



ЗМІСТ

Електротехніка. Визначні події. Славетні імена

- Баранов М.И.** Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 9: Создание квантовых генераторов электромагнитного излучения сверхвысокой частоты **3**

Електричні машини та апарати

- Авдеева Е.А.** Сравнительный анализ планарной и пространственной аксиальной трёхфазных электромагнитных систем с параллельными образующими поверхностями стержней и обмоточных окон (массо-стоимостные показатели) **15**
- Gurevich V.I.** Electrolytic capacitors: design features and problems of the choice **21**
- Данько В.Г., Гончаров Є.В.** Обмежувач струму короткого замикання з надпровідною обмоткою **28**
- Дёгтев В.Г., Абдулкарим Хусейн Гени, Буцацкая М.П.** Особенности гармонического анализа многофазных несимметричных обмоток **31**
- Загирняк М.В., Прус В.В., Невзлин Б.И.** Оценка трансформаторов и их серий с использованием функциональных зависимостей параметров от обобщенного линейного размера **36**
- Лущик В.Д., Береда І.М.** Типові помилки при виготовленні обмоток двообмоткових асинхронних машин **41**
- Чабан В.Й., Чабан О.В.** Екстремальна несиметрія вузла живлення асинхронних моторів **43**

Техніка сильних електричних та магнітних полів

- Баранов М.И.** Получение дисперсных материалов с микронными, субмикронными и наноструктурными частицами вещества при электрическом взрыве тонких металлических проводников **45**
- Батыгин Ю.В., Гнатов А.В., Аргун Щ.В., Еремина Е.Ф.** Электромагнитные процессы в симметричных индукционных системах с идентичными ферромагнитными тонкостенными экраном и листовой заготовкой **50**
- Дубовенко К.В.** Влияние параметров электроразрядного контура с индуктивно-емкостным накопителем энергии на характеристики электрического разряда **54**

Електричний транспорт

- Михаліченко П.Є. Спосіб зниження кидків струму в системі електричної тяги в аварійному режимі "зняття відновлення" напруги на струмоприймачі **60**

Електричні станції, мережі і системи

- Атарод С.,
Бржезицький В.О.,
Гаран Я.О.,
Маслюченко І.М. Розрахунок наведеного потенціалу в задачі високовольтного подільника напруги **65**
- Веприк Ю.Н.,
Линник Е.Н. Несимметрия параметров электрических сетей 750 кВ ОЭС Украины в неполнореакторных режимах **68**

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал «Електротехніка і Електромеханіка» – передплатне видання. Звертаємо вашу увагу, що починаючи з 2006 року журнал виходить шість разів на рік. Вартість передплати на рік – 136,44 грн., на два місяці – 22,74 грн., на чотири місяці – 45,48 грн., на шість місяців – 68,22 грн., на вісім місяців – 90,96 грн., на десять місяців – 113,7 грн. Передплатний індекс: 01216.

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

Постановою президії ВАК України від 15 січня 2003 р. № 1-08/5 науково-практичний журнал «Електротехніка і Електромеханіка» внесено до Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук та перереєстровано постановою президії ВАК України від 10 лютого 2010 р. № 1-05/1. Журнал зареєстровано як фаховий з № 1 2002 року.

Починаючи з 2005 року згідно з договором між редакцією журналу «Електротехніка і Електромеханіка» та Всеросійським інститутом наукової та технічної інформації Російської академії наук (ВИНИТИ РАН), інформація про статті з журналу за відбором експертів ВИНИТИ розміщується у Реферативному журналі (РЖ) та Базах даних (БД) ВИНИТИ. Згідно з цим договором ВИНИТИ надає редакції журналу звіт про відображення статей з журналу у РЖ та БД ВИНИТИ.

Починаючи з №1 за 2006 р. згідно з Наказом МОН України №688 від 01.12.2005 р. журнал надсилається до УкрІНТЕІ.

Електронна копія журналу «Електротехніка і Електромеханіка», який зареєстровано у Міжнародній системі реєстрації серійних (періодичних) видань під стандартизованим кодом ISSN 2074-272X, надсилається до Національної бібліотеки України ім. В.І. Вернадського. Електронна версія журналу представлена на сайті <http://nbuv.ton.gov.ua> в розділі «Інформаційні ресурси / Наукова періодика України» починаючи з 2009 року.

Звертаємо увагу авторів на необхідність оформлення рукописів відповідно до Вимог, які наведені на офіційному сайті НТУ «ХП» (<http://www.kpi.kharkiv.edu/eie/>). Статті, оформлені згідно з Вимогами, будуть публікуватися у першу чергу.

М.И. Баранов

АНТОЛОГИЯ ВЫДАЮЩИХСЯ ДОСТИЖЕНИЙ В НАУКЕ И ТЕХНИКЕ. ЧАСТЬ 9: СОЗДАНИЕ КВАНТОВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ СВЕРХВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Наведено короткий науково-історичний нарис з усвітньої історії створення квантових генераторів і підсилювачів надвисокочастотного електромагнітного випромінювання (лазерів і мазерів), що знайшли широке застосування в різних галузях науки і техніки.

Приведен краткий научно-исторический очерк из всемирной истории создания квантовых генераторов и усилителей сверхвысокочастотного электромагнитного излучения (лазеров и мазеров), нашедших широкое применение в различных областях науки и техники.

ВВЕДЕНИЕ

Современные успехи в создании квантовых генераторов и усилителей электромагнитного излучения сверхвысокой частоты восходят к 20-м годам прошлого 20-го столетия, ставшими начальным периодом формирования в науке нового раздела физики – квантовой электроники, изучающей на атомарном уровне процессы вынужденного излучения твердыми, жидкими и газообразными материалами сверхвысокочастотных когерентных электромагнитных волн под влиянием воздействующего на них внешнего или внутреннего излучения (излучения накачки) [1]. Именно в этот период (в 1916 году) выдающимся немецким физиком-теоретиком Альбертом Эйнштейном (1879-1955 гг.) были разработаны основы теории индуцированного (вынужденного) излучения энергии возбужденными атомами и молекулами вещества [1–3]. Известно, что квантовые генераторы и усилители (лазеры и мазеры) преобразуют энергию накачки (световую, электрическую, тепловую, химическую и ее другие виды) вещества в энергию его монохроматического поляризованного узконаправленного потока электромагнитного излучения светового и радиочастотного диапазонов. Термин "лазер" происходит от английского словосочетания "Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation" – "усиление света посредством вынужденного излучения", а термин "мазер" – от английского словосочетания "Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation" – "усиление микроволн посредством вынужденного излучения" [4]. Одним из важнейших свойств лазерного (мазерного) излучения является высокая степень его монохроматичности, недостижимая для электромагнитного излучения иных источников, основанных на других физических принципах. Это уникальное свойство указанного электромагнитного излучения возникает в результате самосогласованного кооперативного испускания квантов энергии (фотонов) множеством возбужденных атомов рабочего (активного) вещества лазера (мазера). С момента создания в 1954 году американскими физиками Ч. Таунсом, Дж. Гордоном и Г. Цайгером первого молекулярного квантового генератора на аммиаке NH_3 – мазера [5], а в 1960 году американским физиком-экспериментатором Т. Мейманом первого оптического квантового генератора – лазера [5], в качестве активной среды которого использовался кристалл рубина (оксид алюминия Al_2O_3 с неболь-

шой примесью атомов хрома Cr), физика и техника лазеров (мазеров) в мире интенсивно развивается и по сей день. Создание лазеров (мазеров) явилось одним из самых замечательных достижений физики второй половины XX века, которое привело к революционным изменениям во многих областях науки и техники. Лазеры используются при решении различных научно-технологических задач общегражданского и военного назначения для генерации излучения оптического частотного диапазона. Мазеры применяются в радиоастрономии, технике космической связи и в ряде радиофизических исследований, где необходимы высокостабильные генераторы волн радиодиапазона [6].

1. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЛАЗЕРОВ И МАЗЕРОВ

Физической основой работы лазера (мазера) служит квантовомеханическое явление вынужденного (индуцированного) электромагнитного излучения в его рабочем веществе (твердом теле, жидкости, газе или плазме). Излучение лазера (мазера) может быть как непрерывным с постоянной мощностью, так и импульсным, достигающим больших пиковых мощностей в его выходящем электромагнитном пучке. Отметим, что в некоторых схемах рабочий элемент лазера (мазера) может использоваться в качестве промежуточного оптического (микроволнового) усилителя для электромагнитного излучения от другого источника. Некоторые типы лазеров, например лазеры на растворах красителей или полихроматические твердотельные лазеры, могут генерировать целый набор частот электромагнитного излучения (мод оптического резонатора) в широком спектральном диапазоне. Строгое теоретическое обоснование явления вынужденного (индуцированного) электромагнитного излучения веществом в рамках квантовой физики получило в работах выдающегося английского физика-теоретика Поля Дирака (1902-1984 гг.) в период 1927-1930 годов [1, 5]. Согласно теории этого явления сущность микропроцессов в рабочем веществе лазера (мазера) состоит в том, что возбужденный атом этого вещества способен излучать фотон под действием другого фотона без его поглощения, если энергия последнего равняется разности энергий уровней атома (молекулы) до и после электромагнитного излучения им [1, 5]. При этом излученный возбужденным атомом (молекулой) фотон когерентен фотону, вызвавшему это излучение и является при этом фактически

его "точной копией". В результате такого кванто-механического процесса происходит усиление света (электромагнитных микроволн) внутри активного вещества лазера (мазера). Этим явление индуцированного излучения принципиально отличается от спонтанного электромагнитного излучения вещества, в котором излучаемые фотоны имеют случайные направления распространения, разную поляризацию и фазу. Поэтому излучение, возникающее в результате спонтанных энергетических переходов электронов в веществе, некогерентно. Оно распространяется по всевозможным направлениям и не дает энергетического вклада в проходящую через вещество узконаправленную электромагнитную волну. Чтобы проходящая через слой вещества электромагнитная волна усиливалась, нужно в нем искусственно создать условие, при котором в его возбужденных атомах массово появляются связанные электроны на более высоком энергетическом уровне, то есть надо создать инверсную населенность (заселенность) этих уровней атомов. Такая среда после этого будет являться термодинамически неравновесной. Физическая идея использования неравновесных сред для получения эффекта оптического усиления впервые была высказана известным российским ученым В.А. Фабрикантом (1907-1991 гг.) в 1939 году [1, 5]. Ниже рассмотрим вкратце процесс индуцированного электромагнитного излучения на примере работы твердотельного оптического квантового генератора, построенного на кристалле рубина. Известно, что рубин представляет собой кристалл корунда Al_2O_3 , легированный небольшим количеством положительных ионов хрома Cr^{+3} , которые и являются источником лазерного излучения. Согласно [1, 5] для рубинового лазера характерна трёхуровневая энергетическая система накачки его рабочей среды, схематически приведенная на рис. 1.

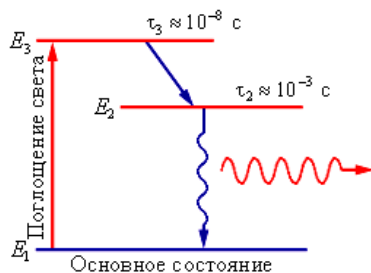


Рис. 1. Трёхуровневая энергетическая схема оптической накачки твердотельного рубинового лазера [5]

В рубине из-за влияния сильного электрического поля кристаллической решётки корунда Al_2O_3 и соответственно проявления в нем известного эффекта Штарка (1913 год) [7] внешний энергетический уровень ионов хрома Cr^{+3} (уровень E_3) будет расщеплён. Именно это обстоятельство делает возможным использование внешнего немонахроматического излучения в качестве оптической накачки рубина, схема которой и основные составные части рубинового лазера указаны на рис. 2. При вспышке импульсной лампы (см. рис. 2) ионы атома хрома Cr^{+3} переходят из своего основного состояния с наименьшей энергией E_1 в возбуждённое состояние с большей энергией

E_3 (см. рис. 1). В этом энергетическом состоянии ион хрома Cr^{+3} может находиться недолго (до 10^{-8} с). Поэтому почти сразу в нем происходит безизлучательный переход на меньший энергетический уровень E_2 , на котором ион этого атома может находиться значительно дольше (до 10^{-3} с). Уровень E_2 в квантовой электронике принято называть метастабильным уровнем. Из-за существования этого энергетического уровня в кристалле рубина возникает возможность осуществления индуцированного излучения под воздействием его других случайных фотонов. Как только число таких ионов хрома Cr^{+3} в рубине, находящихся в метастабильном состоянии на энергетическом уровне E_2 , становится больше, чем в их основном состоянии с наименьшей энергией E_1 , в рубиновом лазере начинается процесс генерации узконаправленного электромагнитного (индуцированного) излучения [5].

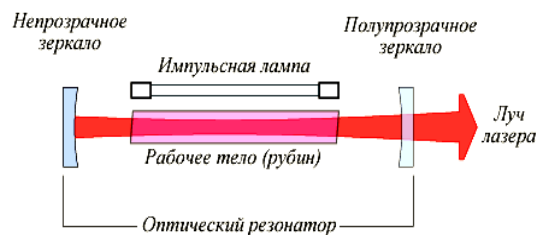


Рис. 2. Принципиальная схема оптической накачки и основные составные части твердотельного рубинового лазера [5]

Этот процесс генерации индуцированного излучения в рубиновом лазере обуславливается энергетическим (лазерным) переходом ионов хрома Cr^{+3} с метастабильного уровня E_2 на основной уровень E_1 . Для усиления вынужденного излучения в кристалле рубина используется открытый оптический резонатор с двумя зеркалами (одно близкое к идеальному – непрозрачное для света, а другое для отвода наружу излучения – полупрозрачное для света), в котором (см. рис. 2) из-за многократного отражения от указанных зеркал и прохождения по оптическому резонатору исходный пучок излучения вызывает в рубине многочисленные индуцированные (лазерные) переходы ионов хрома Cr^{+3} с уровня E_2 на основной уровень E_1 и соответственно появление в нем многочисленных фотонов. Из-за особого расположения в резонаторе зеркал в лазерном луче сохраняются лишь те фотоны, которые распространяются в направлении, параллельном оптической оси резонатора. Остальные фотоны быстро покидают объём резонатора и не участвуют в формировании лазерного луча. Укажем, что рассмотренный нами выше рубиновый лазер работает в импульсном режиме на длине основной волны в 694,3 нм, характерной для красного цвета [3, 7]. При этом рабочим элементом этого лазера является кристалл рубина цилиндрической формы диаметром около 10 мм и длиной до 100 мм. В кристаллической решетке рубина небольшая часть атомов алюминия Al (до 0,05 %) замещена атомами хрома Cr, концентрация которых в рубине составляет до $1,6 \cdot 10^{25} \text{ м}^{-3}$ [7]. Импульсная мощность рубинового лазера достигает 1 МВт с 1 см^2 торца его рабочего элемента-цилиндра [7]. Расходимость светового пучка в рубиновом лазе-

ре не превышает $0,5^\circ$. Для сравнения этих количественных данных, присущих рубиновому лазеру, с характеристиками известных в природе источников света заметим, что мощность излучения поверхности Солнца с температурой около 6000°C в спектре его излучения на длине волны в 500 нм составляет всего до $0,1\text{ Вт}$ с одного см^2 [7]. Одним из недостатков этого твердотельного лазера является то, что не менее 50% энергии его лампы-вспышки уходит на нагревание рабочего рубинового цилиндра. При температуре нагрева этого цилиндра около 1000°C рубиновый лазер перестает работать. В связи с этим данный лазер требует принудительного охлаждения его рабочего тела.

2. КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛАЗЕРОВ И МАЗЕРОВ

Все лазеры (мазеры) состоят из трёх основных составных частей: активной (рабочей) среды; системы накачки (источника энергии); оптического (микроволнового) резонатора, который может отсутствовать, если квантовый генератор работает в режиме усилителя. В настоящее время существует большое количество видов лазеров, использующих в качестве рабочей (активной) среды все агрегатные состояния вещества, включая плазму. В современной квантовой электронике различают следующие основные виды лазеров:

1. Твердотельные лазеры содержат люминесцирующие среды (диэлектрические кристаллы и стекла) [7]. В качестве активаторов этих сред используются ионы редкоземельных элементов или ионы группы железа *Fe*. Накачка их рабочего тела – оптическая с применением мощных газоразрядных ламп-вспышек и осуществляется она обычно по трёх- или четырёхуровневой энергетической схеме. Современные твердотельные лазеры способны работать в импульсном, непрерывном и квазинепрерывном режимах [5]. Широкое применение в этой группе лазеров, кроме описанного выше рубинового с мощностью излучения до 100 Вт в импульсе, получил неодимовый лазер, работающий по четырёхуровневой энергетической схеме на неодимовом стекле, активность и соответственно инверсная заселенность (населенность) которого создается ионами атома неодима Nd^{+3} [7]. Неодимовое рабочее тело этого лазера генерирует в непрерывном режиме инфракрасное излучение с длиной волны $1,06\text{ мкм}$. Одним из недостатков неодимового лазера является его низкий квантовый КПД, который определяется как отношение энергии излученного им фотона к энергии поглощенного фотона накачки. Отметим, что также по четырехуровневой энергетической схеме работает твердотельный лазер на основе активного вещества из флюорита кальция *CaFr* с примесью положительных ионов диспрозия Dy^{+2} [7]. Такие твердотельные лазеры, работающие в непрерывном излучательном режиме, имеют мощность света в каждом из импульсов, следующих друг за другом с частотой до нескольких кГц, достигающую 2 МВт [7]. Длина волны в световом пучке этого лазера равна $2,36\text{ мкм}$ [7].

2. Газовые лазеры, получившие большое распространение, активной средой которых является смесь различных газов или паров [7]. Газы, как известно, характеризуются высокой оптической однородностью

и малой плотностью. Это позволяет в оптических резонаторах таких лазеров использовать сравнительно большие расстояния между их непрозрачными и полупрозрачными зеркалами. Поэтому они (эти лазеры) отличаются высокой мощностью излучения, монохроматичностью и узкой направленностью своего излучения. Работают газовые лазеры в непрерывном (рис. 3) и импульсном режимах. Метод оптической накачки для этих лазеров оказался практически непригоден из-за отсутствия полос поглощения в газах.



Рис. 3. Общий вид современного американского газового лазера из исследовательской лаборатории NASA, работающего в непрерывном режиме излучения голубого света [5]

Отметим, что оптическая накачка для них будет эффективной только в случае совпадения линий излучения лампы-вспышки с линиями поглощения рабочего газа в лазере. По настоящее время эту задачу удалось решить только для цезиевого газового лазера [1, 7]. В зависимости от системы накачки газовые лазеры разделяют на: газоразрядные лазеры; газовые лазеры с оптическим возбуждением; газовые лазеры с возбуждением заряженными элементарными частицами (например, лазеры с ядерной накачкой) [5]. Главным образом в рассматриваемом нами здесь виде лазеров для создания инверсной заселенности (населенности) энергетических уровней атомов рабочего газа (пара) используется метод возбуждения данных атомов электронными ударами [7]. При этом возбуждение электронных оболочек атомов газа осуществляется в процессе газового электрического разряда, приводящего к возникновению в рабочем теле лазера плазмы, состоящей из свободных электронов и ионов. Процесс передачи возбуждения и соответственно создания инверсной заселенности (населенности) в активном веществе такого вида лазера рассмотрим ниже вкратце на примере гелий-неонового лазера. Укажем, что первый в мире газовый гелий-неоновый лазер, излучающий в непрерывном режиме, был создан в декабре 1960 года американскими физиками (А. Джаван, У. Беннет, Д. Хэрриот) [1, 5]. Первоначально этот лазер работал в инфракрасном диапазоне, а затем он был модифицирован для излучения видимого красного света (рис. 4). На рис. 5 изображена схема построения гелий-неонового лазера. Общее давление в газовой смеси этого лазера составляет порядка 102 Па при соотношении компонент гелия *He* и неона *Ne*, примерно равном $10:1$. Активным газом гелий-неонового лазера, на котором в непрерывном режиме возникает генерация на длине волны в $632,8\text{ нм}$ (ярко-красный свет), является неон *Ne*. Гелий *He* в стеклянной кюве-

те 1 (см. рис. 5) выполняет роль буферного газа, участвуя в механизме создания инверсной населенности (заселенности) одного из верхних уровней неона Ne .

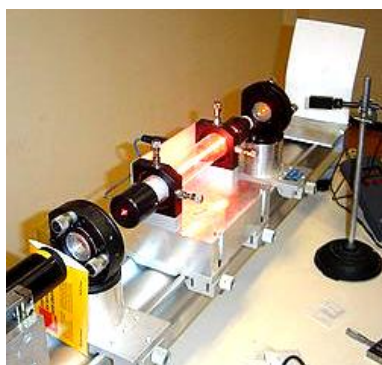


Рис. 4. Внешний вид газового гелий-неонового лазера, излучающего в непрерывном или импульсном режимах работы узконаправленный красный луч света [5]

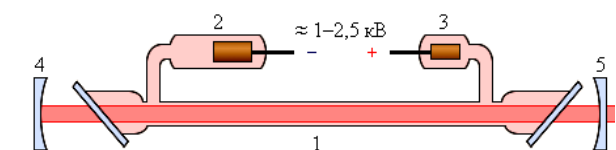


Рис. 5. Схема устройства газового гелий-неонового лазера (1 – стеклянная кювета со смесью гелия и неона, в которой создается высоковольтный разряд; 2 – катод; 3 – анод; 4 – сферическое глухое зеркало с пропусканием менее 0,1%; 5 – сферическое зеркало с пропусканием до 2 %) [5]

На рис. 6 представлена упрощенная схема энергетических уровней гелия He и неона Ne и физического механизма создания инверсной заселенности (населенности) лазерного перехода в гелий-неоновом лазере. При высоковольтном газовом электрическом разряде между электродами 2 и 3 в стеклянной кювете 1 этого лазера (см. рис. 5) вследствие образования в ней плазмы и последующих соударений с ее свободными электронами значительная часть атомов гелия He переходит в верхнее метастабильное состояние E_2 .

В этом случае накачка лазерного перехода $E_4 \rightarrow E_3$ в неоне Ne (см. рис. 6) осуществляется следующим образом. Возбужденные атомы гелия He неупруго сталкиваются с атомами неона Ne , находящимися в основном состоянии, и передают им свою энергию. Уровень E_4 неона Ne расположен на 0,05 эВ выше метастабильного уровня E_2 гелия He . Данный недостаток энергии компенсируется за счет кинетической энергии соударяющихся атомов. На уровне E_4 неона Ne возникает инверсная населенность (заселенность) по отношению к его уровню E_3 , который сильно обедняется за счет спонтанных переходов на ниже расположенные уровни (эти переходы на рис. 6 для неона Ne между уровнями E_3 , E_2 и E_1 показаны прямыми стрелками). При достаточно высоком уровне накачки в смеси гелия He и неона Ne начинается лавинообразный процесс размножения идентичных когерентных фотонов. Если стеклянная кювета 1 гелий-неонового лазера со смесью рассматриваемых газов помещена между высокоотражающими зеркалами 4 и 5 оптического резонатора (см. рис. 5), то в нем при усилении когерентных фотонов возникает лазерная генерация.

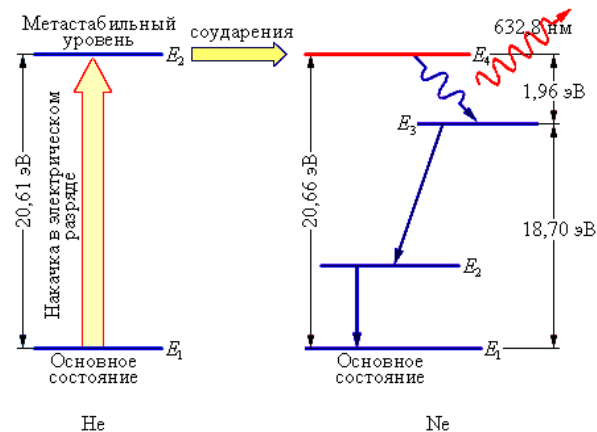


Рис. 6. Упрощенная схема создания инверсной заселенности (населенности) в газовом гелий-неоновом лазере [5]

Световое излучение $He-Ne$ лазера обладает исключительной и непревзойденной монохроматичностью. Этот лазер может кроме красного цвета с длиной волны 632,8 нм генерировать и инфракрасное излучение с длинами волн 1150 и 3390 нм [7]. Импульсная мощность излучения гелий-неонового лазера на длине волны 1150 нм достигает до 15 МВт [5, 7].

В непрерывном режиме лазер на углекислом газе CO_2 генерирует в инфракрасной области электромагнитное излучение мощностью до 10 кВт, а ионный аргоновый лазер на газе аргон Ar в видимой области – сверхвысокочастотное излучение мощностью до 1 кВт [7]. В импульсном режиме мощность этих газовых лазеров достигает нескольких сотен киловатт [7].

3. Полупроводниковые лазеры. Несмотря на то, что этот вид лазеров формально является твердотельным, он традиционно выделяется в отдельную группу. Вызвано это тем, что такие лазеры имеют иной механизм накачки (например, за счет инжекции избыточных носителей электрического заряда через $p-n$ переход или гетеропереход, электрического пробоя в сильном поле или бомбардировки $p-n$ перехода быстрыми электронами [5]), а квантовые переходы происходят между разрешенными энергетическими зонами, а не между дискретными уровнями энергии как у рубинового лазера. Отметим, что накачка полупроводниковых лазеров обычно происходит под действием пропускания через $p-n$ переход их активного вещества сильного прямого электрического тока или воздействия на данный полупроводниковый переход пучка ускоренных электронов. Полупроводниковые лазеры – наиболее употребительный в быту вид лазеров [5]. На их основе работают практически все виды лазерных указок (рис. 7). В настоящее время китайская компания *Wicked Lasers* (г. Шанхай) осуществила настоящий технический прорыв в области создания лазерных указок серии *Spyder* [6]. Первичный источник света в этой лазерной указке – одноваттный инфракрасный лазерный диод с непрерывным излучением. Генерируемый этим диодом инфракрасный луч с длиной волны 808 нм проходит через линзу и попадает в кристалл из оксидов неодима Nd , иттрия Y и ванадия V , где преобразуется в ИК-излучение с длиной волны 1064 нм. Далее работает калий-титаново-фосфорный

кристалл, который преобразует это инфракрасное излучение в видимый лазерный луч с длиной волны 532 нм. Затем луч лазера проходит инфракрасный фильтр и выходную линзу и в итоге "меч Джедая" готов [6].

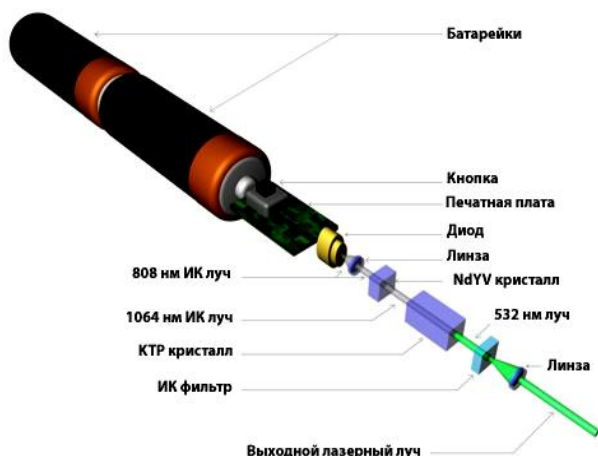


Рис. 7. Схема устройства мощной полупроводниковой лазерной указки с зеленым светом *Wicked Lasers Spyder* [6]

Этот карманный лазер вполне можно назвать "королём" лазерных указок. Кроме этого этот тип лазеров применяется в спектроскопии, в системах накачки других типов оптических квантовых генераторов, а также в медицине, телекоммуникации, голографии, лазерных принтерах (рис. 8) и лазерных целеуказателях (рис. 9) [5,6]. Укажем, что полупроводниковые алюминий-арсенид-галлиевые *AlGaAs* – лазеры, работающие на длине волны излучаемого света в 780 нм, используются в проигрывателях компакт-дисков и являются очень распространёнными в мире.



Рис. 8. Полупроводниковый лазер, широко применяемый в узле генерации изображения принтера *Hewlett-Packard* [6]



Рис. 9. Полупроводниковый лазерный целеуказатель [6]

В области военного применения этот тип лазеров в настоящее время широко используется в различных видах оружейных систем наведения (см. рис. 9) [6].

4. Химические лазеры являются одной из разновидностью газовых лазеров, источником энергии для которых служат химические реакции между компонентами их рабочей среды (смеси газов) [5]. Накачка химических лазеров происходит посредством протекания в их активном веществе химических реакций. При этом инверсия населённости (заселенности) возникает либо у продуктов этих реакций, либо у специально введённых в их активную среду примесей с подходящей структурой энергетических уровней. Лазерные переходы в этом случае происходят между возбуждёнными колебательно-вращательными и основными уровнями составных молекул продуктов химических реакций. Для осуществления химических реакций в активной среде таких лазеров необходимо постоянное присутствие свободных радикалов. Поэтому в них используются различные способы воздействия на молекулы активного вещества для их диссоциации. Отличаются широким спектром генерации в ближней инфракрасной области, большой мощностью непрерывного и импульсного излучения [5, 6]. Недавно огромный химический лазер (на кислороде *O* и йоде *I*), был построен корпорацией *Northrop Grumman* (США) [6]. Этот лазер излучает инфракрасный луч с длиной волны 1,315 мкм. Источником энергии в этом лазере является химическая реакция, протекающая в пламени синглетного кислорода и йода. Он способен работать в постоянном режиме в области мегаваттных мощностей. Область применения химических лазеров – научные исследования и лазерные вооружения [5, 6].

5. Лазеры на красителях, использующие в качестве активной среды жидкий раствор флюоресцирующих органических красителей с образованием широких спектров электромагнитного излучения [5]. Лазерные переходы в компонентах красителя осуществляются между их различными колебательными подуровнями первого возбуждённого и основного синглетных электронных состояний. Накачка в этом виде лазеров – оптическая. Длина волны их излучения – от 0,8 до 4 мкм. Они могут работать в непрерывном и импульсном режимах. Особенностью данных лазеров является возможность быстрой перестройки в них длины волны вынужденного электромагнитного излучения в широком диапазоне. Применяются главным образом в спектроскопических исследованиях и медицине [5].

