2]:

$$\vec{\mathrm{E}} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \vec{\mathrm{E}}_n\, \mathrm{H}^{(1)}_{n+\frac{1}{2}}\left(k\,\mathrm{P}\right) e^{i\,n\,\varphi}\,,$$

$$\vec{\mathrm{H}} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \vec{\mathrm{H}}_n\, \mathrm{H}^{(1)}_{n+\frac{1}{2}}\left(k\,\mathrm{P}\right) e^{i\,n\,\varphi}\,, \qquad (2)$$

где $\mathrm{P} = \sqrt{z^2 + r^2}$, $\mathrm{H}^{(1)}_{n+\frac{1}{2}}(\cdots)$ – функция Ханкеля первого рода.

Представим уравнения (1) в цилиндрической системе координат с учетом, что векторные функции $\vec{\mathrm{E}}$ и $\vec{\mathrm{H}}$ не зависят от азимутальной координаты $\varphi$. Тогда получим

$$\frac{\partial\,\mathrm{H}_\varphi}{\partial\,z} = i\,k\,\mathrm{E}_r \qquad \frac{\partial\,\mathrm{H}_\varphi}{\partial\,z} = i\,k\,\mathrm{E}_r$$

$$\frac{\partial\,\mathrm{H}_r}{\partial\,z} - \frac{\partial\,\mathrm{H}_z}{\partial\,r} = -\,i\,k\,\mathrm{E}_\varphi \qquad \frac{\partial\,\mathrm{E}_r}{\partial\,z} - \frac{\partial\,\mathrm{E}_z}{\partial\,r} = i\,k\,\mathrm{H}_\varphi \qquad (3)$$

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(r\,\mathrm{H}_\varphi\right) = -\,i\,k\,\mathrm{E}_z \qquad \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(r\mathrm{E}_\varphi\right) = i\,k\,\mathrm{H}_z$$

Здесь

$\vec{\mathrm{E}} = \mathrm{E}_r\vec{e}_r + \mathrm{E}_\varphi\vec{e}_\varphi + \mathrm{E}_z\vec{e}_z$, $\vec{\mathrm{H}} = \mathrm{H}_r\vec{e}_r + \mathrm{H}_\varphi\vec{e}_\varphi + \mathrm{H}_z\vec{e}_z$, $\vec{e}_r$, $\vec{e}_\varphi$, $\vec{e}_z$ – орты цилиндрической системы координат.

Как следует из (3) существует два типа решений (собственных колебаний). Первый тип колебаний характеризуется тем, что $\mathrm{H}_\varphi \equiv 0$, $\mathrm{E}_\varphi \neq 0$. Вектор напряженности магнитного поля имеет компоненты $\mathrm{H}_r$ и $\mathrm{H}_z$, а вектор напряженности электрического поля компоненты $\mathrm{E}_\varphi$, $\mathrm{E}_r = \mathrm{E}_z = 0$.

Для второго типа собственных колебаний имеем: $\mathrm{H}_\varphi \neq 0$, $\mathrm{E}_\varphi \equiv 0$ и соответственно $\mathrm{H}_r = \mathrm{H}_z = 0, \mathrm{E}_r, \mathrm{E}_z$. Для измерения диэлектрической проницаемости жидких сред с помощью рассматриваемого резонатора более предпочтительны колебания второго типа. Для этого типа колебаний характерно равенство нулю азимутальной компоненты магнитного поля на оси резонатора и максимальное значение $\mathrm{E}_z$ – компоненты электрического поля на оси резонатора. В этом случае естественно размещать кювету с жидкой средой в области, где электрическое поле принимает максимальное значение (т.е. в окрестности оси резонатора). Поскольку только тогда можно эффективно контролировать незначительные изменения диэлектрической проницаемости. Для этого типа колебаний из (3) получим

$$\mathrm{E}_r = \frac{1}{i\,k}\,\frac{\partial\,\mathrm{H}_\varphi}{\partial\,z}, \qquad \mathrm{E}_z = -\,\frac{1}{i\,k\,r}\,\frac{\partial}{\partial\,r}\left(\,r\,\mathrm{H}_\varphi\,\right). \tag{4}$$

Компонента $\mathrm{H}_\varphi$ магнитного поля должна удовлетворять уравнению Гельмгольца

$$\frac{\partial^2\mathrm{H}_\varphi}{\partial\,r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial\,\mathrm{H}_\varphi}{\partial\,r} + \frac{\partial^2\mathrm{H}_\varphi}{\partial\,z^2} + \left(k^2 - \frac{1}{r^2}\right)\mathrm{H}_\varphi = 0 \tag{5}$$

Сформулируем в терминах компоненты $\mathrm{H}_\varphi$ граничные условия на зеркалах резонатора. Пусть функция $r = b\left(z\right)$ является образующей для зеркал резонатора, т.е. зеркала резонатора образуются путем вращения линии, задаваемой уравнением $r = b\left(z\right)$ вокруг оси $z$.

Легко видеть, что такая функция имеет вид

$$b(z)=\begin{cases} a, & 0 \le z \le h \\ \sqrt{R^2-\left(z+R-h-L\right)^2}, & L+h-\delta \le z \le h+L, \end{cases} \tag{6}$$

где $L$ – расстояние между зеркалами резонатора; $\delta = R\left(1-\sqrt{1-a_1^2/R^2}\right)$.

С помощью (6) представим вектор $\vec{\mathrm{E}}$ – напряженности электрического поля на поверхности зеркал в виде

$$\vec{\mathrm{E}} = \frac{\vec{r}}{\sqrt{1+\dot{b}^2}}\left(\dot{b}\,\mathrm{E}_r + \mathrm{E}_z\right) + \frac{\vec{n}}{\sqrt{1+\dot{b}^2}}\left(\mathrm{E}_r - \dot{b}\,\mathrm{E}_z\right). \tag{7}$$

Здесь $\vec{r}$ – орт касательной и $\vec{n}$ – орт нормали к линии $r = b(z)$, а точка обозначает операцию дифференцирования.

Из (7) следует, что в силу граничного условия на зеркалах резонатора (равенство нулю тангенциальной компоненты напряженности электрического поля), должно выполняться равенство при $r = b(z)$

$$\dot{b}\,\mathrm{E}_r + \mathrm{E}_z = 0. \tag{8}$$

Подставляя (4) в (8) имеем

$$\dot{b}\,\frac{\partial \mathrm{H}_\varphi}{\partial z} - \frac{\partial \mathrm{H}_\varphi}{\partial r} - \frac{\mathrm{H}_\varphi}{z} = 0. \tag{9}$$

при $r = b(z)$, $0 \le z \le L + h$.

Для составления алгоритма расчета резонансных частот и колебаний резонатора рассмотрим уравнение (5) для магнитной компоненты $U = \mathrm{H}_\varphi$ и представим его в следующем виде

$$-LU + k^2 U = 0, \tag{10}$$

здесь $L$ – дифференциальный оператор

$$L = -\frac{\partial^2}{\partial r^2} - \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r} - \frac{\partial^2}{\partial z^2} + \frac{1}{r^2}.$$

Как следует из (9), функция $U$ должна удовлетворять на зеркалах резонатора граничному условию

$$\left[\dot{b}\,\frac{\partial U}{\partial z} - \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(rU\right)\right]\Bigg|_{r=b(z)} = 0. \tag{11}$$

Следуя методу Галеркина [1], введем систему линейно - независимых функций $\left\{U_n\right\}_{n=0}^{\infty}$, удовлетворяющих граничному условию (11). В качестве таких функций $U_n(r,z)$, $n=0,1,2,\ldots$, выберем следующие функции

$$U_n(r,z)=\eta(z)\,J_1\left(\frac{\mu r}{b(z)}\right)\cos\frac{\pi n}{L_1}z. \qquad (12)$$

Здесь $\eta(z)$ – некоторая функция, указанная ниже; $L_1=L+h$, $L$ – расстояние между зеркалами резонатора; $h$ – высота цилиндрического зеркала; $J_1(\ldots)$ – функция Бесселя первого порядка; $\mu$ – наименьший корень функции Бесселя $J_0(\ldots)$, $J_0(\mu)=0$.

Покажем, что функция (12) удовлетворяют условию (11), если в качестве функции $\eta(z)$ выбрать функцию $\eta(z)=b(z)^{-1}$. Действительно имеем

$$\frac{\partial}{\partial r}\left(rU_n\right)=U_n+r\frac{\partial U_n}{\partial r}=\frac{1}{b(z)}J_1\left(\frac{\mu r}{b(z)}\right)\cos\frac{\pi n}{L_1}z+$$

$$+\frac{r\mu}{b^2(z)}J_1'\left(\frac{\mu r}{b(z)}\right)\cos\frac{\pi n}{L_1}z=\frac{\mu r}{b^2}J_0\left(\frac{\mu r}{b(z)}\right)\cos\frac{\pi n}{L_1}z. \qquad (13)$$

Из (13) следует, что при $r=b(z)$ $\dfrac{\partial}{\partial r}\left(rU_n\right)=0$.

Далее имеем

$$\frac{\partial U_n}{\partial z}=-\frac{\dot{b}\mu r}{b^3(z)}J_0\left(\frac{\mu r}{b(z)}\right)\cos\frac{\pi n}{L_1}z-\frac{1}{b}J_1\left(\frac{\mu r}{b(z)}\right)\frac{\pi n}{L_1}\sin\frac{\pi n}{L_1}z.$$

Тогда получаем

$$\frac{\partial U_n}{\partial z}=-\frac{1}{b}J_1(\mu)\frac{\pi n}{L_1}\sin\frac{\pi n}{L_1}z. \qquad (14)$$

Поскольку, радиус кривизны сферического зеркала и расстояние между зеркалами резонатора достаточно большие по сравнению с резонансной длиной волны, то можно считать, что приближенно

$$\dot{b}\,\frac{\partial U_n}{\partial z}\cong 0. \qquad (15)$$

Для цилиндрического зеркала $\dot{b}=0$ и следовательно равенство (15) выполняется точно. Таким образом, мы показали, что для иссле-

дуемого резонатора пробные функции (12) удовлетворяют граничному условию (11) на зеркалах резонатора.

Будем искать решение дифференциального уравнения (10) в виде следующего ряда

$$U = \sum_{n=0}^{\mathrm{P}} C_n U_n . \qquad (16)$$

Тогда на основании метода Галеркина заменим (10) цепочкой проекционных соотношений

$$\int_0^{L_1} dz \int_0^{b(z)} \left( -LU + k^2 U \right) U_n \, r \, dr = 0 \quad (n = 1, 2, \ldots, P). \qquad (17)$$

Теперь подставим (16) в уравнения (17). После ряда эквивалентных преобразований получим

$$\sum_{n=1}^{\mathrm{P}} C_n \int_0^{L_1} dz \int_0^{b(z)} \left( \nabla U_n \cdot \nabla U_m + \frac{U_m U_n}{r^2} \right) r \, dr =$$

$$= k^2 \sum_{n=1}^{\mathrm{P}} C_n \int_0^{L_1} dz \int_0^{b(z)} U_n U_m r \, dr \quad (m = 1, 2, \ldots, P). \qquad (18)$$

Соотношение (18) представляет собой однородную систему линейных алгебраических уравнений относительно коэффициентов $C_n$.

Представим (18) в матричной форме

$$A\,C = k^2\, B\,C , \qquad (19)$$

где $C = \left( C_n \right)_{n=1}^{\mathrm{P}}$ – P – мерный вектор неизвестных коэффициентов разложения решения уравнения (10) в ряд (16), а матрицы $A = \left\| A_{mn} \right\|_{m,n=1}^{\mathrm{P}}$ и $B = \left\| B_{mn} \right\|_{m,n=1}^{\mathrm{P}}$ имеют следующий вид

$$A_{mn} = \int_0^{L_1} dz \int_0^{b(z)} \left( \nabla U_n \cdot \nabla U_m + \frac{U_n U_m}{r^2} \right) r \, dr , \qquad (20)$$

$$B_{mn} = \int_0^{L_1} dz \int_0^{b(z)} U_n U_m \, r \, dr . , \qquad (21)$$

Таким образом исходная задача о собственных частотах и колебаниях (5), (9) сведена к поиску таких значений волнового числа $k$ ($k = \omega/c$, $\omega$ – резонансная частота) при которых существуют нетривиальные решения однородной системы линейных алгебраических уравнений (19). Как известно [1], условием существования нетривиальных реше-

ний является равенство нулю определителя матрицы $A - k^2 B$, т.е.

$$\det \left( A - k^2 B \right) = 0 . \qquad (22)$$

Корни уравнения (22) являются искомыми волновыми числами $k$, а, следовательно $\omega = kc$ – искомые резонансные частоты.

В общем случае система уравнений (19) и уравнение (22) могут быть решена только численными методами. Однако, для основного типа колебаний, имеющего осцилляции поля (магнитной компоненты $U = H_\varphi$) только вдоль оси резонатора и ограниченного каустиками, можно получить приближенную формулу для резонансной частоты.