6. Эксимерные лазеры, являющиеся разновидностью газовых лазеров и работающие на энергетических переходах эксимерных молекул (димерах благородных газов, а также их моногалогенидов), способных существовать лишь некоторое время в энергетически возбуждённом состоянии [5]. Энергетическая накачка в данном виде лазеров осуществляется пропусканием через их газовую смесь пучка электронов, под действием которых атомы (молекулы) их активной газовой среды переходят в возбуждённое состояние с образованием эксимеров, фактически представляющих собой среду с инверсной населённостью. Эксимерные лазеры отличаются высокими энергетическими характеристиками, малым разбросом длины волны генери-

руемого индукционного излучения и возможностью её плавной перестройки в широком диапазоне [5, 6].

7. Лазеры на свободных электронах, активной средой которых является поток свободных электронов, колеблющихся во внешнем электромагнитном поле и распространяющихся с релятивистской скоростью в направлении излучения [5]. Источником энергии излучения в них служит указанное мощное внешнее поле. Основной особенностью этого вида лазеров является возможность плавной широкодиапазонной перестройки в них частоты электромагнитной генерации. Различают убитроны и скаттроны, энергетическая накачка первых из которых осуществляется в пространственно-периодическом сильном электростатическом поле ондулятора, а вторых – за счет мощного высокочастотного поля электромагнитной волны. Каждый свободный электрон излучает до 108 фотонов [5]. Лазеры на свободных электронах с длиной волны, варьирующейся в диапазоне 0,085-6 нм, являются по сути классическими физическими приборами и их работа описывается законами классической электродинамики. Применяются при исследовании атмосферы, в материаловедении, медицине и в образцах вооружения систем противоракетной обороны (ПРО) [5].

8. Квантовые каскадные лазеры, являющиеся разновидностью полупроводниковых лазеров и которые излучают оптический луч в среднем и дальнем инфракрасном диапазонах [5]. В отличие от обычных полупроводниковых лазеров, которые излучают электромагнитную энергию сверхвысокой частоты посредством вынужденных переходов между разрешенными электронными и дырочными уровнями, разделенными запрещенной зоной полупроводника, излучение в квантовых каскадных лазерах возникает при переходе электронов между слоями гетероструктуры полупроводника и состоит из двух типов лучей, причем вторичный луч обладает весьма необычными свойствами и не требует больших затрат энергии [5].

9. Волоконные лазеры, объемный резонатор которых построен на базе оптического легированного волокна, внутри которого полностью или частично генерируется вынужденное излучение [5]. При полностью волоконной реализации он называется цельноволоконным, а при комбинированном использовании волоконных и других элементов в конструкции этого типа лазера он называется волоконно-дискретным или гибридным. Сейчас выпускается волоконный лазер с легированием эрбием Er с длиной световой волны 1,56 мкм. Используется он в лазерных диодах, оптических усилителях в волоконно-оптических линиях связи, при обработке металлов (резка, сварка, гравировка), при термораскалывании стекла, в медицине и косметологии.

10. Рентгеновские лазеры и гамма-лазеры, представляющие собой новые виды мощных лазеров, развитие физических принципов функционирования которых на данный момент в области лазерной техники является приоритетной задачей научных исследований, направленных на создание лазерного оружия [5]. Сейчас известен псевдо-никелево-самариевый лазер, излучающий рентгеновское излучение с длиной волны в 17,3 нм [6]. В этом лазере индуцированное излучение происходит в сверхгорячей плазме самария Sm ,

создаваемое двойными импульсами лазера на неодимовом стекле. Данный лазер оказался первым демонстрационным лазером, работающим в области жесткого рентгеновского излучения [5,6]. Он может применяться в микроскопах сверхвысокого разрешения и голографии. Его сверхвысокочастотное направленное электромагнитное излучение лежит в "окне прозрачности" воды и поэтому он позволяет исследовать структуру ДНК, активность вирусов в клетках и действие лекарств на биологические объекты (человека).

Что касается мазеров, работающих в области радиочастот и применяемых в основном для усиления электромагнитных волн, то именно с них началось развитие в мире квантовой электроники, в которой на настоящее время принята следующая классификационная схема молекулярных квантовых генераторов:

1. Аммиачный мазер. Первый мазер на аммиаке NH_3 , как известно из истории, был создан в 1954 году российскими физиками Н.Г. Басовым (1922-2001 гг.) и А.М. Прохоровым (1916-2002 гг.) и независимо от них американским физиком Ч. Таунсом (1915 г. рождения, рис. 10) [1, 5]. Эти ученые впервые использовали явление индуцированного испускания веществом электромагнитного излучения для создания микроволнового генератора радиоизлучения с длиной волны в 1,27 см [5, 6]. Для создания физической системы с инверсной заселенностью в этом виде мазера был использован метод сортировки молекул в различных энергетических состояниях с помощью сильного неоднородного электростатического поля, создаваемого в квадрупольном конденсаторе длиной около 100 мм, на электроды которого подается постоянное электрическое напряжение величиной до 30 кВ [3, 6, 7]. На вход между электродами этого конденсатора, размещенного в вакуумной камере с давлением порядка 1 мм рт.ст., подается практически термодинамически равновесный молекулярный пучок аммиака. При пролете через квадрупольный конденсатор мазера энергия возбужденных молекул аммиака в постоянном электрическом поле этого конденсатора будет увеличиваться, а невозбужденных – уменьшаться [5, 6]. Если электроды квадрупольного конденсатора мазера охладить жидким азотом, то невозбужденные молекулы аммиака будут к ним практически "примерзать", а возбужденные – свободно пролетать через данный конденсатор, фокусируясь в узкий направленный пучок вдоль его продольной оси. Поэтому после сортирующей электрической системы (квадрупольного конденсатора) этого мазера формируется аммиачный пучок с интенсивностью около 10¹³ молекул в секунду, в котором содержатся только возбужденные молекулы аммиака NH_3 . Благодаря этому приему сортировки и дополнительного возбуждения молекул активной среды мазера осуществляется квантовый переход между дискретными энергетическими уровнями в молекулах аммиака NH_3 . Отметим, что в этом мазере высокочастотная мощность индуцированного излучения молекулярной рабочей среды, выделяющаяся в его объемном резонаторе, отводится к ее потребителю с помощью волновода. Этот вид газового мазера отличается высокой стабильностью своего вынужденного когерентного электромагнитного излучения. Так, молекулярные часы, построенные по физическому принципу работы рас-

смагриваемого нами аммиачного мазера, имеют погрешность временного хода, составляющую до 1 с на 1000 лет их функционирования [6].



Рис. 10. Выдающийся американский физик Чарлз Таунс (1915 г.р.), явившийся одним из основателей квантовой электроники

2. Водородный мазер, обладающий бóльшей монохроматичностью индуцированного излучения возбужденных атомов водорода H чем мазер на молекулах аммиака NH_3 [6]. Его устройство во многом аналогично устройству мазера, работающему на молекулах аммиака NH_3 . Отметим, что этот мазер содержит высокодобротный объемный резонатор с резонансной частотой, настроенной на частоту электромагнитного излучения, испускаемого возбужденными атомами водорода при их переходе в основное энергетическое состояние. Чем выше добротность и соответственно качество этого резонатора, тем дольше не будут затухать электромагнитные колебания, возбужденные в резонаторе мазера на частоте резонанса. При превышении потоком возбужденных атомов (молекул), влетающих в объемный резонатор мазера, некоторой критической величины электромагнитное излучение, возникающее в результате вынужденного испускания, начинает накапливаться в резонаторе. Этот процесс тем самым будет со временем все более усиливать вынужденное испускание возбужденными атомами (молекулами) соответствующих фотонов. Длина волны вынужденного излучения водородного мазера составляет величину в 21 см [6]. Основным недостатком водородного мазера является его малая мощность излучения, которая в тысячи раз меньше мощности аммиачного мазера. Водородный мазер чаще всего используется как генератор стандартной радиочастоты.

3. Твердотельные мазеры, которые применяются чаще всего в качестве усилителей электромагнитного излучения в сантиметровом диапазоне длин волн. Активная среда в этих мазерах представляет собой кристалл (наибольшее распространение получили твердотельные мазеры на кристаллах рубина), размещенный в объемном резонаторе, имеющем две резонансные частоты: одну в качестве частоты излучения энергетической накачки активного вещества и другую в качестве частоты усиления для индукционного излучения его активной среды [6]. Инверсная населенность (заселенность) энергетических уровней в кристалле данного мазера достигается в результате поглощения кристаллом электромагнитного излучения накачки, длина волны которого меньше длины волны усиления. Главной особенностью твердотельных мазеров, называемых еще парамагнитными квантовыми усилителями, является то, что инверсная населенность в их активном веществе (кристалле) осуществ-

ляется на его искусственно расщепленных энергетических уровнях, создаваемых путем помещения этого вещества (кристалла) вместе с объемным резонатором в сильное постоянное магнитное поле [6]. Величина расстройки между расщепленными энергетическими уровнями в указанном активном веществе (кристалле) полностью определяется величиной напряженности внешнего сильного постоянного магнитного поля. Как правило, парамагнитные усилители используют в диапазоне длин электромагнитных волн от 1 до 100 см [5, 6]. Важнейшее свойство парамагнитных квантовых усилителей (твердотельных мазеров) – чрезвычайно низкий уровень шума в их полезном электромагнитном сигнале, который примерно в 100 раз меньше, чем в лучших усилителях, работающих на других физических принципах [6]. Наиболее широко парамагнитные усилители применяют в радиоастрономии и радиолокации для усиления слабых радиосигналов, приходящих из далекого космоса на Землю.

В заключение этого раздела укажем, что сейчас существуют мазеры с использованием циклотронного резонанса и строботроны, основанные на тормозном излучении электронов, а также флимароны, использующие эффект черенковского и переходного излучений [1, 6]. Заметим, что в газовых мазерах сортировка энергетически не- и возбужденных молекул его активного вещества может осуществляться и с помощью сильного неоднородного магнитного поля [7].

3. НЕКОТОРЫЕ ДОСТИЖЕНИЯ РОССИЙСКИХ ФИЗИКОВ В СОЗДАНИИ ЛАЗЕРОВ И МАЗЕРОВ

С 50-х годов прошедшего 20-го столетия ведущим научным центром бывшего СССР в области квантовой электроники стал Физический институт им. П.Н. Лебедева АН СССР (ФИАН) [8]. Здесь многие десятилетия плодотворно трудились выдающиеся российские физики Басов Николай Геннадиевич (рис. 11) и Прохоров Александр Михайлович (рис. 12), ставшие академиками АН СССР и одними из основоположников квантовой электроники [1,8]. Именно здесь в 1954 году Басов Н.Г. совместно с Прохоровым А.М. и независимо от выдающегося американского физика Таунса Ч. (см. рис. 10) создали первый в мире микроволновый квантовый генератор индуцированного излучения – мазер на пучке молекул аммиака NH_3 [1,6,8]. В 1955 году Басовым Н.Г. был предложен трехуровневый метод создания неравновесных квантовых систем (см. рис. 1), широко используемый и по сей день в квантовых генераторах и усилителях мощности радио- и оптического частотных диапазонов.



Рис. 11. Выдающийся российский физик, академик АН СССР Николай Геннадиевич Басов (1922-2001 гг.)

Этими работами указанных советских физиков было положено начало активному развитию в мире квантовой электроники. Поэтому недаром в 1964 году российским физикам Басову Н.Г. и Прохорову А.М. и американскому физика Таунсу Ч. за фундаментальные исследования по созданию генераторов и усилителей нового квантового типа (мазеров и лазеров) была присуждена Нобелевская премия по физике [1, 5].



Рис. 12. Выдающийся российский физик, академик АН СССР Александр Михайлович Прохоров (1916-2002 гг.)

Кроме того, Басовым Н.Г. была выдвинута идея по использованию в лазерах полупроводников и созданию на их основе твердотельных полупроводниковых лазеров (см. раздел 2). В 1961 г. он также предложил для возможного решения вопросов термоядерного синтеза использовать мощные лазеры, что привело к созданию принципиально нового и признанного в мире метода лазерного микротермоядерного синтеза. Им был проведен цикл работ по созданию мощных химических квантовых оптических генераторов, внешний вид одного из которых приведен на рис. 13 [8]. Данный высокоэффективный химический лазер (см. раздел 2) был создан в СССР на принципиально новом методе приготовления активной среды оптического квантового генератора [8]. Удельные характеристики этого кислородно-йодного лазера ФИАН оказались такими, которые долгое время определяли мировой уровень в области разработки химических лазеров. При этом его создателям удалось достигнуть рекордных значений химической эффективности малогабаритных лазеров этого вида за счет использования принципиально новых генераторов синглетного кислорода струйного типа с интенсифицированным массообменом в реакционной зоне этого лазера. Отметим, что в настоящее время согласно [8] струйный генератор синглетного кислорода, созданный в российском ФИАН, применяется практически во всех научных лабораториях мира, где разрабатываются и исследуются химические кислородно-йодные лазеры.

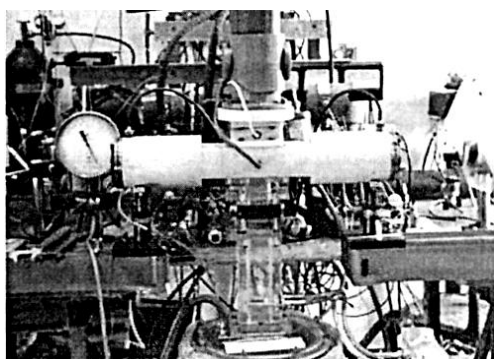


Рис. 13. Химический кислородно-йодный лазер ФИАН [8]

Важной страницей в истории лазерных исследований в российском ФИАН в период 1963-1969 гг. является создание в лаборатории квантовой радиофизики этого всемирно известного института под научным руководством академика Басова Н.Г. больших йодных фотодиссоционных лазеров (рис. 14) с накачкой их газовой рабочей среды излучением взрывной ударной волны или открытого сильнотоочного электрического разряда [1, 8]. Учеными ФИАН при этом было показано, что наиболее эффективным режимом работы таких мощных лазеров является тот, при котором скорость расширения среды от воздействующей на нее импульсной нагрузки (от взрыва или разряда) превышает скорость волны фотодиссоциации [8]. Разработка и создание мощного фотодиссоционного лазера стала исключительно российским достижением, не имевшим как тогда, так и сейчас зарубежных аналогов. Наличие в бывшем СССР такого сверхмощного взрывного газового фотодиссоционного лазера (при его длине в 30 м энергия в выходном импульсе светового излучения достигала 1 МДж) позволило отечественным ученым и инженерам определить реальные результаты взаимодействия в атмосферном воздухе концентрированного лазерного излучения с различными твердыми веществами в широких пучках света и при больших площадях их воздействия на испытываемые материалы разных технических объектов [8].

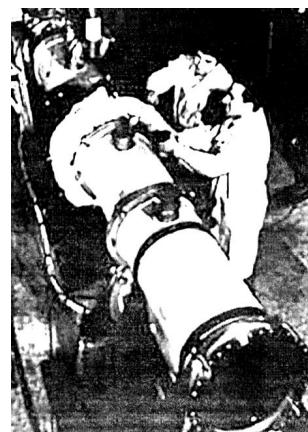


Рис. 14. Мощный фотодиссоционный лазер ФИАН с открытым электрическим искровым разрядом и энергией узконаправленного светового импульса 1,8 кДж при его длительности 30 мкс (средняя импульсная мощность – 60-МВт) [8]

Созданный в ФИАН газовый фотодиссоционный лазер отличался своей высокой эффективностью: практически каждый поглощенный его активной средой фотон накачки затем в процессе индуцированного излучения ею потока света излучался этим лазером. Отметим то немаловажное обстоятельство, что разработка газового фотодиссоционного лазера (с накачкой взрывом химического ВВ [9] или искровым сильнотоочным разрядом [10]) в ФИАН была выполнена тогда, когда в мире иных мощных лазеров, кроме твердотельных рубинового и неодимового, еще не существовало [8]. Интересным фактом является то, что в этом типе мощного газового лазера длина искрового сильнотоочного разряда составляла не менее 1 м, а его

диаметр – до 12 см. Известные нынче мощные импульсные лазеры (например, химический HF - лазер и газовый углекислотный TEA - лазер, а также CO_2 - лазер с преионизацией и эксимерный KrF - лазер [8]) появились в мире после 1970 г. Здесь следует отметить также то, что академик Прохоров А.М. в период 1955-1960 гг. активно работал в ФИАН над созданием квантовых парамагнитных усилителей СВЧ диапазона [1, 8]. Для этой цели им были проведены детальные исследования многих кристаллов, что дало возможность рекомендовать рубин для дальнейшего использования в лазерах. В 1958 г. он предложил новый тип объемного резонатора для субмиллиметровых волн – открытый резонатор в виде параллельных зеркальных плоскостей. Данный тип резонатора получил широкое применение во всем мире в лазерной технике [1, 5]. В 1963 г. он с сотрудниками ФИАН разработал новый принцип действия лазера с использованием двухквантовых переходов в его активной среде. В 1966 г. им был создан новый тип мощного газового лазера (см. раздел 2) – газодинамический лазер, работающий на тепловой накачке, инверсия населенностей (заселенностей) в активной среде которого создавалась между возбужденными колебательно-вращательными уровнями гетероядерных молекул этой среды путём адиабатического расширения движущейся в нем с высокой скоростью газовой смеси (например, углекислого газа CO_2 с примесью молекул азота N_2 и гелия He) [5]. Результаты его плодотворных исследований по высокотемпературной плазме способствовали активному развитию в СССР и ряде мировых научных центров нового направления в получении энергии – лазерного термоядерного синтеза [1]. В последние годы "пальма" научного первенства в России в области разработки и создания мощных лазеров (мазеров) перешла к Институту прикладной физики РАН (г. Москва) и всемирно известному российскому ядерному центру – Всероссийскому научно-исследовательскому институту экспериментальной физики (ВНИИЭФ, г. Саров, Горьковской обл.) [6, 13].

4. КРУПНЕЙШИЕ ЛАЗЕРЫ И МАЗЕРЫ МИРА

Мазеры открыли на нашей планете эру квантовой электроники. На физических принципах этих молекулярных квантовых генераторов были созданы вскоре и квантовые генераторы света – лазеры. Приведем ниже краткий перечень крупных лазеров (мазеров) современных научных лабораторий мира с импульсной мощностью луча выше 100 ТВт. Среди них укажем следующие квантовые генераторы [6, 11, 12]:

1. "**Nova**", Ливерморская национальная лаборатория (США), 1996 год создания, импульсная мощность – 1500 ТВт, энергия в импульсе – 660 Дж.
2. "**Техасский петаваттный лазер**", Техасский университет (США), 2008 год создания, импульсная мощность – 1100 ТВт, энергия в импульсе – 186 Дж.
3. "**Фемта-Луч**", ВНИИЭФ (Россия), 2009 год создания, импульсная мощность – 1000 ТВт, энергия в импульсе – 70 Дж.
4. "**Vulcan**", Резерфордская лаборатория (Великобритания), 2004 год создания, импульсная мощность – 1000 ТВт, энергия в импульсе – 700 Дж.

5. "**PEARL**", Институт прикладной физики РАН (Россия), 2007 год создания, импульсная мощность – 560 ТВт, энергия в импульсе – 24 Дж.
6. "**Titan laser**", Ливерморская национальная лаборатория (США), 2006 год создания, импульсная мощность – 500 ТВт, энергия в импульсе – 200 Дж.
7. "**Trident laser**", Лос-Аламосская национальная лаборатория (США), 2007 год создания, импульсная мощность – 200 ТВт, энергия в импульсе – 100 Дж.
8. "**OMEGA EP**", Рочестерский университет (США), 2008 год создания, импульсная мощность – 260 ТВт, энергия в импульсе – 2600 Дж.
9. "**Петаваттный модуль для ГЕККО XII**", Осакий университет (Япония), 2004 год создания, импульсная мощность – 900 ТВт, энергия в импульсе – 420 Дж.
10. "**Кванджу**", Институт науки и техники (г. Кванджу, Южная Корея), 2010 год создания, импульсная мощность – 1000 ТВт, энергия в импульсе – 34 Дж.

Из указанных выше квантовых генераторов света работа восьми основана на применении технологии усиления chirпованных импульсов (СРА) с использованием неодимового стекла и титан-сапфира и только два российских лазера ("**PEARL**" и "**Фемта-Луч**") базируются на оптическом параметрическом усилении (ОРСПА) в нелинейных кристаллах $DKDP$ [5, 6].

5. НЕКОТОРЫЕ ИЗВЕСТНЫЕ ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ЛАЗЕРОВ И МАЗЕРОВ

1. Применение в промышленных технологиях.

Одним из практических направлений в технологии машиностроительного производства, в котором широко используются лазерные установки, является **поверхностная лазерная обработка металлов**. Здесь можно выделить [5, 6]: а) **лазерную закалку** (термоупрочнение), в которой высокая скорость охлаждения нагретых лазерным лучом участков металла приводит к образованию в нем закалочных структур, характерных только для лазерной обработки; б) **лазерный отжиг** для получения более равновесной структуры (по сравнению с исходным состоянием), обладающей большей пластичностью и меньшей твердостью металла (сплава); в) **лазерный отпуск**, применяемый при необходимости локального увеличения пластичности или ударной вязкости металла, например, в местах соединения различных деталей; г) **лазерное оплавление**, обеспечивающее аморфизацию поверхности металла (сплава) в условиях ее скоростного облучения лучом лазера и которое приводит к повышению твердости, коррозионной стойкости, улучшенным магнитным характеристикам и другим специфическим свойствам материала. Другим важным направлением в технологическом применении лазеров является **получение поверхностных покрытий**, где следует обозначить [5, 6]: д) **лазерное легирование сталей**, значительно повышающее микротвердость и стабильность структуры металлической поверхности и которое может во много раз уменьшить интенсивность ее износа; ж) **лазерную наплавку**, являющуюся уникальным методом нанесения износостойких поверхностных слоев на металл (сплав) без его поволодок и короблений; з) **вакуумно-лазерное напыление**,

закрывающееся в испарении материала участка поверхности под воздействием лазерного излучения в вакууме и конденсировании испарившихся продуктов на той или иной подложке и обеспечивающее получение поверхностного слоя с химическим составом, отличным от основного металла; и) **ударное воздействие лазерного излучения**, которое может использоваться для упрочнения поверхности и для инициирования физико-химических процессов при формировании, например, *p-n* – переходов в полупроводниковых материалах; к) **лазерную сварку**, являющуюся сейчас наиболее перспективной технологией для промышленного использования в связи с разработкой мощных лазеров с непрерывным и импульсно-периодическим действием (при этом виде сварки шов получается узким и глубоким, который принципиально отличается от сварных швов, получаемых при использовании традиционной технологии электросварки; лазерная сварка с глубоким проплавлением позволяет сваривать толстые слои материалов с большой скоростью при минимальном тепловом воздействии на материал, прилегающий к зоне расплава, что улучшает свойства сварного шва и качество сварного соединения). Другим направлением технологического использования в промышленности лазеров является **лазерное разделение материалов**, где следует выделить [5, 6]: л) **лазерную резку**, позволяющую разрезать практически любые материалы независимо от их теплофизических свойств (лазерная резка отличается минимальным механическим воздействием на обрабатываемый материал; при этом виде резки возникают минимальные деформации как временные в процессе резки, так и остаточные после полного остывания разрезаемого материала); м) **газолазерную резку**, когда в зону реза подают луч лазера и технологический газ в виде кольцевой или отдельных сверхзвуковых расчетных струй (газолазерная резка эффективна не только для раскроя хрупких, мягких и нетеплостойких материалов (например, стекла, резины, ткани); она обеспечивает обработку и самых твердых и тугоплавких материалов, поддающихся только алмазному инструменту); н) **термораскалывание**, характеризующееся неоднородностью нагрева стекла с помощью лазерного луча, охлаждаемого струей инертного газа; о) **скрайбирование**, применяемое в электронной промышленности для лазерной обработки пластин из кремния, арсенида галлия и других материалов с нанесенными полупроводниковыми структурами с целью последующего разделения этих пластин толщиной 150-300 мкм на отдельные элементы по линии надреза (при скорости скрайбирования до 250 мм/с с глубиной риски до 100 мкм и ее шириной до 40 мкм лазерное скрайбирование по сравнению с обычным скрайбированием алмазным резцом обеспечивает большую точность разделения тонких полупроводниковых пластин и способствует повышению выхода годных изделий). Еще одним технологическим применением лазеров в промышленности является **лазерная размерная обработка**, где можно указать [5, 6]: п) **лазерную маркировку и гравировку**, применяемую практически во многих отраслях производства для идентификационного и защитного кодирования образцов промыш-

ленных товаров, нанесения надписей на приборные панели, измерительный инструмент, клавиатурные поля, а также для изготовления табличек и шильдиков; р) **лазерную обработку отверстий**, отличающуюся высокоточной обработкой в тугоплавких материалах отверстий малого диаметра (в десятки мкм).

2. Применение в быту, включающее широкое использование лазеров в следующих устройствах [5]: с) **проигрывателях компакт-дисков и DVD** бытовой электронной техники; т) **лазерных принтерах** компьютеров (см. рис. 8); у) **считывателях штрих-кодов** на промышленных товарах; ф) **лазерных указках** (рис. 15), являющихся портативными генераторами когерентных и монохроматических электромагнитных волн видимого диапазона в виде узконаправленного луча и использующихся в образовательных учреждениях, на научных и бизнес презентациях вместо обычных указок (с синим цветом луча длиной 445 нм, зеленым цветом луча длиной 532 нм, желтым цветом луча длиной 593,5 нм и красным цветом луча длиной 635 нм; сейчас красные лазерные указки являются самым распространенным типом указок; в этих указках, запитываемых от батареек-таблеток, используется обычный лазерный диод красного цвета с линзой и небольшая электроплата для управления питанием);



Рис. 15. Миниатюрные лазерные указки с различными цветами испускаемого светового луча (сверху вниз – указки соответственно синего, зеленого и красного цветов) [5]

х) в аппаратуре для **добавления субтитров** на киноэкранах; ц) при **лазерных световых шоу** (рис. 16).



Рис. 16. Демонстрация современного лазерного сопровождения музыкальных представлений (лазерное шоу) [5]

3. Применение в медицине. С появлением лазеров практически наступила новая эра в хирургии. Самым популярным лазером в хирургии стал газовый углекислотный лазер (см. раздел 2). Сегодня в области хирургии лазеры используются при выполнении [5, 6]: желудочно-кишечных операций, операций на желчных путях, селезенке, печени и легких, соединении мышечной ткани и сваривании костей. Незаменимым бескровным скальпелем стал лазер в гинекологии, урологии и лапароскопии, при удалении опухолей на головном и спинном мозге. Отметим, что разработчикам хирургических лазеров приходится сталкиваться с серьезными вопросами при их исполь-

зовании, так как живые ткани содержат много жидкой крови и лимфы, которые сильно поглощают энергию их луча и препятствуют выполнению требуемой медицинской операции. С помощью лазеров сейчас осуществляется восстановление (за счет приваривания лазером отслоившейся сетчатки глаза) и коррекция (за счет лазерной обработки хрусталика глаза) зрения. Лазеры нашли широкое применение в косметической хирургии (лазерная эпиляция, лечение сосудистых и пигментных дефектов кожи, лазерный пилинг, удаление татуировок и пигментных пятен) и стоматологии, а также при диагностике заболеваний.

4. Применение в военном деле. Одними из военных применений лазеров является их использование в следующих образцах и системах вооружения [5,6]: ч) **лазерных дальномерах**, состоящих из импульсного лазера и детектора излучения (измерение времени, за которое луч лазера преодолевает путь до отражателя и обратно, при известном значении скорости света в воздухе (вакууме) позволяет определить с высокой точностью расстояние между лазером и отражающим объектом; найденное значение расстояния до цели может быть использовано для наведения на нее оружия, например, танковой пушки); ш) **оружейных системах лазерного наведения (целеуказания)**, представляющих собой лазер небольшой мощности (см. рис. 9), "подсвечивающий" в непрерывном режиме работы цель для боеприпасов с лазерным наведением – "умных" бомб или ракет, запускаемых с самолёта (лазерный излучатель при этом может находиться как на самом самолёте, так и на земле; в устройствах лазерного наведения обычно используются инфракрасные лазеры); щ) **лазерных прицелах**, содержащих небольшой лазер (рис. 17), работающий в видимом диапазоне (обычно красного цвета) и прикрепленный к стволу пистолета (винтовки) так, чтобы его луч был параллелен оружейному стволу (из-за слабой расходимости лазерного луча, даже на больших расстояниях, этот прицел даёт маленькое пятнышко на цели, на которое стрелок направляет свой ствол и соответственно выстрел); ь) **системах обнаружения снайперов**, основанных на отражении направленного луча лазера от светочувствительных объектов противника (например, от элементов их снайперских винтовок);



Рис. 17. Револьвер, оснащенный лазерным прицелом [6]

ы) **системах постановки помех снайперам**, базирующихся на организации помех путем "сканирования" лазерным лучом местности и не позволяющих вражеским снайперам вести прицельную стрельбу или наблюдение в оптические приборы; ь) **будущих системах лазерного стрелкового оружия**, обладающих узким световым импульсом с энергией не менее

1,6 кДж (эта энергия луча импульсного лазера будет эквивалентна действию на цель летящей пули Ø9 мм; в этом случае лучевой импульс лазера продолжительностью в 1 с должен иметь мощность 1,6 кВт, что при низком КПД лазера приводит к полной энергии, запасаемой за счет накачки в активном веществе лазера, в лучшем случае порядка 16 кДж) [6]. Вес такой переносной системы лазерного оружия будет определяться большой массой источника энергии для его энергетической накачки. Поэтому нетранспортабельность и тяжелые режимы быстрого отвода тепла от активной среды лазера после испускания им мощного луча делают подобные стрелковые системы на сегодня не реальными для боевого применения. В последние годы министерство обороны США успешно провело первое испытание **сверхмощного боевого лазера** (рис. 18), который должен стать частью нового военного комплекса в американской системе ПРО [6]. По оценкам создателей новой системы ПРО этот лазер сможет уничтожить баллистические ракеты с расстояния в несколько километров. После доработки этого вида лазерного оружия его предполагают установить на модифицированный *Boeing-747-400F* и далее провести натурное испытание такого лазера в воздухе для демонстрации принципиальной возможности перехвата баллистической ракеты противника данным способом ещё на восходящей ветви ее траектории [6].