С этой целью вычислим матричные элементы (20) и (21). Подставим (12) в (20) и (21). Тогда после ряда преобразований будем иметь

$$A_{mn} = J_1^2 ( \mu ) \left[ \mu^2 \int_0^{L_1} b^{-2}( z ) \left( 1 + \dot{b}^2( z ) \right) \cos N z \cos M z \, dz + \right.$$

$$\left. + NM \int_0^{L_1} \sin N z \sin M z \, dz \right] ; \qquad (23)$$

$$B_{mn} = J_2^1 ( \mu ) \int_0^{L_1} \cos N z \, \cos M z \, dz , \qquad (24)$$

где $M = \dfrac{m \pi}{L_1}$, $\quad N = \dfrac{n \pi}{L_1}$, $m, n = 1, 2, \ldots, P$.

Рассмотрим интеграл (24), воспользовавшись формулой

$$\cos^2 N z = \frac{1 - \cos^2 N z}{2} ;$$

тогда получим

$$B_{mn} = \frac{L_1}{2} J_1^2 ( \mu ) \delta_{mn} , \qquad (25)$$

где $\delta_{mn} = \begin{cases} 1, & m = n, \\ 0, & m \neq n \end{cases}$ – символ Кронекера.

Рассмотрим теперь интеграл (23). Из (6) легко получить следующее выражение для $\dot{b}( z )$, а именно

$$\dot{b}(z) = \begin{cases} 0, & 0 \le z \le h \\ -\dfrac{z + R - h - L}{\sqrt{R^2 - \left( z + R - h - L \right)^2}}, & L + h - \delta < z < h + L \end{cases} \qquad (26)$$

Подставляя (6) и (26) в (23) и делая необходимые преобразования, получим

$$A_{mn}=J_1^2(\mu)\left[\frac{\mu^2}{a^2}\int_0^h \cos Nz\cos Mz\,dz+\frac{\mu^2}{a_1^2}\int_h^{L_1-\delta}\cos Nz\cos Mz\,dz+\right.$$

$$\left.+NM\frac{L_1}{2}\delta_{mn}+R^2\mu^2\int_{L_1-\delta}^{L_1}\frac{(z+R-h-L)^2}{\left[R^2-(z+R-h-L)^2\right]^2}\cos Nz\cos Mz\,dz\right]. \qquad (27)$$

Из свойств интегралов от быстро осциллирующих функций следует, что матричные элементы $A_{mn}$ при $m\neq n$ и $m\to\infty$, $n\to\infty$ быстро убывают. Поэтому достаточно ограничиться диагональными матричными элементами $A_{mm}$. Тогда из (27) получаем

$$A_{mm}=J_1^2(\mu)\left[\frac{\pi^2m^2}{2L_1}+\frac{\mu^2h}{2a^2}+\frac{\mu^2(L-\delta)}{2a_1^2}+\frac{R^2\mu^2}{2}\int_{R-\delta}^{R}\frac{x^2}{\left(R^2-x^2\right)^2}dx\right]. \qquad (28)$$

Подинтегральная функция в интеграле (28) имеет сильную особенность при $x=R$. Поэтому этот интеграл следует понимать в смысле Адамара [3].

Вычисляя интеграл в (28) окончательно имеем

$$A_{mm}=J_1^2(\mu)\left[\frac{\pi^2m^2}{2L_1}+\frac{\mu^2h}{2a^2}+\frac{\mu^2(L-\delta)}{2a_1^2}+\frac{\mu^2}{2R}\ell n\frac{2R}{2R-\delta}\right], \qquad (29)$$

Для получения приближенной формулы для резонансной частоты, достаточно подставить (25) и (29) в уравнение (22). Поскольку матрицы $A$ и $B$ являются диагональными, то условие равенства нулю определителя матрицы $A-k^2B$ запишется в следующем виде

$$A_{mm}-k^2B_{mm}=0. \qquad (30)$$

Из (30) получаем выражение для резонансной частоты

$$f_m=\frac{c}{2\pi}\sqrt{\frac{m^2\pi^2}{L_1^2}+\mu^2\mathrm{P}}\ , \qquad (31)$$

где

$$P=\frac{2h}{a^2L_1}+\frac{2(L-\delta)}{L_1a_1^2}+\frac{1}{RL_1}\ln\frac{2R}{2R-\delta}. \qquad (32)$$

Таким образом, зная геометрические параметры зеркал резонато-

ра и задавая количество осцилляций поля собственного колебания вдоль оси резонатора можно согласно формулам (31), (32) рассчитать резонансную частоту.

Как следует из выше изложенного, компонента магнитного поля $\mathrm{H}_{\varphi}$ собственного колебания имеет вид

$$\mathrm{H}_{\varphi}^{m} = C_m \; b^{-1}(z)\; J_1\left(\frac{\mu r}{b(z)}\right)\cos\left(\frac{\pi m}{L_1}\; z\right), \qquad (33)$$

где $C_m$ – произвольная постоянная величина; $L_1 = L + h$.

С помощью (33) из (4) можно получить следующие выражения для компоненты электрического поля собственного колебания

$$\mathrm{E}_{r}^{m} = \frac{c\, C_m}{i\, 2\pi\, f_m b(z)}\left[\frac{\pi m}{L_1} J_1\left(\frac{\mu r}{b(z)}\right)\sin\frac{\pi m}{L_1} z \; - \right.$$

$$\left. - \; \frac{\dot{b}\, r}{b^2}\, J_0\left(\frac{\mu r}{b(z)}\right)\cos\frac{\pi m}{L_1}\; z \;\right], \qquad (34)$$

$$\mathrm{E}_{r}^{m} = -\frac{c\, C_m}{i\, 2\pi\, f_m b^2(z)}\; J_0\left(\frac{\mu r}{b(z)}\right)\cos\frac{\pi m}{L_1} z\,. \qquad (35)$$

Из (35) и свойств функции Бесселя нулевого порядка следует, что модуль $\mathrm{E}_{z}^{m}$ – компоненты электрического поля принимает максимальное значение на оси резонатора ($r$=0). При этом модуль $\mathrm{E}_{r}^{m}$ – компоненты электрического поля обращается в нуль при $r$=0 (т.е. на оси резонатора).

Такое распределение электрического поля собственного колебания позволяет утверждать, что кювету с однородной изотропной жидкой средой с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon$ следует помещать вдоль оси резонатора и внутри цилиндрического зеркала, где колебания амплитуды напряженности электрического поля принимают максимальное значение на оси резонатора. Это позволяет, контролировать незначительные ($\Delta\varepsilon \sim 10^{-3}$) изменения диэлектрической проницаемости жидкой среды, находящейся в кювете. С электродинамической точки зрения, задача состоит в определении изменения резонансной частоты $\Delta f$ вызываемого изменением $\Delta\varepsilon$ диэлектрической проницаемости жидкой среды. Поскольку геометрические размеры кюветы малы по сравнению с размерами резонатора, то для решения этой задачи можно воспользоваться теорией возмущения [4].

Пусть $\varepsilon_1$ и $\varepsilon$ – значения относительных диэлектрических проницаемостей жидкой среды, а соответствующие им резонансные частоты $f_1$ и $f_2$, $f_m$ – резонансная частота резонатора без кюветы с жидкой средой. Тогда согласно теории возмущений будем иметь

$$\frac{f_1 - f_m}{f_m} = - V_0 \frac{\gamma_1 \, 4\pi \, \mathrm{E}_{cp}}{\int\limits_V \left( \left| \mathrm{E}_m \right|^2 + \left| \mathrm{H}_m \right|^2 \right) dV}. \tag{36}$$

$$\frac{f_2 - f_m}{f_m} = -V_0 \frac{\gamma_2 \, 4\pi \, \mathrm{E}_{cp}}{\int\limits_V \left( \left| \mathrm{E}_m \right|^2 + \left| \mathrm{H}_m \right|^2 \right) d\,V}. \tag{37}$$

Здесь $V_0 = \pi R_1^2 h_1$ – геометрический объем кюветы,

$$\gamma_1 = \frac{3}{4\pi} \frac{\varepsilon_1 - 1}{\varepsilon_2 + 2}, \tag{38}$$

$$\gamma_2 = \frac{3}{4\pi} \frac{\varepsilon_2 - 1}{\varepsilon_2 + 2}, \tag{39}$$

электрические поляризуемости кюветы с жидкой средой в однородном электрическом поле,

$$\mathrm{E}_{cp} = \frac{1}{V_0} \int\limits_{V_0} \left| \vec{\mathrm{E}}_m \right|^2 d\,V, \tag{40}$$

$\vec{\mathrm{E}}_m$, $\vec{\mathrm{H}}_m$ – напряженности электрического и магнитного полей собственного колебания резонатора без кюветы; $V$ – область резонатора ограниченная зеркалами и каустическими поверхностями собственного колебания.

Резонансная частота $f_m$ может быть определена либо в результате эксперимента, либо согласно формуле (31).

Вычислим интегралы, входящие в (36) и (37). Прежде всего, отметим, что смещения частот (36), (37) можно представить в виде

$$\frac{f_1 - f_m}{f_m} = - \frac{\varepsilon_1 - 1}{\varepsilon_2 + 2} \, A_m, \tag{41}$$

$$\frac{f_2 - f_m}{f_m} = - \frac{\varepsilon_2 - 1}{\varepsilon_2 + 2} \, A_m, \tag{42}$$

где

$$A_m = \frac{3 \int\limits_{V_0} \left| \vec{\mathrm{E}}_m \right|^2 d\,V}{\int\limits_V \left( \left| \vec{\mathrm{E}}_m \right|^2 + \left| \vec{\mathrm{H}}_m \right|^2 \right) d\,V}. \tag{43}$$

При вычислении интегралов из (43) учтем следующее. Компоненты $E_r$ и $H_\varphi$ является малыми в окрестности оси резонатора (т.е. при $r \cong 0$) и быстро убывают с увеличением *r*. Это следует непосредственно из (33) и (34). Поэтому при расчете интегралов из (43) этими компонентами электромагнитного поля собственного колебания можно пренебречь (как показали численные оценки, относительная погрешность не превышает 5%). Учитывая выше сказанное, будем иметь

$$\int\limits_{V_0} \left|\vec{E}_m\right|^2 dV = 2\pi \int\limits_0^{h_1} dz \int\limits_0^{R_1} \left|E_z^m\right|^2 r dr = \frac{c^2 C_m^2}{2\pi f_m^2 a^4} \int\limits_0^{h_1} \cos^2 \frac{\pi m}{L_1} z dz \times$$

$$\times \int\limits_0^{R_1} J_0^2 \left(\frac{\mu r}{a}\right) r\, dr\,. \qquad (44)$$

Далее, получаем

$$\int\limits_0^{h_1} \cos^2 \frac{\pi m}{L_1}\, r\, d\, r = \frac{h_1}{2}\left(1 + \frac{L_1}{2\pi m h_1} \sin \frac{2\pi m h_1}{L_1}\right). \qquad (45)$$

Для вычисления интеграла, содержащего функцию Бесселя, воспользуемся формулой [5]

$$\int\limits_0^R J_0^2\,(r)\, r\, d\, r = \frac{R^2}{2}\left(J_1^2\,(R) + J_0^2\,(R)\right).$$

Тогда будем иметь

$$\int\limits_0^{R_1} J_0^2 \left(\frac{\mu r}{a}\right) r\, d\, r = \frac{R_1^2}{2}\left(J_1^2 \left(\frac{\mu R_1}{a}\right) + J_0^2 \left(\frac{\mu R_1}{a}\right)\right). \qquad (46)$$

Подставляя (45) и (46) в (44) окончательно получаем

$$\int\limits_{V_0} \left|\vec{E}_m\right|^2 dV = \frac{c^2 C_m^2 h_1 R_1^2}{8\pi f_m^2 a^4}\left(1 + \frac{L_1}{2\pi m h_1} \sin \frac{2\pi m h_1}{L_1}\right) \times$$

$$\times \left(J_1^2 \left(\frac{\mu R_1}{a}\right) + J_0^2 \left(\frac{\mu R_1}{a}\right)\right). \qquad (47)$$

Рассмотрим теперь интеграл

$$\int\limits_V \left|\vec{E}_m\right|^2 + \left|\vec{H}_m\right|^2 dV = 2\pi \int\limits_0^{h_1} dz \int\limits_0^a \left|E_z^m\right|^2 r\, dr =$$

$$= \frac{c^2 C_m^2}{2\pi f_m^2 a^4} \int\limits_0^{L_1} \cos^2 \frac{\pi m z}{L_1} dz \int\limits_0^a J_0^2 \left(\frac{\mu r}{a}\right) r\, dr =$$

$$= \frac{c^2\, C_m^2\, L_1}{8\,\pi\, f_m^2\, a^2}\;\; J_1^2\,(\,\mu\,). \qquad (48)$$

После подстановки (47) и (48) в выражение для величины $A_m$ и ряда преобразований имеем

$$A_m = \frac{3h_1 R_1^2 \left(1+\dfrac{L_1}{2\pi m h_1}\sin\dfrac{2\pi m h_1}{L_1}\right)\left(J_1^2\left(\dfrac{\mu R_1}{a}\right)+J_0^2\left(\dfrac{\mu R_1}{a}\right)\right)}{L_1\; a^2\;\; J_1^2\,(\,\mu\,)} \qquad (49)$$

Далее, из (41) и (42) получаем

$$f_2 - f_1 = \left(\varepsilon_1 - \varepsilon_2\right) f_m\;\; A_m. \qquad (50)$$

Таким образом, получено соотношение связывающее изменение резонансной частоты с изменением диэлектрической проницаемости жидкой среды, находящейся в кювете. Легко видеть, что увеличение диэлектрической проницаемости жидкой среды приводит к уменьшению резонансной частоты, поскольку величина $A_m > 0$.

С помощью формулы (50) были проведены численные расчеты смещения резонансной частоты $\Delta f = f_2 - f_1$ в зависимости от изменения относительной диэлектрической проницаемости $\Delta\varepsilon = \varepsilon_1 - \varepsilon_2$ жидкой среды, находящейся в кювете цилиндрической формы, расположенной в резонаторе. Геометрические параметры резонатора были выбраны следующие: радиус кривизны $R$ = 110 мм и апертура $2a_1$ = 60 мм сферического зеркала; радиус $a$ = 12 мм и высота $h$ = 12,3 мм цилиндрического зеркала; расстояние между зеркалами $L$ = 63,69 мм. Этим параметрам отвечает резонансная частота $f_m$ = 74,278 ГГц. Геометрические параметры кюветы: $R_1$ = 2,5 мм – радиус цилиндра, $h_1$ = 3 мм – высота цилиндра.

Результаты расчетов представлены на рис.1. Анализ этих результатов позволил установить следующее. При увеличении относительной диэлектрической проницаемости жидкой среды на величину $\Delta\varepsilon$, изменяющуюся в пределах $10^{-3} \le \Delta\varepsilon \le 5\cdot10^{-3}$, резонансная частота уменьшается на величину $\Delta f$, изменяющуюся в пределах 7,8 МГц $\le \Delta f \le$ 39 МГц. Это позволяет надежно контролировать изменения диэлектрической проницаемости жидкой среды.

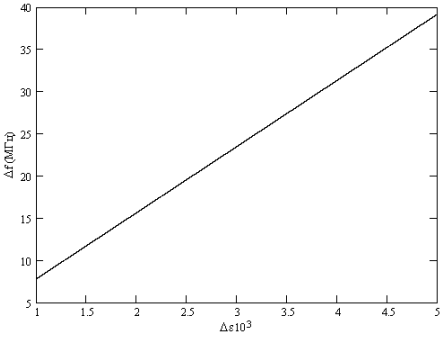



Рис. 1. Изменение резонансной частоты при увеличении относительной диэлектрической проницаемости жидкой среды.

**Выводы.** Анализ соотношения связывающего изменение резонансной частоты с изменением диэлектрической проницаемости жидкой среды, находящейся в кювете, позволяет утверждать, что увеличение диэлектрической проницаемости жидкой среды приводит к уменьшению резонансной частоты.

**Список литературы:** **1**. *Ильинский А.С.* Колебания и волны в электродинамических системах с потерями / Ильинский А.С., Слепян Г.Я. – М.: Изд-во МГУ, 1983. – С. 232. **2**. *Шестопалов В.П.* Спектральная теория и возбуждение открытых структур / Шестопалов В.П. – Киев : Наук. думка, 1987. – С. 288. **3**. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Корн Г., Корн Т. – М.: Наука, 1970. – С. 720. **4**. Гинзтон Э.Л. Измерения на сантиметровых волнах / Гинзтон Э.Л. – М.: ИЛ, 1960. – С. 620. **5**. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров / Анго А. – М.: Наука, 1965. – С. 778.

**Кунденко Микола Петрович**, доцент, канд. техн. наук. Закінчив Харківський державний технічний університет сільського господарства у 1995 р. за фахом інженер-електрик. Захистив дисертацію кандидата технічних наук у 2002 р. в Харківському Державному університеті харчування та торгівлі. Наукові інтереси пов'язані з процесами впливу електромагнітних полів на біологічні об'єкти.

**Мороз Олександр Миколайович**, доцент, доктор техн. наук. Закінчив Харківський інститут механізації і електрифікації сільського господарства у 1984 р. за фахом інженер-електрик. Захистив дисертацію доктора технічних наук у 2011 р. в Харківському національному технічному університету сільського господарства. Директор навчально-наукового інституту енергетики і комп'ютерних технологій ХНТУСГ з 2009 р. Наукові інтереси пов'язані з процесами впливу електромагнітних полів на біологічні об'єкти.

*Поступила в редколлегию 28.09.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Лупиков В.С.*

**УДК 620.179.14**

***В.В. СЕБКО***, д-р техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков
***Т.Б. НОВОЖИЛОВА***, доц., НТУ "ХПИ", Харьков
***В.С. МЫСЫК***, магистр, НТУ "ХПИ", Харьков
***Д.А. КУЧЕРЕНКО***, магистр, НТУ "ХПИ", Харьков
***НЗИОКА АНТОНИ МУТУА***, магистр, НТУ "ХПИ", Харьков

# ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧЕТЫРЕХ ПАРАМЕТРОВ ПРОБЫ КОНТРОЛИРУЕМОЙ МАГНИТНОЙ ЖИДКОСТИ С ПОМОЩЬЮ ТЕПЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРНОГО ВИХРЕТОКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Исследован бесконтактный вихретоковый четырехпараметровый метод совместного измерительного контроля радиуса $a_{эфж,}$ относительной магнитной проницаемости $\mu_{rжt,}$ удельной электрической проводимости $\sigma_{жt}$ и температуры $t_ж$ образца контролируемой магнитной жидкости, использующий продольное магнитное поле кратных частот.

Досліджено безконтактний вихострумовий чотирипараметровий метод сумісного вимірювального контролю радіусу $a_{эфж,}$ відносної магнітної проникності $\mu_{rжt,}$ питомої електричної провідності $\sigma_{жt}$ та температури $t_ж$ зразка магнітної рідини, що контролюється, використовуючий повздовжне магнітне поле кратних частот.

В ассортименте продукции, выпускаемой нашей промышленностью значительное место занимают проводящие немагнитные и магнитные жидкости [1-3]. Их всестороннее применение расширилось особенно в последние годы, в связи с непрерывным ростом производства продукции приборостроения, машиностроения и химического машиностроения. Эти обстоятельства ставят в ряд наиболее актуальных, в настоящее время, вопросы разработки и оптимизации методов и устройств определения электрофизических, магнитных и температурных параметров немагнитных и магнитных жидких сред. Немагнитные жидкости используются практически во всех отраслях промышленного производства Украины. На сегодняшний день известно применение магнитных жидких сред в качестве рабочей среды в целом ассортименте промышленных устройств, это и магнитожидкостные герметизаторы вращающихся валов, акустические устройства, погружные электродвигатели, экологические аппараты для очистки воды от нефтепродуктов, сепараторы немагнитных материалов, а также магнито-

жидкостные опоры и подшипники измерительных устройств и т.д. [1-3]. В настоящей статье рассмотрен измерительный контроль параметров коллоидных растворов ферромагнитных частиц, размеры которых настолько малы, что частицы подвержены броуновскому движению, препятствующему их оседанию. Основой магнитных жидкостей являются трансформаторные масла, керосин, конденсаторное масло, турбинные масла, вакуумные, нефтяные масла, вазелиновые масла (углеводородная основа), используются также магнитные жидкости на водной основе, фторорганической и кремнийорганической основе [2]. Как известно, качество промышленных магнитных и немагнитных жидкостей оценивают по основным параметрам, а именно: намагниченности жидкости $j$, удельной электрической проводимости $\sigma$ (или удельному электрическому сопротивлению $\rho$) и температуре $t$, эти параметры несут информацию о состоянии магнитных и немагнитных жидких сред в процессе промышленного изготовления и эксплуатации. В свою очередь, $j$ связана с относительной магнитной проницаемостью $\mu_r$ магнитной жидкости, следовательно, измерив $\mu_r$, $\sigma$ и $t$ можно судить о качестве той или иной магнитной жидкости, а также найти оптимальные соотношения между жидкой основой, поверхностно-активным веществом (ПАВ) и необходимой концентрацией частиц магнитного материала. Одним из основных параметров контроля и диагностирования немагнитных и магнитных жидкостей в процессе изготовления и промышленной эксплуатации является также и температура. Определение температуры жидких сред имеет важное самостоятельное значение, поскольку, термозависимыми являются не только электромагнитные параметры контролируемой жидкой среды, но и эффективный коэффициент вязкости $\acute{\eta}_{эф}$, коэффициент теплопроводности $\lambda$, коэффициент теплоемкости $c$, коэффициент поверхностного натяжения $\delta$, плотность жидкости $\rho$ [2], все эти параметры указаны в нормативных документах промышленно изготавливаемых жидкостей (немагнитных и магнитных) и являются показателями качества данной продукции, по которым, согласно государственным нормативным документам осуществляется оценка уровня качества жидкостей. С $\mu_r$, $\sigma$ и $t$ связаны потери мощности и энергии в магнитных и электрических полях $P$, которые являются функцией температуры.

Таким образом, совместный измерительный контроль параметров $\mu_r$, $\sigma$ и $t$ позволяет осуществлять отработку оптимальной технологии с точки зрения получения высокого качества магнитных жидкостей.

Разработанные в 50-90 х годах прошлого века, как правило, однопараметровые методы и устройства определения $\mu_r$, $\sigma$ и $t$ немагнитных

и магнитных жидкостей наряду со своими достоинствами (низкие затраты при измерении параметров, возможность контроля широкого ассортимента жидких сред, простые алгоритмы измерительных и расчетных процедур), имели существенные недостатки связанные с невысокой параметрической надежностью (что приводило, в свою очередь, к уменьшению межповерочных интервалов, причем надежность устройств измерения параметров жидкостей снижалась независимо от того, эксплуатируются эти устройства или нет), а также большими значениями погрешностей измерений. В этом плане представляет важный теоретический и практический интерес совместный измерительный многопараметровый контроль параметров немагнитных и магнитных жидкостей методами, которые реализуются на базе вихретоковых (электромагнитных) преобразователей, использующих продольное магнитное поле. Основными достоинствами вихретоковых методов и средств контроля параметров исследуемых объектов, является: простота функций преобразования и схемных реализаций, высокая надежность и чувствительность, возможность автоматизации измерительного контроля параметров изделий и сред, быстрая обработка данных при подключении к современным вычислительным устройствам, сравнительно малые значения погрешностей измерений [4-11]. Следует отметить, что в период 1990-2006 гг. теория работы многопараметровых тепловых вихретоковых преобразователей была недостаточно развита применительно к жидким средам и, несмотря на то, что в некоторых статьях были описаны вихретоковые методы контроля параметров немагнитных жидкостей [12], в современном измерительном контроле промышленных жидкостей, вихретоковым методам и устройствам уделено достаточно мало внимания. По-видимому, это можно объяснить сложностью физических процессов, которые связаны с диффузией переменного однородного магнитного поля в контролируемую проводящую среду. В связи с этим были затруднены расчеты и проектирование тепловых вихретоковых погружных преобразователей с нагреваемым сердечником и проходных преобразователей с контролируемой жидкой пробой [6]. Не были рассмотрены также способы, приемы и устройства для улучшения метрологических характеристик тепловых вихретоковых преобразователей при осуществлении измерительного контроля многих параметров жидких сред.

Поэтому, возникает важная научная и практическая проблема, состоящая в создании современных методов и устройств неразрушающего контроля многих параметров магнитных жидких сред, которые являются показателями качества изготавливаемых жидкостей и указаны в государственных нормативных документах.

Как известно, электромагнитные методы контроля параметров изделий и жидких сред, основаны на эффекте воздействия вихревых токов, возбуждаемых в контролируемом проводящем немагнитном или ферромагнитном объекте на электрические компоненты сигналов первичных электромагнитных преобразователей [4-6]. В качестве таких информативных параметров могут быть использованы амплитуда, фаза и частота сигнала трансформаторного вихретокового преобразователя (ТВП), а также различные виды сопротивлений и индуктивностей намагничивающей обмотки параметрического вихретокового преобразователя (ПВП). Для осуществления многопараметрового измерительного контроля жидких сред, применение ПВП затруднено из-за сложности универсальных функций преобразования и влияния на результаты измерений параметров контролируемой пробы жидкости температурной погрешности, вызванной изменением сопротивления намагничивающей обмотки [4-6]. Поэтому, для многопараметрового измерительного контроля параметров немагнитных и магнитных жидких сред $\mu_r$, $\sigma$ и $t$ использование ТВП предпочтительней. Для повышения качества контроля магнитных жидких сред необходимо предъявлять целый ряд требований к первичным вихретоковым преобразователям, это и помехоустойчивость, простота конструкции, простота универсальных функций преобразования (на основе которых разрабатываются электромагнитные методы), многопараметровость выходного сигнала, который можно преобразовывать в неэлектрические величины (например, в температуру, давление и др.), передавать на расстояние, подавать на вход ПК. Всем этим требованиям и удовлетворяет тепловой ТВП в который встроена дополнительная нагревательная обмотка [12, 13].