Рис. 18. Демонстрация в околоземном воздушном пространстве первого светового залпа гигантского боевого лазера США, установленного на самолете *Boeing 747* [6]

5. Применение в научных исследованиях. Здесь следует указать использование лазеров в следующих научно-технических областях [5, 6]: э) при **спектроскопическом исследовании вещества**, где необходимы как непрерывное электромагнитное излучение с чрезвычайно узким и стабильным частотным спектром, так и ультракороткие импульсы светового излучения длительностью вплоть до сотен аттосекунд ($1 \text{ ас} = 10^{-18} \text{ с}$ [7]); ю) при **измерении расстояния до небесных тел**, основанном на прохождении сфокусированного лазерного луча от поверхности Земли до этих тел и точном измерении времени, затраченном им на путь до их поверхности и обратное возвращение к Земле; я) при **создании искусственных опорных звезд**, используемых для повышения качества изображения астрономических объектов путем измерения и компенсации оптических искажений земной атмосферы; д) в **фотохимии**, где используются сверхкороткие световые импульсы длительностью порядка единиц фемтосекунд ($1 \text{ фс} = 10^{-15} \text{ с}$ [7]) для запуска и анализа химических реакций; ф) при **лазерном намаг-**

ничивании тел, использующем сверхкороткие интенсивные световые импульсы для сверхбыстрого управления магнитным состоянием вещества (в этом интенсивно развивающемся сейчас научном направлении открыто множество новых оптико-магнитных явлений, таких как: сверхбыстрое размагничивание физических тел за время около 200 фс, тепловое перемагничивание тел светом и нетепловое оптическое управление их намагниченностью с помощью поляризации света); г) при **лазерном охлаждении вещества**, где за счет сканирующих лучей лазеров осуществляется непосредственное охлаждение до сверхнизких температур его атомов и молекул; ж) при изучении **термоядерного синтеза** ядер легких атомов вещества.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Храмов Ю.А. История физики. – Киев: Феникс, 2006. – 1176 с.
2. Кудрявцев П.С. Курс истории физики. – М.: Просвещение, 1974. – 312 с.
3. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 2-х томах. Том 1: Электрофизика и выдающиеся физики мира. – Харьков: Изд-во НТУ "ХПИ", 2008. – 252 с.
4. Большой иллюстрированный словарь иностранных слов. – М.: Русские словари, 2004. – 957 с.
5. <http://ru.wikipedia.org/wiki/Лазер>.
6. <http://www.membrana.ru/particle/7838>.
7. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский. – Киев: Наукова думка, 1989. – 864 с.
8. Зуев В.С. Из истории лазерной физики 60-х годов в КРФ ФИАН. Фотодиссоционный лазер // История науки и техники. – 2009. – № 4. – С. 69-73.
9. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 4: Изобретение химических взрывчатых веществ // Электротехника і електромеханіка. – 2011. – № 5. – С. 3-9.
10. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 6: Техника высоких напряжений // Электротехника і електромеханіка. – 2012. – № 1. – С. 3-15.
11. Хазанов Е.А., Сергеев А.М. Петаваттные лазеры на основе оптических параметрических усилителей: состояние и перспективы // Успехи физических наук. – 2008. – Том 178. – С. 1006.
12. Коржиманов А.В., Гonosков А.А., Хазанов Е.А., Сергеев А.М. Горизонты петаваттных лазерных комплексов // Успехи физических наук. – 2011. – Том 181. – С. 9-32.
13. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 7: Создание ядерного и термоядерного оружия // Электротехника і електромеханіка. – 2012. – № 2. – С. 3-15.

Bibliography (transliterated): 1. Hramov Yu.A. Istoriya fiziki. – Kiev: Feniks, 2006. – 1176 s. 2. Kudryavcev P.S. Kurs istorii fiziki. – M.: Prosveshchenie, 1974. – 312 s. 3. Baranov M.I. Izbrannye voprosy `elektrofiziki: Monografiya v 2-h tomah. Tom 1: `Elektrofizika i vydayushchiesya fiziki mira. – Har'kov: Izd-vo NTU "HPI", 2008. – 252 s. 4. Bol'shoj illyustrirovannyj slovar' inostrannyh slov. – M.: Russkie slovni, 2004. – 957 s. 5. <http://ru.wikipedia.org/wiki/Lazer>. 6. <http://www.membrana.ru/particle/7838>. 7. Kuz'michev V.E. Zakony i formuly fiziki / Otv. red. V.K. Tartakovskij. – Kiev: Naukova dumka, 1989. – 864 s. 8. Zuev V.S. Iz istorii lazernoj fiziki 60-h godov v KRF FIAN. Fotodissocionnyj lazer // Istoriya nauki i tehniki. – 2009. – № 4. – S. 69-73. 9. Baranov M.I. Antologiya vydayushchisya dostizhenij v nauke i tehnike. Chast' 4: Izobretenie himicheskikh vzryvchatyh veschestv // Elektrotehnika i elektromehaniika. – 2011. – № 5. – S. 3-9. 10. Baranov M.I. Antologiya vydayushchisya dostizhenij v nauke i tehnike. Chast' 6: Tehnika vysokih napryazhenij // Elektrotehnika i elektromehaniika. – 2012. – № 1. – S. 3-15. 11. Hazanov E.A., Sergeev A.M. Petavattnye lazery na osnove opticheskikh parametricheskikh usilitelej: sostoyanie i perspektivy // Uspehi fizicheskikh nauk. – 2008. – Tom 178. – S. 1006. 12. Korzhimanov A.V., Gonoskov A.A., Hazanov E.A., Sergeev A.M. Gorizonty petavattnyh lazernyh kompleksov // Uspehi fizicheskikh nauk. – 2011. – Tom 181. – S. 9-32. 13. Baranov M.I. Antologiya vydayushchisya dostizhenij v nauke i tehnike. Chast' 7: Sozdanie yadernogo i termoyadernogo oruzhiya // Elektrotehnika i elektromehaniika. – 2012. – № 2. – S. 3-15.

Поступила 31.05.2011

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., с.н.с.
НИПКИ "Молния"
Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
61013, Харьков, ул. Шевченко, 47
тел. (057) 7076841, e-mail: eft@kpi.kharkov.ua

Baranov M.I.

An anthology of outstanding achievements in science and technology. Part 9: Creation of masers.

A brief scientific and historical essay on the history of creation of masers and maser amplifiers widely applied in various fields of science and technology is given.

Key words – essay, history, masers, maser amplifiers, creation.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПЛАНАРНОЙ И ПРОСТРАНСТВЕННОЙ АКСИАЛЬНОЙ ТРЕХФАЗНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИСТЕМ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ ОБРАЗУЮЩИМИ ПОВЕРХНОСТЯМИ СТЕРЖНЕЙ И ОБМОТОЧНЫХ ОКОН (МАССОСТОИМОСТНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ)

Отримані аналітичні залежності визначення оптимальних геометричних співвідношень за критеріями мінімумів маси і вартості активної частини та виконано порівняльний аналіз масовартісних показників планарної і просторової аксіальної трифазних електромагнітних систем з прямокутними і секторними твірними контурами стрижнів, ярем і котушок обмоток.

Получены аналитические зависимости определения оптимальных геометрических соотношений по критериям минимумов массы и стоимости активной части, а также выполнен сравнительный анализ массово-стоимостных показателей планарной и пространственной аксиальной трехфазных электромагнитных систем с прямоугольными и секторными образующими контурами стержней, ярем и катушек обмоток.

Проблема совершенствования распределительных и специальных трансформаторов с каждым годом становится все более актуальной во всем мире [1, 2]. В настоящее время в распределительных сетях эксплуатируются, а специализированными заводами Украины производятся трансформаторы и реакторы (дроссели) с "традиционными" структурами электромагнитных систем (ЭМС) характеризующимися классификационными признаками [2] плоских параллельных, а также цилиндрических образующих поверхностей (ОП) обмоточных окон и стержней. Основным видом ЭМС трехфазных трансформаторов (ТТ) мощность которых достигает 250 кВ·А [2, 3] являются планарные ЭМС с плоскими параллельными ОП. Массовость использования подобных ЭМС, особенно в ТТ малой мощности и дросселях, обусловлена относительно низкой трудоёмкостью производства планарных магнитопроводов на основе фактора идентичности ширины слоёв электротехнической стали (ЭТС) в прямоугольном сечении стержня.

Известно конструкторско-технологическое решение трехфазной пространственной ЭМС с плоскими параллельными ОП магнитопровода [2,3]. От известных (по состоянию на 2004 г.) пространственных аналогов указанная ЭМС отличается нетрадиционной "секторной" конфигурацией сечения стержня, а также меньшими материалоемкостью и потерями активной мощности [4]. Известно также, что показатели технического уровня (ПТУ) пространственных ЭМС могут быть потенциально выше планарных ЭМС [5]. Однако отсутствуют аналитические количественные результаты определения соотношений ПТУ планарных и пространственных ЭМС как с традиционными, так и с нетрадиционными ОП. При этом существует необходимость разработки специальных ТТ морского назначения с минимальными массогабаритными показателями [6].

Целью работы является сравнительный анализ трехфазной планарной ЭМС с плоскими параллельными ОП и пространственной ЭМС с секторной конфигурацией стержней соответствующей таким же ОП. В настоящей первой части работы рассматриваются особенности и массово-стоимостные показатели.

Основными при производстве магнитопроводов являются технологии плоской шихтовки и спиральной

навивки ЭТС [5]. Шихтованный "безотходный" магнитопровод (рис. 1, а) собирается из наборов трех вариантов прямоугольных пластин (листов) ЭТС, отличающихся длиной. В каждом слое при сборке образуется семь стыков, при этом шихтовка слоев "впереплет" повышает монолитность магнитопровода (рис. 1,а) и снижает ток холостого хода ТТ. Технология навивки ленты (рулона) ЭТС характеризуется преимуществами относительной простоты комплексной автоматизации и снижения трудоемкости производства, а также возможности использования минимальных толщин слоев ЭТС. В связи с малой шириной режущего инструмента (абразивный диск) стыковые магнитопроводы из витых разрезанных заготовок (рис. 1,б) также считаются весьма малоотходными. Витой магнитопровод традиционной конструкции (рис. 1,б) формируется из трех заготовок двух вариантов геометрии с прямоугольными внутренними образующими контурами. Особенностью конструкции (рис. 1,б) является двухконтурность фазных элементов и отсутствие магнитной связи между витыми секциями – контурами. Подобная двухконтурность является причиной сдвига фаз магнитных потоков в смежных секциях. Поэтому магнитная индукция в сечении каждого контура повышается в $2/\sqrt{3}$ раз с повышением потерь в стали ЭМС с магнитопроводом (рис. 1,б) относительно ЭМС с магнитопроводом (рис. 1,а) [5]. Недостатков двухконтурности лишен магнитопровод (рис. 1,в) для формообразования которого вводятся дополнительные технологические операции опрессовки (сплющивания) витых кольцевых заготовок и шлифовки их стыковых поверхностей. Стержневые и угловые участки магнитопровода формируются из трех идентичных сплюсненных заготовок большего диаметра, а четыре яремных участка выполняются поперечной разрезкой двух сплюсненных заготовок меньшего диаметра [7]. Для обеспечения удовлетворительного уровня намагничивающего тока ТТ с магнитопроводом (рис. 1,в) необходима шлифовка восьми поверхностей, образующих в магнитной цепи восемь стыковых зазоров.

Планарность каждого из конструктивно-технологических решений магнитопроводов (рис. 1)

обуславливает фазную магнитную несимметрию ЭМС более выраженную в варианте (рис. 1,б), а также тепловую несимметрию фазных катушек обмоток. Другим известным недостатком ЭМС с магнитопроводами (рис. 1) является повышенная средняя длина витка обмоточной катушки прямоугольной формы [5].

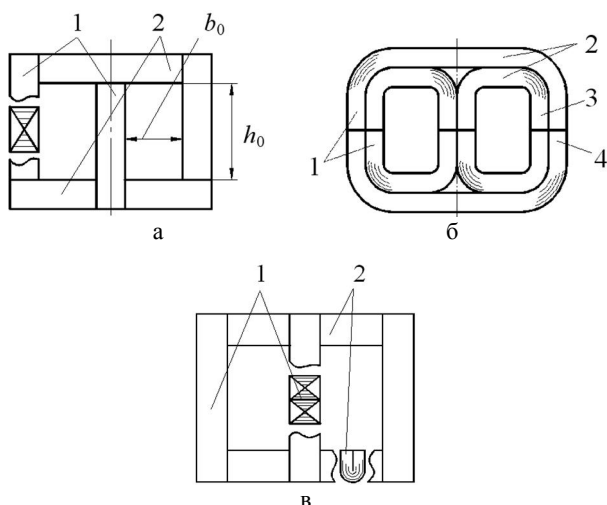


Рис. 1. Варианты планарной конструктивной схемы шихтованного (а) и витого (б и в) трехфазных магнитопроводов с прямоугольными сечениями стержней: 1 – стержень; 2 – ярмо; 3 – внутренняя секция; 4 – наружная секция

Секторная конфигурация сечений стержней образующая в ЭМС (рис. 2) обмоточные окна постоянной ширины достигается сборкой стержней из элементов, являющихся частями одной или нескольких витых кольцевых коаксиальных заготовок разрезаемых в плоскостях, отстоящих на 120° . Количество заготовок определяется диаметром режущего абразивного диска и мощностью трансформатора. Стержни устанавливаются между витыми ярами с треугольными образующими внутренних контуров [4]. Пространственная структура создаёт полную пофазную электромагнитную и тепловую симметрию, а нетрадиционная конфигурация стержней и катушек обеспечивает высокое использование геометрического объёма при встраивании ЭМС (рис. 2) в цилиндрическую оболочку. Технология изготовления симметричного магнитопровода такой ЭМС полностью соответствует "традиционной" технологии производства магнитопроводов (рис.1,б) и не требует перестройки или сложного переоснащения. Конструкция составных стержней из симметричных частей кольцевых заготовок упрощает технологию изготовления и повышает предельную мощность ЭМС (рис. 2), относительно ЭМС с магнитопроводом (рис. 1,в) в связи с отсутствием технологической операции "сплющивания". При этом ограничение намагничивающего тока достигается шлифовкой двух стыковых поверхностей ярем и двух параллельных поверхностей сборки концентрических заготовок нарезки стержней.

Аналитический сравнительный анализ активной части трансформаторов отличающихся структурой ЭМС и технологией изготовления магнитопроводов предполагает решение задач структурной оптимизации. Такие задачи требуют разработки математиче-

ских моделей (ММ) на основе универсальных управляемых переменных (УП) вне зависимости от мощности и исполнения ("сухой", "масляный" или "элегазовый") и, соответственно, способа охлаждения и величин электромагнитных нагрузок трансформатора.