Следует отметить, что учет воздействия вихревых токов приводит к необходимости одновременных измерений $\mu_r$ и $\sigma$, а также температуры $t$ контролируемой жидкой среды, одним и тем же вихретоковым преобразователем, поскольку, электромагнитные параметры могут давать равноценный вклад в компоненты сигнала преобразователя, а увеличение температуры контролируемой жидкости по сигналам вихретоковых преобразователей, можно идентифицировать с ростом числа частиц внутри жидкости, следовательно температура вносит дополнительный вклад в сигналы вихретоковых преобразователей. Важное значение имеет также измерительный контроль эффективного радиуса магнитных жидких проб $a_{эфж}$, так как частицы в продольном переменном магнитном поле, дают меньший радиус, чем радиус жидкой основы, за счет того, что частицы ферромагнетика притягиваются друг к другу намагничиваясь, а не зная радиус пробы магнитной жидкости,

нельзя определить удельную электрическую проводимость пробы $\sigma_ж$ и температуру $t_ж$. Из всего приведенного выше, можно сказать, что на сегодняшний день не известны четырехпараметровые вихретоковые методы измерительного контроля геометрических, магнитных, электрических и температурных параметров проб магнитных жидкостей на основе простых алгоритмов измерительных и расчетных процедур, при использовании тепловых вихретоковых преобразователей.

В существующей литературе достаточно подробно рассмотрена теория работы ТВП на основе которого, осуществляется реализация электромагнитных методов контроля одного или нескольких параметров ферромагнитных и немагнитных цилиндрических изделий [4-13]. Теория работы ТВП состоит в том, что в выходных сигналах преобразователя содержится информация о суммарной ЭДС $E_\Sigma$ или вносимой ЭДС $E_{вн}$ (которая возникает при внесении изделия в ТВП), а также о фазовых углах сдвига, между ЭДС ТВД без изделия $E_o$ (опорной ЭДС) и ЭДС $E_\Sigma$ или $E_{вн}$ [4-13]. Эти компоненты сигналов ТВП, в свою очередь, связаны с относительной магнитной проницаемостью $\mu_r$, удельной электрической проводимостью $\sigma$, геометрическим параметром – радиусом $a$ изделия и температурой $t$. Следует отметить, что электромагнитные многопараметровые методы, основанные на измерениях $E_{вн}$ и $\varphi_{вн}$ [4], имеют более сложную последовательность измерительных и расчетных процедур, так как для определения $E_{вн}$ нужно провести компенсацию паразитной ЭДС $E_1$ обусловленную прохождением магнитного потока в воздушном зазоре между объектом контроля и измерительной обмоткой ТВП [4, 13], и только затем внести изделие в первичный вихретоковый преобразователь. Таким образом, чтобы определить $E_{вн}$ и $\varphi_{вн}$ нужно в схеме включения ТВП использовать компенсационный вихретоковый датчик (КВД) [4, 13], а это может привести к снижению быстродействия вихретокового устройства. Поэтому, вихретоковые методы, основанные на измерении и определении $E_\Sigma$, $E_0$, $E_2$, $\varphi$ и $\varphi_o$, являются более предпочтительными [12], так как ЭДС $E_\Sigma$ мы будем измерять, поместив контролируемый образец магнитной жидкости в тепловой ТВП, без частичной или полной компенсации. Использование многопараметровых вихретоковых методов и реализующих их устройств, которые основаны на зондировании контролируемых объектов магнитным полем кратных частот, как известно, существенно облегчает алгоритмы измерительного контроля многих параметров изделий за счет того, что упрощаются универсальные функции преобразования, которые лежат в основе теоретических положений работы ТВП [5]. Так как обобщенный магнитный параметр $x_2$ на второй крат-

ной частоте теплового ТВД будет в два раза больше чем $x_1$ (на первой частоте), а это значит, что частота изменения магнитного поля $f_2$ будет в четыре раза больше чем $f_1$ [5]. В работе [5] был впервые предложен трехпараметровый вихретоковый метод контроля параметров ферромагнитного цилиндрического образца, использующий магнитное поле двух кратных частот ТВП. Вихретоковый метод [5] является экстремальным, так как он основан на достижении экстремума мнимой части суммарной ЭДС $E_\Sigma$ ТВД. Недостатком этой работы, является сложность алгоритмов измерительных и расчетных процедур определения параметров изделий, связанных с уточнением частоты при нахождении экстремума. В работе [12, 13] для повышения достоверности контроля параметров изделий предложено использование в ТВП дополнительной нагревательной обмотки. При этом нагрев исследуемого образца в процессе контроля, позволил определять совместно четыре параметра $a$, $\mu_r$, $\rho$ и $t$ и тем самым повысить достоверность контроля электромагнитных параметров изделий разных конфигураций, а также немагнитных воздушных и жидких сред.

Следует отметить, что на сегодняшний день, практически не развиты теоретические положения, которые лежат в основе работы теплового ТВП с контролируемыми пробами магнитных жидкостей, зондируемыми магнитным полем кратных частот, не известны также особенности работы тепловых ТВП использующих продольное магнитное поле кратных частот при осуществлении многопараметрового измерительного контроля образцов магнитных жидкостей. В то время как потребности научно-исследовательских институтов и промышленных предприятий требуют решения этих важных вопросов.

Таким образом, целью работы является исследование бесконтактного вихретокового четырехпараметрового метода совместного измерительного контроля радиуса $a_{эфж}$, относительной магнитной проницаемости $\mu_{rжt}$, удельной электрической проводимости $\sigma_{жt}$ и температуры $t_ж$ образца контролируемой магнитной жидкости, зондируемого магнитным полем кратных частот теплового ТВП.

Для достижения цели необходимо решить следующие задачи:

1) привести алгоритм совместного многопараметрового измерительного контроля радиуса $a_{эфж}$, относительной магнитной проницаемости $\mu_{rжt}$, удельной электрической проводимости $\sigma_{жt}$ и температуры $t_ж$ образца контролируемой магнитной жидкости.

2) получить основные соотношения, описывающие исследуемый бесконтактный вихретоковый четырехпараметровый метод совместного измерительного контроля параметров пробы магнитной жидкости.

**Определение четырех параметров образца магнитной жидкости с помощью теплового ТВП.**

Перейдем непосредственно к изложению материала воспользовавшись результатами работ [1-10]. На рис.1 дана схема совместного контроля четырех параметров образца магнитной жидкости.

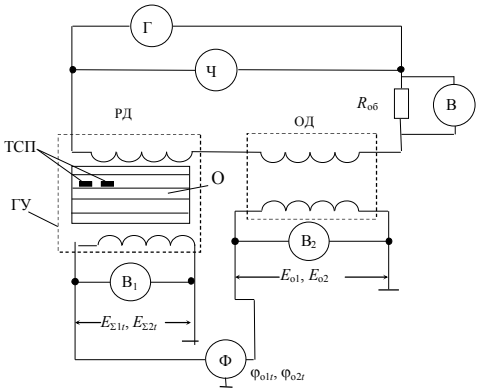



Рис. 1. Схема теплового ТВП для совместного измерительного контроля параметров $a_{эфж}$, $\mu_{rжt}$, $\sigma_{жt}$ и $t_ж$ образца магнитной жидкости на двух кратных частотах $f_{1ж}$ и $f_{2ж}$.

Схема содержит: ТВП – тепловой трансформаторный вихретоковый преобразователь, который включет в себя два идентичных датчика РД и ОД; ГУ – греющее устройство, которое встроено в РД, при этом в ГУ находится образец магнитной жидкости – О, зондируемый магнитным полем кратных частот теплового ТВП $f_{1ж}$ и $f_{2ж}$. Таким образом, РД предназначен для создания магнитного потока внутри образца контролируемой жидкости, а также его нагрева в процессе контроля, а ОД для измерения ЭДС $E_{о1ж}$ и $E_{о2ж}$ (без контролируемого образца) от которых отсчитывается углы сдвига фаз $\varphi_{01жt}$ и $\varphi_{02жt}$; Г – генератор переменного тока; Ч - частотомер; $R_{об}$ – образцовое сопротивление; В, В1 и В2 – вольтметры; ТСП – термометры сопротивления платиновые (контрольный метод измерения температуры – О), Ф – фазометр.

В данном случае нужно измерить значения $E_{\Sigma 1жt}$ и $E_{\Sigma 2жt}$, а также $E_{о1ж}$ и $E_{о2ж}$ и фазовые углы сдвига $\varphi_{о1жt}$ и $\varphi_{о2жt}$ на двух кратных частотах магнитного поля теплового ТВП. При этом система уравнений, которые связывают сигналы теплового ТВП с параметрами образца магнитной жидкости выглядит следующим образом

$$\begin{cases} \operatorname{tg}\phi_{1жt} = f_1\left(a_{эф.1жt}, \mu_{r1жt}, \sigma_{1жt}\right) \\ \operatorname{tg}\phi_{2жt} = f_2\left(a_{эф.2жt}, \mu_{r2жt}, \sigma_{2жt}\right) \\ \left\{k_{2жt} = f_3\left(a_{эф.1жt}, \mu_{r1жt}, \sigma_{1жt}\right), \right. \end{cases} \quad (1)$$

где индекс $t$ означает, что данная величина зависит от температуры, а индексы 1 и 2 имеют отношение к первой и второй кратным частотам магнитного поля зондирующего образец магнитной жидкости.

Для определения температуры необходимо дополнительно использовать два уравнения выражающих собой зависимости удельной электрической проводимости $\sigma_{1жt}$ и $\sigma_{2жt}$ от температуры $t_{1ж}$ и $t_{2ж}$

$$\sigma_{1жt} = \frac{\sigma_{1нж}}{(1+\frac{\lambda_ж}{1+\lambda_ж t_{нж}}(t_{ж} - t_{нж})}, \quad (2)$$

$$\sigma_{2жt} = \frac{\sigma_{2ж}}{(1+\frac{\lambda_ж}{1+\lambda_ж t_{нж}}(t_{ж} - t_{нж})}, \quad (3)$$

где $t_{нж}$ – начальная температура образца магнитной жидкости, $\sigma_{1нж}$ и $\sigma_{2нж}$ – удельная электрическая проводимость при начальной температуре на кратных частотах $f_{1ж}$ и $f_{2ж}$ продольного магнитного поля теплового ТВП.

Приведем полный алгоритм совместного измерительного контроля четырех параметров образца магнитной жидкости: как уже отмечалось выше, сначала с помощью вольтметра $В_1$ измеряем ЭДС $E_{Σ1жt}$ и $E_{Σ2жt}$, а вольтметром $В_2$ ЭДС $E_{о1ж}$ и $E_{о2ж}$. После этого с помощью фазометра Ф регистрируем фазовые углы сдвига $\varphi_{о1жt}$ и $\varphi_{о2жt}$ между ЭДС $E_{о1ж}$ и $E_{Σ1жt}$, а также $E_{о2ж}$ и $E_{Σ2жt}$ соответственно. С учетом того, что на высоких частотах $E_{Σ1жt} = E_{1ж}$ и $E_{Σ2жt} = E_{1ж}$, формулы для определения фазовых углов $\varphi_{1жt}$ и $\varphi_{2жt}$ на двух кратных частотах магнитного поля теплового ТВП можно записать в виде [3-7]

$$\operatorname{tg}\varphi_{1жt} = \frac{E_{∑1жt}\sin\varphi_{о1жt}}{E_{∑1жt}\cos\varphi_{о1жt} - E_1}; \quad (2)$$

$$\operatorname{tg}\varphi_{2жt} = \frac{E_{∑2жt}\sin\varphi_{о2жt}}{E_{∑2жt}\cos\varphi_{о2жt} - E_1}. \quad (3)$$

Далее, воспользовавшись известными универсальными функциями преобразования, которые лежат в основе фазового метода [4-9]: $x_{1t} = f(\varphi_{1t})$ и $x_{2t} = f(\varphi_{2t})$, находим значения обобщенного магнитного параметра $x_{1жt}$ и $x_{2жt}$ на двух кратных частотах. А зная $x_{1жt}$ и $x_{2жt}$,можно определить удельный нормированный магнитный поток на единицу $\mu_{rжt}$ образца магнитной жидкости на частотах $f_{1ж}$ и $f_{2ж}$, т.е. $k_{1жt}$ и $k_{2жt}$, используя две другие функции преобразования:$k_{1t} = f(x_{1t})$ и $k_{2t} = f(x_{2t})$ [4-9].

Далее необходимо найти ЭДС $E_{21жt}$ и $E_{22жt}$ на двух кратных часто-

тах продольного магнитного поля, обусловленные прохождением магнитного потока внутри образца магнитной жидкости, например, на первой частоте мы определяем ЭДС $E_{21жt}$ по формуле [4-9]

$$E_{21ж\,t} = \sqrt{E_{\Sigma ж\,t}^2 + E_1^2 - 2E_{\Sigma ж\,t}E_1 \cos\varphi_{0ж\,t}}\ . \qquad (4)$$

Аналогичным образом определяем ЭДС $E_{22жt}$ на второй кратной частоте $f_{2ж}$.