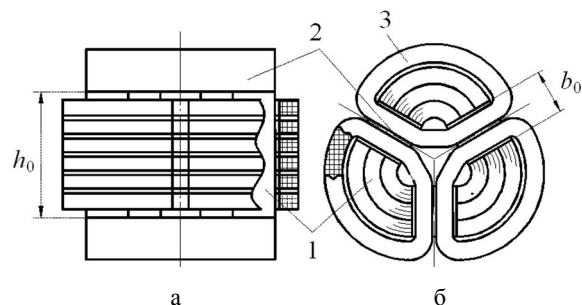


Рис. 2. Вид сбоку (а) и поперечная структура (б) конструктивной схемы пространственной трехфазной электромагнитной системы с витым стыковым магнитопроводом: 1 – стержень; 2 – ярмо; 3 – катушка обмотки

Для решения задач сравнительного анализа различных вариантов структур и исполнений ЭМС предложены относительные коэффициенты ПТУ, а также разработан специальный метод структурной оптимизации с относительными геометрическими УП [8]. Указанный метод заключается в представлении полной целевой функции одного из трех ПТУ $F_{цфi}$ ($i = 3$) в виде произведения двух сомножителей

$$F_{цфi} = \left(4\sqrt{P_{ид}}\right)^3 P_i, \quad (1)$$

где $P_{ид}$ – показатель исходных данных и электромагнитных нагрузок ТТ; P_i – целевая функция одного из упомянутых выше трех ПТУ в виде относительных коэффициентов массы $P_{ма}^*$, стоимости $P_{са}^*$ и потерь $P_{па}^*$ активной мощности:

$$P_{ма}^* \equiv P_{ма}^*; P_{са}^* \equiv P_{са}^*; P_{па}^* \equiv P_{па}^*.$$

Показатель $P_{ид}$ определяется номинальной мощностью, средним значением амплитуды индукции в стержне, частотой сети, плотностями токов обмоток, энергетическими коэффициентами нагрузки и трансформатора, изменением напряжения трансформатора под нагрузкой, а также предварительно заданным коэффициентом полезного действия трансформации энергии. Входящий в (1) относительный показатель зависит от коэффициента заполнения обмоточного окна K_{30} (класса напряжения) ТТ и является функцией универсальных двух основных относительных и третьей дополнительной (используемой в части ЭМС) геометрических УП a_m , λ_0 , и α_c [4, 8]

$$P_i^* = f(K_{30}, a_m, \lambda_0, \alpha_c), \quad (2)$$

где a_m – отношение наружного D_n и внутреннего D_v диаметров расчетных окружностей магнитопровода; λ_0 – отношение высоты h_0 и ширины b_0 (рис. 1,а, рис. 2) обмоточного окна; α_c – центральный угол стержня (рис. 3):

$$a_m = D_n / D_v; \quad (3)$$

$$\lambda_0 = h_0 / b_0. \quad (4)$$

Кроме того, P_i^* зависят от соотношений удельных показателей. $P_{ам}^*$ зависит от соотношения плот-

ностей γ_o/γ_c , а Π_{ac} зависит от соотношений указанных плотностей и стоимостей S_o/S_c активного материала обмотки (АМО) и ЭТС. $\Pi_{ап}^*$ зависит от соотношения плотностей и соотношений удельных потерь АМО и ЭТС, а также электромагнитных нагрузок.

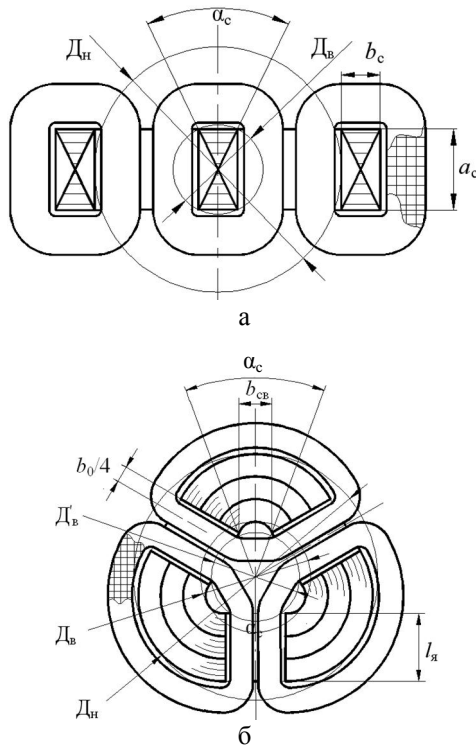


Рис. 3. Поперечные сечения и геометрические параметры планарной (а) и пространственной (б) электромагнитных систем с плоскими параллельными образующими поверхностями обмоточных окон и стержней

При сравнительном анализе планарной (рис. 3,а) и пространственной (рис. 3,б) ЭМС, в соответствии с принципом электромагнитной эквивалентности принимается, что средние значения индукции в стержнях и ярмах, а также коэффициенты заполнения магнитопровода ЭТС $K_{зс}$ соответственно идентичны. Средние значения амплитуд индукции в стержнях и ярмах (прямых участках ярем) магнитопроводов каждой из ЭМС (рис. 3) одинаковы. Принимается, что радиус изгиба внутренних витков угловых зон фазных чередующихся катушек равен величине изоляционного промежутка между катушкой и стержнем (рис. 3). В ЭМС (рис. 3,а) УП α_c является центральный угол стержня, а в ЭМС (рис. 3, б) угол α_c выполняется минимальным в соответствии с технологическим ограничением $\alpha_c \geq 5-15^\circ$.

При разработке ММ методом [8] дополнительно к (1), (2) и (3), (4) используются общие выражения связи площади обмоточного окна S_o с площадью ЭТС стержня S_c и зависимости массы m_o АМО трехфазной системы чередующихся катушек от средней длины витка l_w и ширины обмоточного окна b_o [4]:

$$S_o = \Pi_{ид} / (S_c K_{зo}); \quad (5)$$

$$m_o = 1,5 \gamma_o K_{зo} \lambda_o l_w b_o^2. \quad (6)$$

Разработка ММ масстоимостного анализа планарной ЭМС с шихтованным или витым магнитопро-

водом выполняется с использованием геометрических параметров (рис. 1,а и рис. 3,а).

Стороны a_c и b_c сечения стержня определяются через D_b и α_c выражениями:

$$a_c = D_b \cos(\alpha_c/2); \quad (7)$$

$$b_c = D_b \sin(\alpha_c/2). \quad (8)$$

Площадь прямоугольного сечения ЭТС стержня (рис. 3,а) определяется с использованием (7) и (8)

$$S_{сп} = K_{зс} a_c b_c = K_{зс} (D_b^2/2) \sin \alpha_c. \quad (9)$$

Ширина обмоточного окна определяется в соответствии с рис. 3, а и с учетом (4) и (8)

$$b_o = (D_n/2) - (b_o/2) = D_b [a_m - \sin(\alpha_c/2)]/2. \quad (10)$$

Масса ЭТС магнитопровода (рис. 1,а) определяется с использованием (5) и (8-10) выражением

$$m_{мп} = K_{зс} \gamma_c [3h_o S_{сп} + 2S_{сп} (3b_c + 2b_o)] = \\ = K_{зс} \gamma_c D_b^3 \left[\left(1 + \frac{3}{4} \lambda_o\right) a_m + \left(2 - \frac{3}{4} \lambda_o\right) \sin \frac{\alpha_c}{2} \right] \times \quad (11)$$

$\times \sin \alpha_c.$

На основе (3), (5) и (10) можно получить зависимость между $S_{сп}$ и b_o

$$S_{сп} = \Pi_{ид} / (S_o K_{зo}) = \Pi_{ид} / (K_{зo} \lambda_o b_o^2) = \\ = 4 \Pi_{ид} / \left[K_{зo} \lambda_o D_b^2 \left(a_m - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2 \right]. \quad (12)$$

Из равенства левых частей (9) и (12) следует:

$$K_{зс} (D_b^2/2) \sin \alpha_c = 4 \Pi_{ид} / \left[K_{зo} \lambda_o D_b^2 \left(a_m - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2 \right]; \quad (13)$$

$$D_b = \sqrt[4]{8 \Pi_{ид} / \left[K_{зс} K_{зo} \lambda_o \left(a_m - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2 \sin \alpha_c \right]}.$$

Подстановка (13) в (11) преобразует выражение массы магнитопровода (рис. 1,а) к виду

$$m_{мп} = \gamma_c \left(\sqrt[4]{8 \Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{мп}^*, \quad (14)$$

где $\Pi_{мп}^*$ – относительный показатель массы магнитопровода (рис. 1,а)

$$\Pi_{мп}^* = K_{зс} \left(\sqrt[4]{8 \Pi_{ид} / \left[K_{зс} K_{зo} \lambda_o \left(a_m - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2 \sin \alpha_c \right]} \right)^3 \times \quad (15)$$

$$\times \left[\left(1 + \frac{3}{4} \lambda_o\right) a_m + \left(2 - \frac{3}{4} \lambda_o\right) \sin \frac{\alpha_c}{2} \right] \sin \alpha_c.$$

Средняя длина витка катушки ЭМС (рис. 3,а) определяется на основе (7), (8) и (10)

$$l_{wп} = 2(a_c + b_c) + 2\pi b_o/4 = \\ = 2D_b \left[\sin \frac{\alpha_c}{2} + \cos \frac{\alpha_c}{2} + \frac{\pi}{8} \left(a_m - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) \right]. \quad (16)$$

После подстановки (10) и (16) общее выражение массы АМО (6) для ЭМС (рис. 3,а) принимает вид

$$m_{оп} = 0,75 K_{зo} \gamma_o \lambda_o D_b^3 \left(a_m - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2 \times \\ \times \left[\sin \frac{\alpha_c}{2} + \cos \frac{\alpha_c}{2} + \frac{\pi}{8} \left(a_m - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) \right]. \quad (17)$$

Подстановка (13) преобразует выражение (17) массы АМО ЭМС (рис. 3,а) к виду

$$m_{\text{оп}} = \gamma_o \left(\sqrt[4]{\Pi_{\text{ид}}} \right)^3 \Pi_{\text{моп}}^*, \quad (18)$$

где $\Pi_{\text{моп}}^*$ – относительный показатель массы АМО (рис. 3,а),

$$\Pi_{\text{моп}}^* = 0,75 K_{30} \lambda_o \left(\sqrt[4]{8 \left[K_{3c} K_{30} \lambda_o \left(a_M - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2 \sin \alpha_c \right]} \right)^3 \times \left(a_M - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2 \left[\sin \frac{\alpha_c}{2} + \cos \frac{\alpha_c}{2} + \frac{\pi}{8} \left(a_M - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) \right]. \quad (19)$$

Масса $m_{\text{ап}}$ и стоимость $C_{\text{ап}}$ активных материалов ЭМС (рис. 3,а) определяются на основе (14), (15) и (18), (19) выражениями:

$$m_{\text{ап}} = m_{\text{мп}} + m_{\text{оп}} = \gamma_c \left(\sqrt[4]{\Pi_{\text{ид}}} \right)^3 \Pi_{\text{мап}}^* ;$$

$$C_{\text{ап}} = C_{\text{мп}} + C_{\text{оп}} = \gamma_c C_c \left(\sqrt[4]{\Pi_{\text{ид}}} \right)^3 \Pi_{\text{сап}}^* ,$$

где относительные показатели массы и стоимости $\Pi_{\text{мап}}^*$ и $\Pi_{\text{сап}}^*$ указанной планарной ЭМС определяются выражениями:

$$\Pi_{\text{мап}}^* = \left(\sqrt[4]{8 \left[K_{3c} K_{30} \lambda_o \left(a_M - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2 \sin \alpha_c \right]} \right)^3 \times \left\{ K_{3c} \left[\left(1 + \frac{3}{4} \lambda_o \right) a_M + \left(2 - \frac{3}{4} \lambda_o \right) \sin \frac{\alpha_c}{2} \right] \sin \alpha_c + 0,75 \gamma_o K_{30} \lambda_o \times \left(a_M - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2 \left[\sin \frac{\alpha_c}{2} + \cos \frac{\alpha_c}{2} + \frac{\pi}{8} \left(a_M - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) \right] / \gamma_c \right\}; \quad (20)$$

$$\Pi_{\text{сап}}^* = \left(\sqrt[4]{8 \left[K_{3c} K_{30} \lambda_o \left(a_M - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2 \sin \alpha_c \right]} \right)^3 \times \left\{ K_{3c} \left[\left(1 + \frac{3}{4} \lambda_o \right) a_M + \left(2 - \frac{3}{4} \lambda_o \right) \sin \frac{\alpha_c}{2} \right] \sin \alpha_c + 0,75 \gamma_o C_o K_{30} \times \lambda_o \left(a_M - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2 \left[\sin \frac{\alpha_c}{2} + \cos \frac{\alpha_c}{2} + \frac{\pi}{8} \left(a_M - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) \right] / (\gamma_c C_c) \right\}. \quad (21)$$

Результаты расчета оптимальных значений УП и показателей планарной ЭМС (рис. 3,а) с медным АМО, определенные при соотношениях плотностей (кг/м³) $\gamma_o/\gamma_c = 8,9/7,65$ и стоимостей $C_o/C_c = 4$, а также при $K_{3c}=0,91$ приведены в табл. 1 и табл. 2. Примеры функциональных зависимостей (20) и (21) от a_M ЭМС (рис. 3,а) представлены на рис. 4. Указанные зависимости получены при экстремальных значениях соответственно $\alpha_{c3}=50,93^\circ$ и $\alpha_{c3}=51,6^\circ$ при $K_{30}=0,3$.

Таблица 1

Экстремальные значения управляемых переменных и показателя массы планарной электромагнитной системы

Коэффициент заполнения обмоточного окна, о.е.	Экстремальные значения управляемых переменных			$\Pi_{\text{мап}}^*$, о.е.
	a_{M3} , о.е.	λ_{o3} , о.е.	α_{c3} , град.	
0,3	2,063	2,762	50,93	28,138
0,25	2,216	2,757	50,87	29,692
0,2	2,422	2,751	50,76	31,797

Таблица 2

Экстремальные значения управляемых переменных и показателя стоимости планарной электромагнитной системы

Коэффициент заполнения обмоточного окна, о.е.	Экстремальные значения управляемых переменных			$\Pi_{\text{сап}}^*$, о.е.
	a_{M3} , о.е.	λ_{o3} , о.е.	α_{c3} , град.	
0,3	1,261	2,801	51,6	56,55
0,25	1,338	2,797	51,5	58,752
0,2	1,44	2,791	51,33	61,73

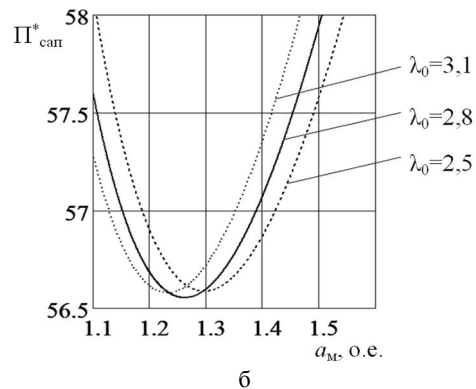
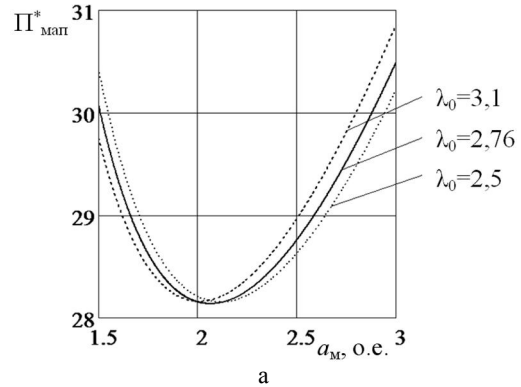


Рис. 4. Зависимости показателей массы (а) и стоимости (б) от геометрических соотношений трехфазной планарной электромагнитной системы с прямоугольным сечением стержней класса напряжения до 1000 В

Выражения диаметра внутренней расчетной окружности и массы ЭТС магнитопровода пространственной ЭМС (рис. 2) [4]:

$$D_{\text{в}} = \sqrt[4]{3 \Pi_{\text{ид}} / \left[\pi K_{3c} K_{30} \lambda_o \left(\frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} + \frac{a_M - 1}{4} \right) K_{\alpha 2}^2 (a_M - 1) \right]}; \quad (22)$$

$$m_{\text{мс}} = \gamma_c \left(\sqrt[4]{\Pi_{\text{ид}}} \right)^3 \Pi_{\text{ммс}}^* , \quad (23)$$

где $K_{\alpha 1}$ и $K_{\alpha 2}$ – коэффициенты угла α_c (рис. 3,б); $\Pi_{\text{ммс}}^*$ – относительный показатель массы магнитопровода ЭМС (рис. 2):

$$K_{\alpha 1} = \sin \left(\frac{\alpha_c}{2} \right) / \left[\cos \frac{\alpha_c}{2} + \sin \left(\frac{\alpha_c}{2} \right) / \sqrt{3} \right]; \quad (24)$$

$$K_{\alpha 2} = \sin \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha_c}{2} \right) / \left[\cos \frac{\alpha_c}{2} + \sin \left(\frac{\alpha_c}{2} \right) / \sqrt{3} \right]; \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \Pi_{\text{ммс}}^* &= \pi K_{3c} \left(4 \sqrt[3]{\left[\pi K_{3c} K_{30} \lambda_0 \left(\frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} + \frac{a_M - 1}{4} \right) K_{\alpha 2}^2 (a_M - 1) \right]} \right)^3 \times \\ &\times (a_M - 1) \left(\frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} + \frac{a_M - 1}{4} \right) \times \\ &\times \left[K_{\alpha 2} (\lambda_0 + 1,1547) + 2,4184 \left(\frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} + \frac{a_M - 1}{4} \right) \right]. \end{aligned} \quad (26)$$

Диаметр вспомогательной окружности D_B' вписанного шестигранника с гранями b_o и b_{cb} , а также, с учетом (3), радиальная длина ярма (стержня) $l_{я}$ (рис. 3,б) связаны с диаметром D_B выражениями [4]:

$$D_B' = D_B / \left[\cos\left(\frac{\alpha_c}{2}\right) + \sin\left(\frac{\alpha_c}{2}\right) / \sqrt{3} \right]; \quad (27)$$

$$l_{я} = (D_H - D_B) / 2 = D_B (a_M - 1) / 2. \quad (28)$$

Величина отрезка между вершинами внутренних углов стержня b_{cb} и ширина обмоточного окна b_o определяются, с использованием (24), (25), и (27) соотношениями [4]:

$$b_{cb} = D_B' \sin \frac{\alpha_c}{2} = \frac{D_B \sin(\alpha_c / 2)}{\left[\cos(\alpha_c / 2) + \sin(\alpha_c / 2) / \sqrt{3} \right]} = K_{\alpha 1} D_B; \quad (29)$$

$$\begin{aligned} b_o &= D_B' \sin \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha_c}{2} \right) = \\ &= \frac{D_B \sin \left[(\pi / 3) - (\alpha_c / 2) \right]}{\left[\cos(\alpha_c / 2) + \sin(\alpha_c / 2) / \sqrt{3} \right]} = K_{\alpha 2} D_B. \end{aligned} \quad (30)$$

Средняя длина витка катушки секторной формы ЭМС (рис. 2) при принятом допущении радиуса изгиба внутренних витков катушек определяется выражением

$$l_{wc} = 2l_{я} + 2b_{cb} + \frac{\pi}{4} b_o + \frac{\pi}{12} b_o + \frac{2\pi}{3} \left(\frac{b_{cb}}{\sqrt{3}} + l_{я} + \frac{b_o}{4} \right). \quad (31)$$

После подстановки (28), (29), (30), выражение (31) преобразуется к виду

$$l_{wc} = D_B [2,0472(a_M - 1) + 2,2092K_{\alpha 1} + 1,5708K_{\alpha 2}]. \quad (32)$$

На основе (6), (30) и (32) определяется выражение массы АМО ЭМС (рис. 2)

$$\begin{aligned} m_{oc} &= 1,5K_{30}\gamma_o\lambda_o K_{\alpha 2}^2 D_B^3 [2,0472(a_M - 1) + \\ &+ 2,2092K_{\alpha 1} + 1,5708K_{\alpha 2}]. \end{aligned} \quad (33)$$

Подстановка (22) преобразует (33) к виду

$$m_{oc} = \gamma_o \left(4 \sqrt[3]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{мос}^*, \quad (34)$$

где $\Pi_{мос}^*$ – относительный показатель массы АМО ЭМС (рис. 2),

$$\begin{aligned} \Pi_{мос}^* &= 1,5K_{30}\gamma_o\lambda_o \times \\ &\times \left(4 \sqrt[3]{\left[\pi K_{3c} K_{30} \lambda_0 \left(\frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} + \frac{a_M - 1}{4} \right) K_{\alpha 2}^2 (a_M - 1) \right]} \right)^3 \times \\ &\times [2,0472(a_M - 1) + 2,2092K_{\alpha 1} + 1,5708K_{\alpha 2}] K_{\alpha 2}^2. \end{aligned} \quad (35)$$

Масса m_{ac} и стоимость C_{ac} активных материалов ЭМС (рис. 2) определяются, исходя из (23), (26), и (34), (35) выражениями:

$$m_{ac} = m_{мс} + m_{ос} = \gamma_c \left(4 \sqrt[3]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{мас}^* ;$$

$$C_{ac} = C_{мс} + C_{ос} = \gamma_c C_c \left(4 \sqrt[3]{\Pi_{ид}} \right)^3 \Pi_{сac}^* ,$$

где относительные показатели массы и стоимости

$\Pi_{мас}^*$ и $\Pi_{сac}^*$ определяются функциональными зависимостями:

$$\begin{aligned} \Pi_{мас}^* &= \pi \left(4 \sqrt[3]{\left[\pi K_{3c} K_{30} \lambda_0 \left(\frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} + \frac{a_M - 1}{4} \right) K_{\alpha 2}^2 (a_M - 1) \right]} \right)^3 \times \\ &\times \{ K_{3c} (a_M - 1) \left(\frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} + \frac{a_M - 1}{4} \right) [K_{\alpha 2} (\lambda_0 + 1,1547) + \right. \\ &+ 2,4184 \left(\frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} + \frac{a_M - 1}{4} \right)] + 0,4775K_{30}\lambda_o [2,0472(a_M - 1) + \\ &+ 2,2092K_{\alpha 1} + 1,5708K_{\alpha 2}] K_{\alpha 2}^2 \gamma_o / \gamma_c \}; \end{aligned} \quad (36)$$

$$\begin{aligned} \Pi_{сac}^* &= \pi \left(4 \sqrt[3]{\left[\pi K_{3c} K_{30} \lambda_0 \left(\frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} + \frac{a_M - 1}{4} \right) K_{\alpha 2}^2 (a_M - 1) \right]} \right)^3 \times \\ &\times \{ K_{3c} (a_M - 1) \left(\frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} + \frac{a_M - 1}{4} \right) [K_{\alpha 2} (\lambda_0 + 1,1547) + \\ &+ 2,4184 \left(\frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} + \frac{a_M - 1}{4} \right)] + 0,4775K_{30}\lambda_o [2,0472(a_M - 1) + \\ &+ 2,2092K_{\alpha 1} + 1,5708K_{\alpha 2}] K_{\alpha 2}^2 \gamma_o C_o / (\gamma_c C_c) \}. \end{aligned} \quad (37)$$

Результаты расчета оптимальных значений УП и показателей пространственной ЭМС (рис. 3,б), определенных при удельных показателях и расчетных коэффициентах аналогичных ЭМС (рис. 3,а), а также при $\alpha_c = 10^\circ$ приведены в табл. 3 и табл. 4. Примеры функциональных зависимостей (36) и (37) ЭМС (рис. 3,б), представлены на рис. 5.

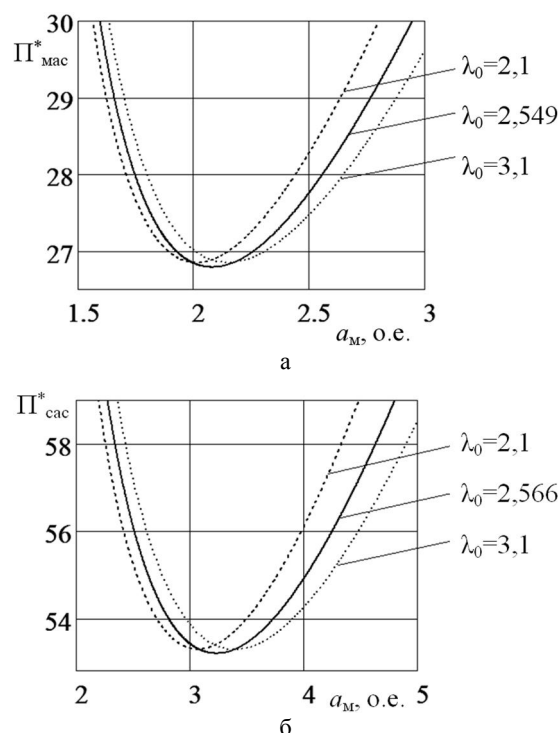


Рис. 5. Зависимости показателей массы (а) и стоимости (б) от геометрических соотношений трехфазной пространственной электромагнитной системы с секторным сечением стержней класса напряжения до 1000 В

Таблица 3
Экстремальные значения управляемых переменных и показателя массы пространственной аксиальной электромагнитной системы

Коэффициент заполнения обмоточного окна, о.е.	Экстремальные значения управляемых переменных		$\Pi^*_{\text{мас}}$, о.е.
	$a_{\text{мэ}}$, о.е.	$\lambda_{\text{оэ}}$, о.е.	
0,3	2,079	2,549	26,790
0,25	1,979	2,546	28,315
0,2	1,868	2,544	30,383

Таблица 4
Экстремальные значения управляемых переменных и показателя стоимости пространственной аксиальной электромагнитной системы

Коэффициент заполнения обмоточного окна, о.е.	Экстремальные значения управляемых переменных		$\Pi^*_{\text{сac}}$, о.е.
	$a_{\text{мэ}}$, о.е.	$\lambda_{\text{оэ}}$, о.е.	
0,3	3,231	2,566	53,197
0,25	3,031	2,563	55,349
0,2	2,809	2,560	58,266

ВЫВОДЫ

1. Вариант компактной трехфазной пространственной аксиальной ЭМС трансформатора с медными обмотками и секторными ОК отличается от электромагнитно – эквивалентного планарного аналога с прямоугольными ОК пониженными на 4-6 % и 5-8 % показателями массы и стоимости активной части.

2. Массо-стоимостные показатели трехфазной пространственной аксиальной ЭМС с параллельными ОП улучшаются относительно электромагнитно эквивалентной планарной ЭМС при повышении класса напряжения обмоток.

3. Основной геометрической УП, определяющей массо-стоимостные показатели планарной и пространственной аксиальной ЭМС является отношение a_m диаметров расчетных окружностей магнитопровода.

4. Оптимальные значения $a_{\text{мэ}}$ УП a_m уменьшаются при возрастании класса напряжения ЭМС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пуйло Г.В., Кузьменко И.С., Тонгалюк В.В. Современные тенденции совершенствования распределительных трансформаторов // Электротехника і електромеханіка. – 2008. – № 2. – С. 48-52.
2. Ставинский А.А., Ставинский Р.А. Классификация структур и элементов электромагнитных систем электромеханических и индукционных статических преобразователей // Электротехника і електромеханіка. – 2008. – № 2. – С. 53-58.
3. Пуйло Г.В. Оптимальные соотношения размеров элементов активной части электромагнитных преобразователей // Електромашинобудування та електрообладнання. – 1998. – Вип. 51. – С. 25-29.
4. Ставинський А.А., Ставинський Р.А., Плахтир О.О. Розрахунок трифазних трансформаторів з просторовим магнітопроводом: Навчальний посібник. – Миколаїв: НУК, 2004. – 106 с.

5. Тихомиров П.М. Расчет трансформаторов: Учебное пособие для вузов. – 5-е издание. Перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 528 с.

6. Авдеева Е.А. Варианты технических решений электромагнитных систем трехфазных трансформаторов систем электрооборудования подводных аппаратов // Підводна техніка і технологія: Матеріали Всеукраїнської наук.-техн. конф. з міжнародною участю. – Миколаїв: НУК, 2011. – С. 59-63.

7. Чайковский В.П., Матухно В.А., Игнатенко С.А. Перспективы применения конструкций магнитных систем трансформаторов из витых элементов // Електромашинобудування та електрообладнання. – 2007. – Вип. 68. – С. 48-51.

8. Ставинский Р.А. Нетрадиционные технические решения, постановка задачи и метод структурной оптимизации индукционных статических устройств // Вісник КДУ. – Кременчук: КДУ, 2010. – Вип. 4 / 2010 (63), ч.2. – С. 91-94.

Bibliography (transliterated): 1. Pujlo G.V., Kuz'menko I.S., Tongalyuk V.V. Sovremennye tendencii sovershenstvovaniya raspredelitel'nyh transformatorov // Elektrotehnika i elektromehaniika. - 2008. - № 2. - S. 48-52. 2. Stavinskij A.A., Stavinskij R.A. Klassifikaciya struktur i `elementov `elektromagnitnyh sistem `elektromehaniicheskikh i indukcionnyh staticheskikh preobrazovatelej // Elektrotehnika i elektromehaniika. - 2008. - № 2. - S. 53-58. 3. Pujlo G.V. Optimal'nye sootnosheniya razmerov `elementov aktivnoj chasti `elektromagnitnyh preobrazovatelej // Elektromashinobuduvannya ta elektroobladnannya. - 1998. - Vip. 51. - S. 25-29. 4. Stavinskij A.A., Stavinskij R.A., Plahhir O.O. Rozrahunok trifaznih transformatoriv z prostorovim magnitoprovodom: Navchal'nij posibnik. - Mikolaiv: NUK, 2004. - 106 s. 5. Tihomirov P.M. Raschet transformatorov: Uchebnoe posobie dlya vuzov. - 5-e izdanie. Pererab. i dop. - M.: `Energoatomizdat, 1986. - 528 s. 6. Avdeeva E.A. Varianty tehniicheskikh reshenij `elektromagnitnyh sistem trehfaznyh transformatorov sistem `elektroobudovaniya podvodnyh apparatov // Pidvodna tehnika i tehnologiya: Materiali Vseukraïns'koi nauk.-tehn. konf. z mizhnarodnoyu uchastyu. - Mikolaiv: NUK, 2011. - S. 59-63. 7. Chajkovskij V.P., Matuhno V.A., Ignatenko S.A. Perspektivy primeneniya konstrukcij magnitnyh sistem transformatorov iz vityh `elementov // Elektromashinobuduvannya ta elektroobladnannya. - 2007. - Vip. 68. - S. 48-51. 8. Stavinskij R.A. Netradicijonnye tehniicheskie resheniya, postanovka zadachi i metod strukturnoj optimizacii indukcionnyh staticheskikh ustrojstv // Visnik KDU. - Kremenichuk: KDU, 2010. - Vip. 4 / 2010 (63), ch.2. - S. 91-94.