После этого находим радиус образца магнитной жидкости на двух кратных частотах $f_{1ж}$ и $f_{2ж}$

$$a_{эф.ж.} = \sqrt{\frac{E_{21\,ж\,t}}{\mu_{r1\,ж\,t} \cdot 4{,}44\, f_{1\,ж\,t} W_и \pi\mu_0 Hk_{1\,ж\,t}}}\ ; \qquad (5)$$

$$a_{эф.ж.} = \sqrt{\frac{E_{22\,ж\,t}}{\mu_{r2\,ж\,t} \cdot 4{,}44\, f_{2\,ж\,t} W_и \pi\mu_0 Hk_{2\,ж\,t}}}\ , \qquad (6)$$

где $W_и$ – число витков измерительной обмотки; $\mu_0$ – магнитная постоянная, $\mu_0 = 4\pi\cdot10^{-7}$ Гн/м; $H$ – напряженность магнитного поля.

Приведем зависимости нормированных ЭДС теплового ТВП от фазовых углов $\varphi_{1жt}$ и $\varphi_{2жt}$ на двух кратных частотах продольного магнитного поля теплового ТВП в аналитическом виде

$$E^*_{\Sigma нж1t} = \frac{E_{\Sigma 1ж\,t}}{E_{\Sigma 2ж\,t}E_0} = \frac{\sqrt{\left(1-\mu_{r1ж\,t}\,\mathrm{Re}_1\,k_{1ж\,t}\right)^2 + \left(\mu_{r1ж\,t}\,\mathrm{Im}_1\,k_{1ж\,t}\right)^2}}{\sqrt{\left(1-\mu_{r2ж\,t}\,\mathrm{Re}_2\,k_{2ж\,t}\right)^2 + \left(\mu_{r2ж\,t}\,\mathrm{Im}_2\,k_{2ж\,t}\right)^2}} = f\left(\varphi_{1ж\,t}\right); \qquad (7)$$

$$E^*_{\Sigma нж2t} = \frac{E_{\Sigma 1ж\,t}}{E_{\Sigma 2ж\,t}E_0} = \frac{\sqrt{\left(1-\mu_{r1ж\,t}\,\mathrm{Re}_1\,k_{1ж\,t}\right)^2 + \left(\mu_{r1ж\,t}\,\mathrm{Im}_1\,k_{1ж\,t}\right)^2}}{\sqrt{\left(1-\mu_{r2ж\,t}\,\mathrm{Re}_2\,k_{2ж\,t}\right)^2 + \left(\mu_{r2ж\,t}\,\mathrm{Im}_2\,k_{2ж\,t}\right)^2}} = f\left(\varphi_{2ж\,t}\right), \qquad (8)$$

где $\mathrm{Re}_1$, $\mathrm{Re}_2$, $\mathrm{Im}_1$, $\mathrm{Im}_2$ – реальная и мнимая части параметра $k_{1жt}$ и $k_{2жt}$ образца магнитной жидкости на двух кратных частотах продольного магнитного поля теплового ТВП.

Таким образом, по зависимостям (7) и (8) мы определяем относительную магнитную проницаемость образца магнитной жидкости $\mu_{r1жt}$ и $\mu_{r2жt}$.

Находим удельную электрическую проводимость $\sigma_{1жt}$ и $\sigma_{2жt}$ контролируемой пробы магнитной жидкости (на частотах $f_{1ж}$ и $f_{2ж}$):

$$\sigma_{1ж\,t} = \frac{x^2{}_{1ж\,t}\,4{,}44 W_и Hk_{1ж\,t}}{2E_{21ж\,t}}\ ; \qquad (9)$$

$$\sigma_{1ж\,t} = \frac{x^2{}_{2ж\,t}\,4{,}44 W_и Hk_{2ж\,t}}{2E_{22ж\,t}}\ . \qquad (10)$$

Температуру образца магнитной жидкости, определяем из выражений

$$t_{1\text{ж}} = \left( \frac{1+\alpha_{\text{ж}} t_{\text{н ж}}}{\alpha_{\text{ж}}} \right) \left( \frac{\sigma_{1\text{н ж}} x^2_{1\text{ж}t}\, 4{,}44 W_{\text{и}} H k_{1\text{ж}t}}{2E_{21\text{ж}t}} - 1 \right) + t_{\text{н}}; \qquad (11)$$

$$t_{2\text{ ж}} = \left( \frac{1+\alpha_{\text{ж}} t_{\text{н ж}}}{\alpha_{\text{ж}}} \right) \left( \frac{\sigma_{2\text{ н ж}} x^2_{2\text{ ж}\,t}\, 4{,}44 W_{\text{и}} H k_{2\text{ ж}\,t}}{2E_{22\text{ ж}\,t}} - 1 \right) + t_{\text{н}} \,. \qquad (12)$$

**Обсуждение результатов исследований.** В настоящей работе, в рамках исследования важной научной и практической проблемы, состоящей в создании современных методов и устройств неразрушающего контроля многих параметров магнитных жидких сред, которые являются показателями качества изготавливаемых жидкостей, исследован бесконтактный вихретоковый четырехпараметровый метод совместного измерительного контроля радиуса $a_{\text{эфж}}$, относительной магнитной проницаемости $\mu_{r\text{ж}t}$, удельной электрической проводимости $\sigma_{\text{ж}t}$ и температуры $t_{\text{ж}}$ образца контролируемой магнитной жидкости, зондируемого магнитным полем кратных частот теплового ТВП. Приведен алгоритм совместного измерительного контроля параметров $a_{\text{эфж}}$, $\mu_{r\text{ж}t}$, $\sigma_{\text{ж}t}$ и $t_{\text{ж}}$ образца магнитной жидкости. Получены основные соотношения, описывающие исследуемый в работе бесконтактный вихретоковый четырехпараметровый метод совместного измерительного контроля геометрических, магнитных, электрических и температурных параметров пробы магнитной жидкости, зондируемой магнитным полем двух кратных частот теплового ТВП. Научной новизной настоящей статьи, являются полученные формулы, которые описывают теоретические положения совместного измерительного контроля четырех параметров образца магнитной жидкости с помощью теплового ТВП. Практическое значение работы состоит в том, что предложенный алгоритм измерительных и расчетных процедур, а также разработанный на основании этого алгоритма бесконтактный вихретоковый четырехпараметровый метод, позволят контролировать параметры образцов магнитных жидкостей, которые являются показателями качества промышленно-изготавливаемых жидкостей и указаны в нормативных документах. Перспективы дальнейших исследований, состоят в разработке вихретоковых методов и устройств, позволяющих контролировать магнитные жидкости в широком диапазоне изменения относительной магнитной проницаемости $\mu_{r\text{ж}t}$.

**Список литературы: 1.** *Баштовой В.Г., Берковский Б.М., Вислович А.Н.* Введение в термомеханику магнитных жидкостей. – М.: Наука и техника, 1985. – 188

с. **2.** *Фертман В.Е.* Магнитные жидкости. – Естественная конвекция и теплообмен. – Минск. Наука и техника, 1978. – 208 с. **3.** *Гогосов В.В., Налетова В.А., Шапошникова Г.А.* Гидродинамика намагничивающихся жидкостей // Итоги науки и техники ВИНИТИ. Сер. Механика жидкости и газа. – М.: ВИНИТИ. – 1981. – Т. 16. – С. 76-208. **4.** *Гончаров Б.В.* Теория и практика безэталонных электромагнитных методов контроля. – М.: Машиностроение, 1975. – 40 с. **5.** *Ковашевич И.П.* Ферромагнитный цилиндр в проходном вихретоковом преобразователе. Численное решение обратной задачи // Дефектоскопия. – 1984. – № 9. – С. 8-12. **6.** Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий. Справочник / Под ред. В.В. Клюева. – Кн. 2. – М.: Машиностроение, 1986. – 351 с. **7.** *Себко В.П.* Проходной датчик для измерения электромагнитных характеристик проводящих объектов. – Вестник Харьковского политехнического института. Сер. "Автоматика и приборостроение". – Харьков: Изд-во при "ХПИ" издательского объединения "Вища школа". – 1982. – №188. – Вып. 8. – С. 24-28. **8.** *Себко В.П., Авраменко А.А., Друнов В.А.* и др. Измерение удельной электрической проводимости цилиндрических изделий // Дефектоскопия. – 1984. – №6. – С. 12-15. **9.** *Баштанников Л.А., Бондаренко В.И., Себко В.П.* и др. Определение электромагнитных характеристик материала сплошных цилиндрических изделий // Дефектоскопия. – 1980. – №8. – С. 5-9. **10.** *Обшта А.Ф., Стащук М.Г., Горопацький В.Г.* Математична модель оцінки взаємовпливу робочих середовищ, конструкцій та елементів давачів при фізико – хімічних вимірюваннях. // Вісник Національного Університету "Львівська політехніка". – Львів: НУЛП, 2004. – №522. – С. 186 – 192. **11.** *Себко В.П., Сомхиева О.С.* Совместное определение радиуса и удельной электрической проводимости изделий дифференциальным электромагнитным методом // Материалы Международной науч.-техн. кон. "Современные приборы, материалы и технологии для технической диагностики и неразрушающего контроля промышленного оборудования". – Харьков: ХТУРЭ. – 1998. – С. 134-137. **12.** *Себко В.П., Себко В.В.* Вихретоковые методы и преобразователи для определения температуры изделий и сред // Вестник Харьковского государственного политехнического университета. – Харьков: ХГПУ. – 1999. – Вып. 24. – С. 10-16. **13.** *Себко В.В.* Многофункциональное вихретоковое устройство для совместного измерения радиуса, магнитной проницаемости, удельного электрического сопротивления и температуры цилиндрических изделий // Технічна електродинаміка. – 2002. – Тем. випуск. – Ч. 3. – С. 101-104.

*Поступила в редколлегию 10.03.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Лупиков В.С.*

**УДК 621.317.42**

***М.М. РЕЗИНКИНА,*** д-р техн. наук, НТЦ МТО НАН Украины, Харьков
***О.Л. РЕЗИНКИН,*** канд. техн. наук, НТУ "ХПИ", Харьков

# УЧЕТ ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МЕТОДА КОНЕЧНОГО ИНТЕГРИРОВАНИЯ ДЛЯ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ В КУСОЧНО-ОДНОРОДНЫХ СРЕДАХ

Продемонстровано як використання методу скінченного інтегрування дозволяє автоматично враховувати умови на границях розділу середовищ. Розв'язуваним рівнянням є закон повного струму, записаний у термінах модифікованого векторного потенціалу. При цьому застосована спеціальна розрахункова сітка, у якій для обчислення різних просторових компонентів векторного потенціалу використовуються різні набори вузлів.

Показано, как использовании метода конечного интегрирования позволяет автоматически учесть условия на границах раздела сред. Решаемое уравнение получено на основе закона полного тока и записано в терминах модифицированного векторного потенциала. При этом использована специальная расчетная сетка, в которой для вычисления различных пространственных компонент векторного потенциала используются различные наборы узлов.

**Введение.** Для решения ряда задач, например в области электромагнитной совместимости, в технике сильных электрических и магнитных полей, при разработке различных электротехнических устройств, требуется информация о распределении трехмерных электромагнитных полей (ЭМП) в кусочно-однородных средах сложных пространственных конфигураций. При этом, как правило, используются численные методы расчета ЭМП. Одним из передовых численных методов считается так называемый метод конечного интегрирования [1], поскольку при его использовании можно так выбрать расчетную сетку, чтобы введения условий на границах раздела кусочно-однородных сред с различными электрическими параметрами не требовалось. Это существенно упрощает получение численного решения.

Решаемым уравнением является закон полного тока, задача сформулирована в терминах модифицированного векторного потенциала [2] при неизменных во времени удельных проводимостях сред. Покажем, как соответствующий выбор расчетной сетки может обеспечить автоматическое выполнение условий на границах раздела сред для

векторов напряженностей и индукций ЭМП.

**Постановка задачи расчета.** Для нахождения распределения электромагнитного поля, разобьем рассматриваемую область на ячейки-параллелепипеды (рис. 1). Данное разбиение произведено так, что (i,j,k)-ячейки лежат на границах раздела сред. Под (i,j,k)-ой ячейкой подразумевается параллелепипед, вершинами которого являются следующие узлы: (i,j,k), (i+1,j,k), (i,j+1,k), (i,j,k+1), (i,j+1,k+1), (i+1,j,k+1), (i+1,j+1,k), (i+1,j+1,k+1). В пределах каждой из ячеек электрические параметры среды полагаются одинаковыми.

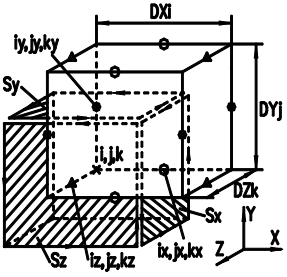



Рис. 1. Ячейка расчетной схемы.

Для каждого узла расчетной сетки запишем уравнение Максвелла [3]:

$$\mathrm{rot}\vec{H} = \gamma\vec{E} + \frac{\partial\vec{D}}{\partial t},$$

где $\vec{H}$, $\vec{E}$ – напряженности магнитного и электрического поля соответственно; $\gamma$ – удельная электропроводность.

Проинтегрируем обе части данного уравнения по поверхности $S$ и, используя теорему Стокса, заменим интеграл в левой части от ротора вектора $\vec{H}$ циркуляцией данного вектора по контуру l, охватывающему $S$:

$$\oint_l \vec{H}d\vec{l} = \int_S \gamma E_n ds + \int_S \frac{\partial D_n}{\partial t} ds, \qquad (1)$$

где $E_n$, $D_n$ – проекции напряженности и индукции электрического поля на нормаль к поверхности S.

Под $S$ здесь понимаются поверхности каждого из трех сечений ($S_x$, $S_y$, $S_z$), перпендикулярных координатным осям (рис. 1). Выражение (1) является законом полного тока, записанным для произвольного контура l кусочно однородной среды с конечной проводимостью.

Поскольку узлы (i,j,k) лежат на границах раздела сред, чтобы избежать попадания площадок $S_x$, $S_y$, $S_z$ (рис. 1) в грани, разделяющие ячейки с различными электрическими параметрами, и вызванную этим неопределенность при задании этих параметров, для записи закона полного тока через площадки $X$=const, $Y$=const, $Z$=const был использован обход различных наборов узлов, показанных на рис. 1. Так, интегрирование (1) по элементарным площадкам $X$=const производилось при обходе узлов, показанным на рис. 1 окружностями (они будут в

дальнейшем обозначаться ix, jx, kx), по площадкам *Y*=const — кругами (они будут в дальнейшем обозначаться iy, jy, ky), по площадкам *Z* = const — треугольниками (они будут в дальнейшем обозначаться iz, jz, kz). Причем, площадки $S_x$, $S_y$, $S_z$ проходят через каждый узел так, что их границы делят пополам расстояния между соседними узлами.

Выразим напряженность электрического поля $\vec{E}$ и индукцию магнитного поля $\vec{B}$ через модифицированный векторный магнитный потенциал $\vec{A}$ [2]:

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}, \quad \vec{B} = \mathrm{rot}\vec{A}. \qquad (2)$$

Для наглядности рассмотрим задачу в двумерной постановке так, что в сечениях *Z*=const распределения электромагнитного поля идентичны. Пусть вектор $\vec{A}$ имеет лишь одну, *z*-ую компоненту - Az. Наложим на расчетную область равномерную пространственную сетку по направлениям *X* и *Y* с шагами $\Delta x$ и $\Delta y$ соответственно. Используя (2), а также материальные уравнения $\vec{B} = \mu\mu_0\vec{H}$ (где $\mu$ - относительная магнитная проницаемость среды, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м) и $\vec{D} = \varepsilon\varepsilon_0\vec{E}$ (где $\varepsilon$ - относительная диэлектрическая проницаемость среды, ℳ□=0,885·10$^{-11}$ ☞/м), запишем (1) для Az компоненты в виде:

$$\frac{1}{\mu_0}\oint_{l_z}\frac{1}{\mu}\mathrm{rot}\,\vec{A}\,d\vec{l} = \int_{S_z} -\gamma\cdot\frac{\partial Az}{\partial t}ds + \varepsilon_0\int_{S_z} -\varepsilon\cdot\frac{\partial^2 Az}{\partial t^2}ds. \qquad (3)$$

Выберем расположения узлов расчетной сетки, в которой рассчитываются значения Az (iz, jz, kz - см. рис. 1) так, чтобы они лежали на границах тех сред, плоскости раздела которых параллельны определяемой в этих узлах компоненте вектора $\vec{A}$. При этом узлы (iz,jz,kz) располагаются внутри сред (внутри ячеек расчетной сетки) для тех сред, плоскости границ которых перпендикулярны определяемой в этих узлах компоненте вектора $\vec{A}$. В результате непрерывность тангенциальных компонент вектора $\vec{A}$, а значит и $\vec{E}$, обеспечивается автоматически ($A_{1\tau} = A_{2\tau}$, $E_{1\tau} = E_{2\tau}$), поскольку узлы, в которых определяются тангенциальные компоненты, лежат на границах раздела сред и значит $A_\tau$ одни и те же в тонком слое по обе стороны от границы раздела сред. Это же относится и к выполнению условия непрерывности нормальных компонент вектора магнитной индукции ($B_{1n} = B_{2n}$), поскольку нормальная к границе раздела сред компонента

вектора $\vec{B}$ выражается через производные по тангенциальным направлениям от тангенциальных компонент вектора $\vec{A}$. Что касается граничного условия $H_{1t} - H_{2t} = I_b$ (где $I_b$ - поверхностная плотность тока на границе раздела), то оно напрямую следует из закона полного тока (см. уравнение (1)) при устремлении к нулю длины той стороны контура интегрирования l, которая перпендикулярна границе раздела сред. Условие $D_{1n} - D_{2n} = \sigma$ также выполняется, поскольку в систему уравнений, решаемых при нахождении компонент вектора $\vec{A}$, входят, в том числе, пары уравнений, представляющих собой закон полного тока, записанный для элементарных площадок, расположенных по обе стороны от границы раздела сред. Если устремить расстояние между плоскостями этих площадок к нулю, то из системы двух таких уравнений можно исключить циркуляции от напряженности магнитного поля, поскольку они определяются через тангенциальные производные от тангенциальных компонент $\vec{A}$, а они на границах раздела сред не меняются. Тогда, после интегрирования по времени, можно получить, что разность слагаемых, пропорциональных нормальным компонентам индукции электрического поля, соответствующим контурам по обе стороны от границы раздела сред, равна интегралу по времени от тока через эту границу, т.е. поверхностному заряду на ней.

Остановимся подробнее на обосновании того, как выполняются граничные условия (см. например [3]) для компонент напряженностей и индукций электрического и магнитного поля.

**Получение условий на границах раздела сред.**

1. Условие $H_{1t} - H_{2t} = I_b$.

Для узла (i,j), лежащего на границе раздела сред 1 и 2, обладающих различными диэлектрическими и магнитными проницаемостями, а также удельными проводимостями, интегрирование уравнения Максвелла производится по поверхности, включающей обе среды, при этом учитываются их электрические параметры (рис. 2). Пунктиром показан контур $l_z$, охватывающий поверхность $S_z$.

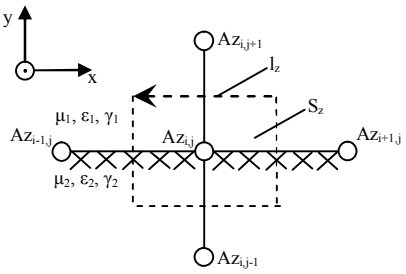



Рис. 2. Контур $l_z$, охватывающий поверхность $S_z$, по которой производится интегрирование уравнения (3).

Тогда, переходя в (3) к ко-

нечным разностям, запишем его в виде:

$$\frac{1}{\mu_0}\{[-\frac{1}{\mu_1}\frac{Az_{i,j+1}-Az_{i,j}}{\Delta y}\Delta x+\frac{1}{\mu_2}\frac{Az_{i,j}-Az_{i,j-1}}{\Delta y}\Delta x]-$$

$$-[(\frac{1}{\mu_1}+\frac{1}{\mu_2})\frac{Az_{i+1,j}-Az_{i,j}}{\Delta x}\frac{\Delta y}{2}-(\frac{1}{\mu_1}+\frac{1}{\mu_2})\frac{Az_{i,j}-Az_{i-1,j}}{\Delta x}\frac{\Delta y}{2}]\}=Jz_{i,j}, \qquad (4)$$

где $Jz_{i,j}=\int\limits_{S_z}-\gamma\cdot\frac{\partial Az}{\partial t}ds+\varepsilon_0\int\limits_{S_z}-\varepsilon\cdot\frac{\partial^2 Az}{\partial t^2}ds$ – суммарная плотность тока, включающая ток проводимости и ток смещения, через площадку $S_z$. Если в выражении (4) устремить $\Delta y$ к нулю, то третьим и четвертым слагаемыми в его левой части можно пренебречь, тогда после деления на $\Delta x$ первые два слагаемые и правая часть дадут:

$$\frac{1}{\mu_0}(-\frac{1}{\mu_1}\frac{Az_{i,j+1}-Az_{i,j}}{\Delta y}+\frac{1}{\mu_2}\frac{Az_{i,j}-Az_{i,j-1}}{\Delta y})=Iz_{i,j},$$

где Iz – плотность поверхностного тока на границе раздела в ячейке (i,j), что соответствует граничному условию

$$H_{1x}-H_{2x}=Iz \text{ или } H_{1t}-H_{2t}=Iz.$$

2. Условие $B_{1n}=B_{2n}$.

Это условие для двумерного случая, когда есть только z-ая компонента вектора $\vec{A}$, идентично следующему равенству (рис. 2):

$$By_1=By_2,$$

или, учитывая (2):

$$\frac{\partial Az_1}{\partial x}=\frac{\partial Az_2}{\partial x}. \qquad (5)$$

Поскольку узлы, в которых определяются компоненты векторного потенциала, лежат на компланарных им границах раздела сред, условие (5) всегда выполняется, так как компоненты векторного потенциала полагаются непрерывными при переходе через границу раздела сред. А значит $B_{1n}=B_{2n}$.

3. $E_{1\tau}=E_{2\tau}$.

Данное условие выполняется по той же причине, что и предыдущее. Поскольку $\vec{E}=-\frac{\partial\vec{A}}{\partial t}$, то при нулевых начальных условиях непрерывность компоненты $\vec{A}$, параллельной поверхности раздела сред, обеспечивает непрерывность касательной компоненты вектора $\vec{E}$.

4. Условие $D_{2n} - D_{1n} = \sigma$.

Рассмотрим интегрирование (1) при обходе по контуру $l_1$, расположенному над границей раздела сред в среде 1 и по контуру $l_2$, расположенному под границей раздела сред в среде 2 (рис. 3).

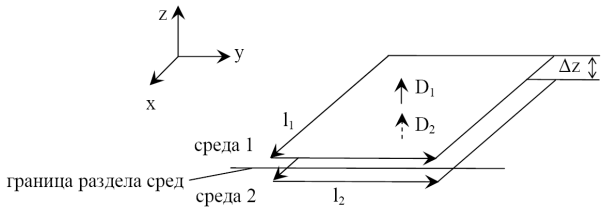



Рис. 3. Контуры обхода при интегрировании уравнения (1) в средах 1 и 2.

Устремив расстояние между плоскостями этих контуров к нулю: $\Delta z \to 0$, получим, что

$$\oint_{l_1} \vec{H} d\vec{l} \xrightarrow[\Delta z \to 0]{} \oint_{l_2} \vec{H} d\vec{l}$$

вследствие непрерывности касательных компонент вектора $\vec{H}$ на границах раздела сред. Тогда из (1) для рассматриваемого случая наличия лишь z-ой компоненты вектора $\vec{A}$, получим:

$$\gamma_1 \frac{\partial Az_1}{\partial t} + \varepsilon_0 \frac{\partial}{\partial t}\left(\varepsilon_1 \frac{\partial Az_1}{\partial t}\right) \xrightarrow[\Delta z \to 0]{} \gamma_2 \frac{\partial Az_2}{\partial t} + \varepsilon_0 \frac{\partial}{\partial t}\left(\varepsilon_2 \frac{\partial Az_2}{\partial t}\right). \quad (6)$$

Проинтегрируем (6) по времени для случая, когда удельная электропроводность от времени не зависит:

$$\varepsilon_0 \varepsilon_1 \frac{\partial Az_1}{\partial t} - \varepsilon_0 \varepsilon_2 \frac{\partial Az_2}{\partial t} = -\gamma_1 Az_1 + \gamma_2 Az_2 . \quad (7)$$

Покажем, что правая часть выражения (7) равна $\sigma_{12}$ - поверхностной плотности заряда на границе сред 1 и 2.

Выражение для $\sigma_{12}$ может быть получено из следующих соображений. Запишем уравнение непрерывности в дифференциальной форме [3]:

$$\mathrm{div}\vec{J} = -\partial\rho / \partial t ,$$

где $\vec{J}$ - плотность тока; $\rho$ - плотность заряда.

Тогда

$$\mathrm{Div}\vec{J} = -\partial\sigma / \partial t ,$$

где Div – обозначает поверхностную дивергенцию.

Последнее выражение может быть проинтегрировано по времени и записано для рассматриваемого случая в виде:

$$\int_0^t [\gamma_1 E_{1n} - \gamma_2 E_{1n}]dt = -\sigma_{12},$$

или (для случая неизменности во времени удельной электропроводности сред $\gamma_1$ и $\gamma_2$)

$$-\sigma_{12} = \int_0^t [\gamma_1 E_{1n} - \gamma_2 E_{1n}]dt = -\gamma_1 Az_1 + \gamma_2 Az_2 .$$

Тогда с учетом (7) получим:

$$\varepsilon_0\varepsilon_1 \frac{\partial Az_1}{\partial t} - \varepsilon_0\varepsilon_2 \frac{\partial Az_2}{\partial t} = -\gamma_1 Az_1 + \gamma_2 Az_2 = \varepsilon_0\varepsilon_1 E_1 - \varepsilon_0\varepsilon_2 E_2 = -\sigma_{12},$$

что эквивалентно условию $\sigma = D_{2n} - D_{1n}$.

**Заключение.** Таким образом, выбор при расчете каждой из компонент вектора $\vec{A}$ различного набора узлов расчетной сетки, в которых они определяются (рис. 1), позволил добиться автоматического выполнения условий на границах раздела сред для напряженностей и индукций электрического и магнитного поля при решении системы уравнений вида (1), записанных в терминах модифицированного векторного магнитного потенциала в виде конечных разностей. Благодаря интегрированию уравнения Максвелла (1) по сечению ячеек расчетной сетки и использованию предложенной специальной расчетной сетки, для случая неизменности во времени удельной электропроводности сред, дополнительное введение граничных условий при решении задачи в разностном виде не требуется, а для каждого узла, лежащего на границе раздела сред, граничные условия выполняются автоматически.

**Список литературы: 1.** *Clemens M., Weiland T.* Discrete electromagnetism with the finite integration technique // Progress in Electromagnetics Research. – 2001. – Vol. 32. – P. 65-87. **2.** *Biro O., Preis K.* On the use of magnetic vector potential in the finite element analysis of three-dimensional eddy currents // IEEE Transactions on Magnetics. – 1989. – Vol. 25. – № 4. – P. 3145-3159. **3**. *Тамм И.Е.* Основы теории электричества. – М.: Наука, 1989. – 504 с.

*Поступила в редколлегию 29.10.2011*
*Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

## ABSTRACTS

### *ELECTRICAL APPARATUS*


***Andrienko P.D., Spitsa A.G.***

**TRANSFORMER'S EQUIPMENT DIAGNOSTIC BASED ON PARTIAL DISCHARGES ANALYSIS OF THEIR INSULATION.**

In the paper an analysis of modern diagnostic methods in the current transformers and the high-voltage inputs are resulted based on partial discharges characteristics of their isolation. Efficiency and diagnostic possibilities of the methods, their advantages, lacks and conformity to standards are considered.

*Index terms* – **transformer's equipment, insulation, diagnostic, partial discharge**.

***Geljarovskaja O.A., Lupikov V.S., Varshamova I.S., Bolukh E.G., Krjukova N.V., Savshenko K.A., Rudas Ju.D.***

**MODELLING OF THE COMPENSATED MAGNETIC FIELD IN THE AUTOMATIC SWITCH.**

Analysis of an external magnetic field in the automatic switch with two compensating windings is carried out using results of computer modeling. A technique of these windings parameters optimization is grounded.

*Index terms* – **automatic switch, phases current conductors, magnetic field, compensating windings, optimization.**

***Grechko A.M.***

**RESEARCH OF ELECTROMAGNETIC ACTUATOR WITH TWO-POSITION MAGNETIC LATCH.**

Researches of an electromagnetic actuator with two-position are resulted for the medium voltage vacuum circuit-breaker. Possibility to perform a single electromagnetic actuator for simultaneously contacts state control in two vacuum circuit-breakers intended to switch on automated reserve is theoretically grounded.

*Index terms* – **MV circuit-breaker, electromagnetic actuator, magnetic latch, contacts state control.**

***Danko V.G., Goncharov E.V.***

**THEORETICAL FUNDAMENTALS AND SELECTION OF BASIC PARAMETERS IN THE ELECTROMAGNETIC SUPERCONDUCTING FAULT CURRENT LIMITER.**

In the paper functioning of the electromagnetic fault current limiter

with the superconducting winding is theoretically carried out. An analysis of criteria for basic parameters choice in the device is resulted.

*Index terms* – **fault current limiter, superconducting winding, basic parameters, criteria.**

***Lelyuk N.A.***

**METHOD OF CONTACT REBOUND DIAGNOSTICS IN ELECTRICAL SWITCHERS.**

Analysis of contact rebound diagnostics methods are resulted for electrical switchers. The new one method and block diagram of a device for its realization are offered.

*Index terms* – **electrical switch, contact rebound, diagnostics.**

***Lupikov V.S.***

**PROSPECTS OF CRYOGENIC COOLING USING IN ELECTRIC DEVICES.**

An analysis of cryogenic cooling problem in elements of electric devices is resulted. Prospects of cryogenic technologies using are considered.

*Index terms* – **electric devices, contacts, electrical arc, small object, cooling, cryogenic technologies.**

***Rassalsky A.N., Andrienko P.D., Sakhno A.A.***

**MODERNIZATION OF DIAGNOSTIC IN THE HIGH VOLTAGE CURRENT TRANSFORMERS BASED ON AUTOMATIC CONTINUOUS MONITORING AND ITS REMANING RESOURSE PREDICTION.**

Proposals for modernization of the existing system of main insulation online diagnostic in current transformers of 330-750 kV with OIP insulation based on the continuous automated monitoring are grounded and their remaining resource are predicted.

*Index terms* – **high voltage current transformers, diagnostic, continuous automated monitoring, remaining resource, prediction**.

***Shvedchikova I.A., Zemzulin M.A.***

**INFORMATION SUPPORT OF GENETIC SYNTHESIS PROCEDURE IN MAGNETIC SEPARATORS.**

A concept of information support of genetic synthesis procedure in magnetic separators is proposed and basic stages of its practical realization are considered using as an example the functional class of the disk type magnetic separators.

*Index terms* – **magnetic separators, genetic synthesis.**

***Galajko L.P., Gajevskaya N.A.***

**ANALYSIS OF THERMAL CONDITION IN SWITCH-RELUCTANT MOTOR INTENDED FOR THE MINER ELECTRIC LOCOMOTIVE BY THE FINAL ELEMENTSMETHOD.**

In the paper computation of temperatures by the final elements method are resulted for the switch-reluctant motor of closed type intended for a miner electric locomotive. Various approaches to the computation are researched.

*Index terms* – **switch-reluctant motor, temperature, computation**.

***Sirikov O.I., Bezkrovna G.V,***

**ELECTRIC POWER LOSSES REDUCTION IN THE "ELECTRIC MOTOR-TRANSMISSION LINE" SYSTEM BY CHOICING ITS VOLTAGE OPTIMUM LEVEL.**

Theoretical bases of losses computation in an asynchronous motor are offered as functions of its input voltage and loading factor. The problem of optimization of voltage level in a shop electric network is formulated using criteria of total active losses minimum as in the system so the motor.

*Index terms* – **asynchronous motor, transmission line, active losses, computation**.

***Shinkarenko V.F., Zablodsky N.N., Pljugin V.Je.***

**SUBSTANTIATION OF PRINCIPLES OF OBJECT-ORIENTED DESIGNING IN ELECTROMECHANICAL ENERGY CONVERTERS.**

Theoretical data on realization of object-oriented designing in electromechanical energy converters are resulted. Advantages of object-oriented designing in comparison with traditional ones are proved. A class's structure and its objects trends are developed for electromechanical energy converters.

*Index terms* – **electromechanical energy converters, object-oriented designing, class's structure**.

## *STRONG ELECTRIC AND MAGNETIC FIELDS*

***Batygin Ju.V., Gnatov A.V., Sabokar' O.S., Gnatova Sch. V.***

**INFLUENCE OF CHARGE CONTOUR PARAMETERS UPON THE DISCHARGE CONTOUR CURRENT IN MAGNET-PULSE**

**INSTALLATIONS. PROCESSING OF EXPERIMENTAL RESEARCHES.**

This article is devoted to determining of influence of charge circuit parameters upon the current pulse forming in the discharging circuit during discharge of a capacity energy storage bank. Processing the experimental data received with help the induction gage- belts Rogovsky are spent. Analysis of the influence on the discharged current form and its characteristics are resulted.

*Index terms* – **magnet-pulse installation, charge contour, discharge contour, current form, experimental researches.**

***Boljukh V.F.***

**INDUCTION-DYNAMIC DRIVE INTENDED FOR A SPRAY JET OF THE INTERNAL COMBUSTION ENGINE.**

The mathematical model of an induction-dynamic drive intended for a spray jet of the internal combustion engine is presented. The basic characteristics of the drive are received at excitation of its inductor by one-half-period impulse with preservation of an energy portion into the capacitor store. Influence of the cooling intensity and pulse repetition frequency on the indicator temperature are established.

*Index terms* – **induction-dynamic drive, mathematical model, excitation, cooling intensity, pulse repetition frequency**.

***Kozak A,V., Arhipov A.V.***

**ANALYSIS OF POWER CHARACTERISTICS IN THE MULTIDIODE GENERATOR ON IMPATTS.**

The theoretical analysis of power summator in a multidiode generator is resulted and relation of power maximum from the number of the generator diodes is considered.

*Index terms* – **multidiode generator, impatts, summing resonator, power.**

***Sydorets V.N., Bushma A.I.***

**HOPF BIFURCATION IN THE CIRCUIT WITH LASER-ARC DISCHARGE.**

Researches of the Hopf bifurcation in the circuit with laser-arc discharge and inertial feedback are resulted. It is fixed that the Hopf bifurcation can be as supercritical so subcritical one. Boundary conditions between these two types of bifurcation are determined. The interaction of the Hopf bifurcation with other bifurcations, such as the twin cycle bifurcation and

the saddle separatrix bifurcation are described.

*Index terms* – **electric circuits, laser-arc discharge, Hopf bifurcation, self-oscillations**.

## *ELECTROTECHNOLOGIES USEGE*

***Gorkunov B.M., Tjupa I.V., Tishchenko A.A.***

**RESEARCHES OF LAYERED CURRENT-CARRYING STRUCTURES BY EDDY-CURRENT METHOD.**

Researches of materials represented by a set of tubes and rods for modelling of sample with the strengthened layer are resulted. Characteristics of output signals from the eddy-current transformer are got up for normal and strengthened samples.

*Index terms* – **eddy-current transformer, material, structure, strengthened layer, electromagnetic characteristics.**

***Kramchanin Je.G.***

**PRINCIPLES OF CONTROL IN THE PLANIMETRIC DYNAMIC SYSTEM INTENDED FOR MEASING OF MAGNETIC MOMENT IN TECHNICAL OBJECTS AT THEIR TURNING MOVEMENT.**

Principles of control are formulated for the planimetric dynamic system intended for measuring of magnetic moment in technical objects at their turning movement. The function chart of the system and features of its practical realization are discussed.

*Index terms* – **technical object, magnetic moment,** measurement, **planimetric dynamic system.**

***Kundenko N.P., Moroz A.N.***

**THEORETICAL SUBSTANTIATION OF INFLUENCE OF DIELECTRIC PERMEABILITY CHANGES IN LIQUID ON A RESONATOR FREQUENCY.**

On the basis of theoretical research of dielectric permeability in the liquid medium in the cell of an optical resonator a relation between its resonant frequency variation and the permeability is received.

*Index terms* – **optical resonator, resonant frequency, permeability**.

***Sebko V.V., Novogilova T.B., Mysyk V.S., Kucherenko D.A., Nzioka Antony Mutua***

**DETERMINATION OF FOUR TEST PARAMETERS IN THE CONTROLLABLE MAGNETIC LIQUID BY MEANS OF**

**THERMAL TRANSFORMER.**

The contactless eddy-current four-parametrical method is used for joint measuring of radius, relative magnetic permeability, specific electric conductivity and temperature into the controllable magnetic liquid sample. The method based on using longitudinal magnetic fields of multiple frequencies.

*Index terms* – **magnetic liquid, physic parameters, measuring, longitudinal magnetic fields.**

## *THEORETICAL ELECTRICAL ENGINEERING*

***Rezinkina M.M., Rezinkin O.L.***

**ACCOUNT OF BOUNDARY CONDITIONS AT COMPUTATIONS OF ELECTROMAGNETIC FIELDS IN PIECE-HOMOGENEOUS ENVIRONMENTS BY THE FINAL INTEGRATION TECHNIQUE.**

It is shown, that at use of the final integration method it is possible to consider automatically boundary conditions on borders of sections of various environments. The full current law written in terms of the modified vector potential is used as solved equation. The special computation grid is applied, in which different sets of nodes is used for computation of superposed potentials.

*Index terms* – **homogeneous environments, electromagnetic fields, computations, final integration technique, boundary conditions.**

**ВИМОГИ**

до оформлення статей у Віснику Національного технічного університету "ХПІ", тематичний випуск **"Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика"**

Оформлення основних елементів статті – за зразком нижче. Оригінал статті готується в редакторі ***Microsoft Word*** (2000-2003) на українській / російській мові. Формат листа – А5. Поля: низ – 25 мм, інші – по 20 мм. Між елементами статті інтервал в один порожній рядок 10 pt. Заповнення останнього листа – не менше 80 %.

Стаття відправляється в редакцію в друкарському варіанті (1 прим.) та в електронному варіанті по E-mail або на диску (без колонтитулів і нумерації сторінок). Друкарський варіант надається на листах білого паперу формату А4 щільністю 80-90 г/м$^2$, надрукованих на лазерному принтері з роздільною здатністю не менше 300 dpi, на одній стороні листа.

**Починаючи з 2011 р. всі статті проходять незалежне рецензування з підписом рецензента наприкінці статті.**

До статті додаються (по 1 прим.):

**1 СУПРОВІДНИЙ ЛИСТ**, де вказується направлення (рубрика), за яким рекомендується публікація статті, й перелік документів наведених нижче.

**2 АКТ ЕКСПЕРТИЗИ** (для громадян України) або офіційний лист з проханням опублікувати статтю (для громадян зарубіжних країн).

**3 АНОТАЦІЯ АНГЛІЙСЬКОЮ МОВОЮ** (приклад приведений нижче).

**4 ДАНІ ПРО АВТОРІВ** на мові статті (прізвище, ім'я, по батькові повністю, організація, посада, поштова адреса, телефон, E-mail).

**5 КОПІЯ ДОКУМЕНТА ПРО ОПЛАТУ** за публікацію.

Друкарські матеріали статті відправляють за адресою:

**Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Фрунзе, 21, м. Харків, 61002, Україна.**

Електронний варіант відправляють за адресою:

**lupikov@kpi.kharkov.ua**

Довідки за тел.:

відповідальний редактор Лупіков Валерій Сергійович

**(057) 707 68 64, mob. 0674923709**

секретар Себякина Наталія Валентинівна**, mob. 0667353882.**

**УДК ...** (10 pt)

***Б.І. КУЗНЕЦОВ***, д-р техн. наук, проф., зав. відділом, НТЦ МТО НАН України, Харків
***Т.Б. НІКИТИНА***, канд. техн. наук, докторант, НТУ "ХПІ", Харків
***БУАКЛІН МОХАММЕД АЛІ***, аспірант, НТУ "ХПІ", Харків

**НАЗВА**
(10 pt, жирний, вирівнювання по лівому краю з відступом 0,75 см., заголовні букви, без перенесень і скорочень)

Текст анотації (9 pt) українською мовою, до 5 рядків (для громадян України).

Текст анотації російською мовою, до 5 рядків.

**Вступ.** У журналі публікуються результати досліджень і огляди в області електричних машин і апаратів, сильних електричних і магнітних полів, теоретичної електротехніки, електричного транспорту, світлотехніки, що не публікувалися раніше (10 pt).

**Мета, завдання дослідження.**

**Назва розділу і результати розв'язання завдання.** Зміст структурується згідно вимогам постанови Президії ВАК України № 7-05/1 від 15.01.2003 р. Стаття складається з розділів, назви яких відображають актуальність і стан проблеми, методи дослідження, результати теоретичних і/або експериментальних досліджень, аналіз результатів, перспективи використання.

**Висновки.**

**Список літератури** – література, електронні ресурси.

В кінці статті приводиться фото кожного автора з короткою інформацією (9 pt).

*Текст* оформляється шрифтом ***Times New Roman*** 10 pt з одиночним міжрядковим інтервалом. Абзацні відступи – 0,75 см. Назва розділу оформляється жирними буквами.

*Математичні формули* створюються у вигляді окремих об'єктів в редакторі формул ***Microsoft Equation***. Розміри (pt): звичайний – 10, крупний індекс – 8, дрібний індекс – 6, крупний символ – 16, дрібний символ – 10. Стиль: текст, змінна – курсив; матриця, вектор – напівжирний курсив; інші – нормальний без нахилу. Формули розташовуються по центру і нумеруються в межах статті, номер – праворуч:

$$N = \tau_{u\,max} / T_{mu} \ , \qquad (1)$$

де $N$ – …; $\tau_{u\,max}$ – …; $T_{mu}$ – … .

Однакові символи в тексті і формулах повинни співпадати.

*Ілюстрації* (рисунки, фото, діаграми) і *таблиці* (9 pt) оформляються за зразком без назв, всі пояснення – в тексті. Рисунки оформляються в редакторі ***Microsoft Word*** як окремі об'єкти в тексті. Рисунки та таблиці відокремлюються від тексту інтервалом в один порожній рядок 10 pt.

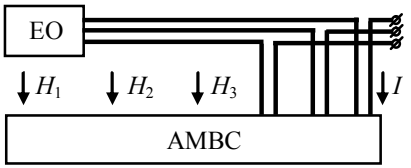



Рис. 1.

Таблиця 1 .

| | |
|---|---|
| Поле ліворуч | 20 мм |
| Поле праворуч | 20 мм |
| Поле зверху | 20 мм |
| Поле знизу | 25 мм |

*Список літератури* оформляється за зразком, згідно стандарту ДСТУ 7.1-2006.

*Посилання* на математичні формули, ілюстрації, таблиці, джерела інформації даються за зразком: (1), (2)-(4); рис. 3, рис. 4,а; табл. 2; [5], [2-5].

**Список літератури: 1.** *Сосков А.Г., Соскова И.А.* Полупроводниковые аппараты: коммутация, управление, защита. – К: Каравелла, 2005 – 344 с. **2.** *Юферов В.Б., Егоров А.М., Шарый С.В.* и др. Магнитоплазменная регенерация ОЯТ // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Зб. наук. праць. Тематичний вип.: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2008. – № 40. – С. 66-83. **3.** Пат. 31677, Україна, МПК G01R 33/00. Пристрій для компенсації змінного магнітного моменту струмів / О.Г. Король, В.С. Лупіков, О.Г. Середа та ін. – № u200708718. Заявлено 30.06.2007. Опубл. 25.04.2008, Бюл. № 8. – 3 с. **4.** Бібліотека і доступність інформації у сучасному світі: електронні ресурси в науці, культурі і освіті / Л.Й. Костенко, А.О. Чекмарьов, А.Г. Бровкін, І.А. Павлуша // Бібліотечний вісник. – 2003. – № 4. – С. 43. – Режим доступу до журналу: http: // www.nbugov.ua / articles / 2003 / 03klinko.htm.

*Фото авторів* (2,5×3 см, не менше 300 dpi). Для кожного автора: прізвище, ім'я, по батькові; вчений ступінь; дати захисту дипломів і дисертацій, місце захисту; місце роботи, посада; короткий опис напрямів наукової діяльності – за зразком, інші відомості – на розсуд автора.

**Лупіков Валерій Сергійович**, професор, доктор технічних наук. Захистив диплом інженера, дисертації кандидата і доктора технічних наук в Харківському політехнічному інституті за фахом електричні машини і апарати, відповідно в 1973, 1987 і 2004 рр. Завідувач кафедрою "Електричні апарати" Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" з 2005 р.
Наукові інтереси пов'язані з проблемами фізичних полів електричних апаратів, електромагнітної сумісності технічних засобів, магнетизму технічних об'єктів, магнітною левітацією.

*Надійшла до редколегії 24.03.2009*

---

**Анотація (**на англійській мові**).**

***Rassalsky A.N., Luchko A.R., Konograj S.P., Guk A.A.***

**APPLICATION OF THE THERMAL MODEL TO POWER AUTOTRANSFORMER FOR COMPUTATION OF ITS ELEMENTS HEATING WITH ACCOUNT OF OPERATION MODE.**

In clause, the thermal model of power autotransformer is considered. That allows estimating its elements temperature in modes of operation. Comparison of computations on the GOST 14209-96 techniques and the offered thermal model are resulted.

*Index terms* – **power autotransformer, thermal model, computations.**

---

**Направлення (рубрики) тематичного випуску:**
**– електричні машини;**
**– електричні апарати;**
**– теоретичні основи електротехніки;**
**– сильні електричні та магнітні поля;**
**– електричні станції;**
**– комп'ютерне моделювання;**
**– використання електротехнологій;**
**– пристрої та методи неруйнівного контролю;**
**– електричний транспорт;**
**– інформація, гіпотези, думки.**

**СОДЕРЖАНИЕ**

***ЕЛЕКТРИЧНІ АПАРАТИ***

***Андриенко П.Д.***, ***Спица А.Г.***
Диагностика трансформаторного оборудования на основе анализа характеристик частичных разрядов в изоляции ..... 3

***Геляровская О.А.***, ***Лупиков В.С.***, ***Варшамова И.С, Болюх Е.Г.***, ***Крюкова Н.В.***, ***Савченко К.А.***, ***Рудас Ю.Д.***
Моделирование компенсированного магнитного поля автоматического выключателя ..... 14

***Гречко А.М.***
Исследование электромагнитного привода с двухпозиционной магнитной защелкой ..... 23

***Данько В.Г., Гончаров Є.В.***
Теоретичні засади і вибір основних параметрів електромагнітного надпровідного обмежувача струму ..... 30

***Лелюк Н.А.***
Разработка способа диагностики отскоков контактов коммутационных электрических аппаратов ..... 37

***Лупиков В.С.***
Перспективы применения криогенного охлаждения в электрических аппаратах ..... 45

***Рассальский А.Н.*** ***Андриенко П.Д., Сахно А.А.***
Совершенствование системы диагностики высоковольтных трансформаторов тока на основе автоматизированного непрерывного контроля и прогноза остаточного ресурса ..... 50

***Шведчикова И.А.***, ***Земзюлин М.А.***
Информационное обеспечение процедуры генетического синтеза магнитных сепараторов ..... 56

***ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ***

***Галайко Л.П.***, ***Гаевская Н.А.***
Анализ теплового состояния вентильно-индукторного двигателя для рудничного электровоза с помощью метода конечных элементов ..... 65

***Сіріков О.І.***, ***Безкровна Г.В.***
Зменшення втрат електроенергії в системі "Електродвигун – лінія електропередачі" шляхом вибору оптимального рівня напруги ..... 68

***Шинкаренко В.Ф.***, ***Заблодский Н.Н.***, ***Плюгин В.Е.***
Обоснование принципов объектно-ориентированного проектирования электромеханических преобразователей энергии ..... 76

## *СИЛЬНІ ЕЛЕКТРИЧНІ ТА МАГНІТНІ ПОЛЯ*

***Батыгин Ю.В., А Гнатов.В., Сабокарь О.С., Гнатова Щ.В.***
Влияние параметров зарядной цепи на ток в разрядном контуре магнитно-импульсной установки. Обработка экспериментальных исследований ..... 84

***Болюх В.Ф.***
Индукционно-динамический привод форсунки двигателя внутреннего сгорания..... 95

***Козак А.В.***, ***Архипов А.В.***
Анализ энергетических характеристик многодиодного генератора на лавинно-пролетных диодах.....105

***Сидорец В.Н.***, ***Бушма А.И.***
Бифуркация Хопфа в цепи с лазерно-дуговым разрядом.....111

## *ВИКОРИСТАННЯ ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЙ*

***Горкунов Б.М., Тюпа И.В., Тищенко А.А.***
Исследование токопроводящих структур вихретоковым методом.....118

***Крамчанин Е.Г.***
Принципы управления контурной динамической системой измерения магнитного момента при угловом перемещении технического объекта .....122

***Кунденко Н.П., Мороз А.Н***.
Теоретическое обоснование влияния изменений диэлектрической проницаемости жидкой среды на частоту резонатора.....127

***Себко В.В.***, ***Новожилова Т.Б.***, ***Мысык В.С.***, ***Кучеренко Д.А.***, ***Нзиока Антони Мутуа***
Определение четырех параметров пробы контролируемой магнитной жидкости с помощью теплового трансформаторного вихретокового преобразователя (ТВП).....140

## *ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ*

***Резинкина М.М., Резинкин О.Л.***
Учет граничных условий при использовании метода конечного интегрирования для расчета электромагнитных полей в кусочно-однородных средах .....151

**ABSTRACTS** .....158
Вимоги до оформлення статей .....164

Наукове видання

**ВІСНИК**
**НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ**
**"ХПІ"**

Збірник наукових праць

**Тематичний випуск**
**"Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів.**
**Теорія і практика"**

**№ 48'2011**

Науковий редактор: доктор техн. наук *В.С. Лупіков*
Технічні редактори: *Н.В. Себякіна, І.С. Варшамова*
Відповідальний за випуск: канд. техн. наук *І.Б. Обухова*

Обл.-вид. № 61-11

Підп. до друку 14.11.2011 р. Формат 60×84 1/16. Папір офісний.
Riso-друк. Гарнітура Таймс. Ум. друк. арк. 10,4. Наклад 300 прим. 1-й з-д 1-70.
Зам. № 157. Ціна договірна.

Видавничий центр НТУ "ХПІ".
Свідоцтво про державну реєстрацію ДК № 3657 від 24.12.2009 р.
61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

Друкарня НТУ "ХПІ", 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

***ISSN 2079-3944. Вісник НТУ "ХПІ". 2011. № 48***