Поступила 11.02.2012

Авдеева Елена Андреевна

Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова
51025, Николаев, пр. Героев Сталинграда, 9
тел. (0512) 366636, e-mail: e.avdeeva@ukr.net

Avdeeva E.A.

Comparative analysis of planar and spatial axial three-phase electromagnetic systems with parallel forming surfaces of cores and coil windows (mass and price indexes). Analytical dependences of optimum geometrical relationship determination with criteria of minimal weight and price of the active part are obtained. Comparative analysis of mass and price indexes of planar and spatial three-phase electromagnetic systems with rectangular and sector forming contours of the cores, yokes and winding coils is made.

Key words – planar and spatial electromagnetic systems, rectangular and sector forming contours, mass, price, minimum, core, coil, optimization.

ELECTROLYTIC CAPACITORS: DESIGN FEATURES AND PROBLEMS OF THE CHOICE

В статье рассматриваются конструкции и особенности характеристик электролитических конденсаторов различных видов. Показано, что часто возникающие проблемы в электронной аппаратуре связаны с неправильным выбором электролитических конденсаторов. Приведены рекомендации по правильному выбору электролитических конденсаторов.

In this paper, the constructions and characteristics of various kinds of electrolytic capacitors are considered. It points out that often the problems and subsequent damages in electronic equipment are coupled with a wrong choice of electrolytic capacitors. Recommendations for correct choices of electrolytic capacitors are presented.

INTRODUCTION

Recent decades have been characterized by an explosion in computer technologies and the increasing use of switching power supplies, and at the same time failures of aluminum electrolytic capacitors have become so widespread that they have been dubbed as a "capacitor plague" and have cost hundreds of millions of dollars. According to some published data, electrolytic capacitors have caused up to 70 % of all damage to computers and computerized systems. Reasons of this situation have been mythologized and an incredible story has migrated from one magazine to another and from one Internet site to another. According to the story, in 1999 (or in 2001 according to other sources) unspecified Chinese scientist working for a Japanese company engaged in the production of electrolytic capacitors, and managed to steal the secret formula of the newest electrolyte. The problem was that the formula stolen from Japanese was incomplete and now millions of electrolytic capacitors with a "terrible" water-based electrolyte have flooded the world. Within a few days or months, these capacitors absorb hydrogen from the air and explode, ruining the motherboard and any chip they are installed in. The authors of this anecdote ignored the fact that they are referring to capacitors from dozens of different manufacturers, including Japanese, and that this problem has remained for the past ten years. They "forget" about hundreds of patents on capacitor electrolyte registered in the patent collections of many countries including the United States and Russia. Moreover, they don't care that such patents include detail descriptions of the chemical composition and production technology of the electrolytes, and any chemical laboratory equipped with modern analytical equipment is able to determine the composition of the electrolyte taken from the capacitor. As you can see, the stealing of the "formula of the electrolyte" is senseless and this myth is a fake apparently invented by journalists who were not very competent in this area. But, nonetheless, the problem really exists. And not just in computers. I found hundreds of damaged electrolytic capacitors of different types in power supply modules of dozens of failed microprocessors based relay protection devices (MPD) of different types and different manufacturers. So why has this problem been aggravated in the last decade? Let's try to understand.

DESIGN FEATURES OF ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS

First of all, let's look at the arrangement of the conventional aluminum electrolytic capacitor (fig. 1).

As we see in the drawing, the design of an electrolytic capacitor is very similar to the design of the old paper capacitors. There are two layers of foil and one layer of paper between them, rolled and covered with protective aluminum housing (fig. 1). However, despite the similar

appearance, there are fundamental differences in the design of electrolytic capacitor. The major one is that, unlike a paper capacitor, in electrolytic capacitor paper tapes are not used as the insulating material between the electrodes (plates) because they are saturated with conductive electrolyte and act as separators holding the liquid electrolyte in their pores. Between the plates there is a very thin insulating layer (its thickness is several fractions of microns) of aluminum oxide (Al_2O_3) covering the surface of the anode foil. Thanks to the small thickness of the dielectric (unattainable for capacitor paper) capacitors of this type have very large capacity (compared to paper capacitors), which is known to be inversely proportional to the distance between the plates. Increasing the area of plates (the surface area) additionally adds to the capacitance. In the electrolytic capacitors anode foil surface area is increased with electrochemical etching (before the formation of an oxide layer), after which the surface becomes somewhat rough, see fig. 2.

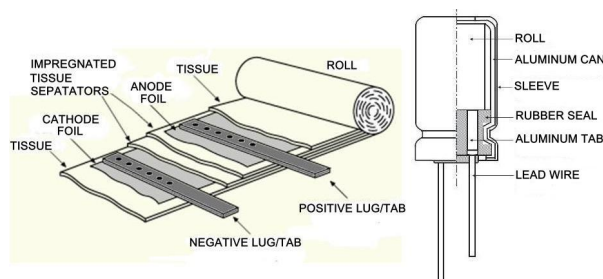


Fig. 1. Design of aluminum electrolytic capacitor



Fig. 2. Surface of anode foil after electro-etching

The greater the "roughness" the greater the area. This method allows increasing the capacitance 20-100 times. The electrolyte which is actually acting as a cathode easily penetrates into the surface roughness of the foil. In such a capacitor the cathode foil acts as a supportive electrode, connecting electrolyte to the outer negative output. Sometimes the surface is etched to improve the contact with the electrolyte and reduce the contact resistance. Aluminum oxide exists in several crystalline forms,

the most common of which is α - Al_2O_3 or corundum, known in jewelry as ruby (containing red-colored impurities) and sapphire (with blue-colored impurities). This crystal is practically insoluble in water and in acids, and is the n -type semiconductor forming the equivalent of a diode under physical contact with metals (voltage characteristic of such contact is a typical characteristic of the diode). This property of aluminum oxide determines the presence of diode D in the electrolytic capacitor equivalent circuit, see fig. 3. This diode is connected in the opposite direction and its breakdown voltage limits the operating voltage of the capacitor. The same diode conditions need to comply with the polarity of the conventional electrolytic capacitors. Inductance of aluminum electrolytic capacitors (approximately 20 to 200 nH) is primarily determined by the inductance of the foil winding, and it is usually not taken into account in the calculation of capacitor impedance, as the impedance of the capacitor is dominated by its equivalent series resistance (ESR) subjected to the resistance of the electrolyte and the outputs of the anode and cathode, including internal transient contact resistance.

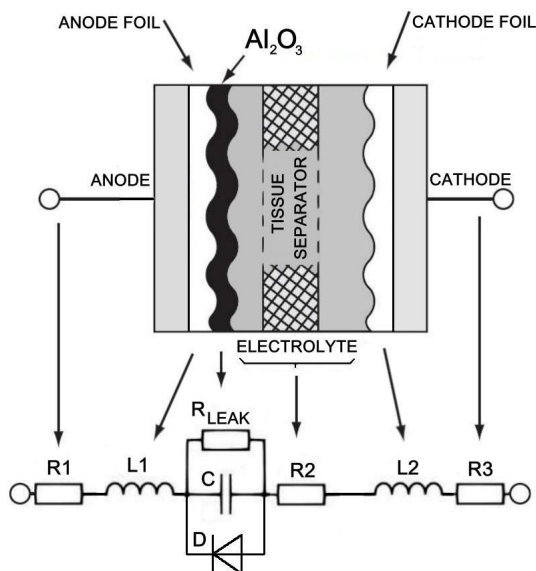


Fig. 3. Equivalent circuit of an electrolytic capacitor. R1, R3 – lead resistance on anode and cathode, including internal transient contact resistance; R2 – electrolyte resistance; L1, L2 – winding inductance of the anode and cathode foil; (R_{leak}) – impedance of leakage through defects in the aluminum oxide layer; C – capacity of the aluminum oxide layer (capacitance); D – equivalent diode formed by a layer of aluminum oxide applied on aluminum foil

However, this is true only for relatively low frequencies (below 100-1000 kHz). At high frequencies, the inductance markedly affects the impedance of the capacitor; therefore, such factors as the equivalent series inductance (ESL) should also be considered. In fact, ESL limits the maximal operating frequency of the capacitor. The greater the ESL, the lower the limit frequency at which the capacitor has any capacitance. However, since the electrolytic capacitors are not designed to operate at high frequencies, the manufacturers of these capacitors rarely publish this value in the reference documents. Aluminum oxide is a very hard and brittle material that can crack during rolling, cutting and the operation of the capacitor resulted in micro-cracks and micro-pores, which can be penetrated with conductive electrolyte increasing the leakage current. In addition, the coefficient of linear expansion of aluminum is several times greater than that of

the oxide film, so changes of the temperature at the interface results in additional internal stresses, which may also lead to defects (cracks). The lower leakage current, the better the capacitor. In good electrolytic capacitors this current does not exceed tens - hundreds micro-amps (depending on the size, temperature and applied voltage).

The chemical composition of the electrolyte must ensure recovery of the aluminum oxide layer to micro-damage. And this is not the only requirement to the electrolyte.

Modern electrolytes for capacitors are the complex multi-component mixtures of acids and salts, in which the electric current flow is supported by ions and is accompanied by electrolysis. The electrolyte determines the efficiency of the capacitor under certain nominal voltages within a certain range of operating temperatures, as well as the nominal ripple current and the life of the capacitor. An operating electrolyte has to meet various and often conflicting requirements [1]:

- high intrinsic conductivity;
- small changes in conductivity over the entire range of operating temperatures;
- good formability: forming of anode, i.e., rapid recovery of the dielectric film of aluminum oxide on the edges and micro-cracks, formed during the cutting of foil and the winding of the capacitor element on the aluminum foil anode;
- stable performance at the maximum operating temperature;
- lack of corrosion and chemical compatibility with aluminum, aluminum oxide, capacitor paper of separator;
- good wicking property of cushioning capacitor paper;
- stability of parameters during storage under normal conditions;
- low toxicity and flammability.

The main components of the electrolyte are ion formation substances (ionogens), organic and inorganic acids and their salts, but they are rarely used in their natural form. Typically, they are dissolved in a suitable solvent to produce electrolytic dissociation with the desired viscosity and formation of the electrolyte ions. Acids which can be used include monocarboxylic acids (nonane, oleic, stearic acid) and dicarboxylic acids (succinic, adipic, azelaic, sebacic, dodecane dicarboxylic acid, pentadecandioic acid), and phosphoric, boric, benzoic acid (or ammonium benzoate). Boric acid enhances the forming ability of the electrolyte. For medium- and high-voltage capacitors, lactone and amide solvents can be used as a solvents.

Electrolytes based on lactone solvents ensure high reliability and long service life of medium to high voltage capacitors, but the lower limit of operating temperature of such capacitors is limited, as a rule, to minus 55 °C.

Electrolytes based on amide solvents ensure the lower limit of the capacitor operating temperature of minus 60 °C or even lower. However, these electrolytes are not able to provide long service life for the capacitor, as they are very volatile and react with the aluminum oxide on the anode and destroy it, which leads to an increase in leakage current in the capacitor and a reduction of its service life. On the other hand, reduction of content of amide solvents and replacement of them with other solvents, which are less volatile and less aggressive to aluminum oxide, reduce low-temperature characteristics of the electrolyte, and thus of the capacitor along with the conductivity of the electrolyte. The electrolyte should not generate excessive gas (the operation of an electrolytic capacitor is accompanied with electrolysis resulting in the development of hydrogen at the cathode of the capacitor) at higher temperatures, including the top limit of the operat-

ing temperatures range. Introduction of such additives as cathode depolarizers, e.g., aromatic nitro compounds, into the electrolyte enables a reduction of gas generation. Specific conductivity depends on the residual water content in the electrolyte including water generated from the chemical interaction of its components. Addition of deionized water can increase the electrical conductivity of the electrolyte. As a result, to meet all these requirements, the electrolyte becomes a sufficiently complex chemical compound consisting of many components, such as [2]:

- Ethylene glycol;
- Alkanol;
- Acetonitrile;
- Sebacic acid;
- Dodecanoic acid;
- Ethyldiisopropylamine;
- Boric acid;
- Hypophosphorous acid;
- Ammonium hydroxide;
- Deionized water.

Finally, the parameters of the electrolyte depend on both its composition and mixing technology, while the capacitor electrical characteristics and service life largely depend on the parameters of its electrolyte.

During long-term operation of the capacitor, there are thousands of complex electrochemical reactions associated with the restoration of the oxide layer and with the corrosion attack to some internal elements, such as foil-electrode connection points. As a result of the inevitable corrosion processes, the equivalent series resistance (ESR) of the capacitor increases leading to an additional increase in temperature and greater intensification of adverse chemical and physical processes inside the capacitor, that accelerates deterioration of its parameters. The process of natural increase in ESR, i.e., natural aging of the capacitor, is rather slow (10-20 years and more). In addition to aging, in some cases, premature failure of the capacitors takes place. The main reason for this is overheating. When the capacitor temperature reaches the boiling point of the electrolyte, the internal pressure increases and a certain amount of electrolyte goes out through the drain in the bottom plug or through the special valve (in large capacity capacitors), or through the special gap at the top of the aluminum cup, see fig. 4.

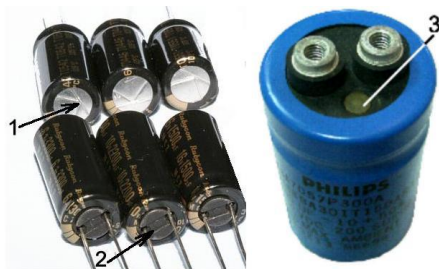


Fig. 4. Electrolyte drain paths in aluminum capacitors.
1 – special notch attenuating the bottom of an aluminum cup;
2 – plastic or rubber glass covering the plug and fixing the outputs, 3 – valve in the high-capacity capacitors

ESR rises in proportion to the loss of electrolyte, resulted in further heating-up. This positive feedback leads to a rapid capacitor failure.

Due to the loss of electrolyte capacitance in electrolytic capacitors sharply decreases, sometimes accompanied with a complete break of the internal circuit.

What's going on in electronic equipment during electrolyte drain?

First, a significant decrease in the capacitance af-

fects the normal operation of many circuits: the filtering of the variable component is impaired, voltage on sensitive circuit elements is reduced, etc. Evidence of MPD usage suggests cases of mass failure of relay types SPAC, SPAU, SPAJ (manufactured by ABB) due to a significant reduction in the capacity of a single capacitor of 100 μF in power supply unit, see fig. 5.

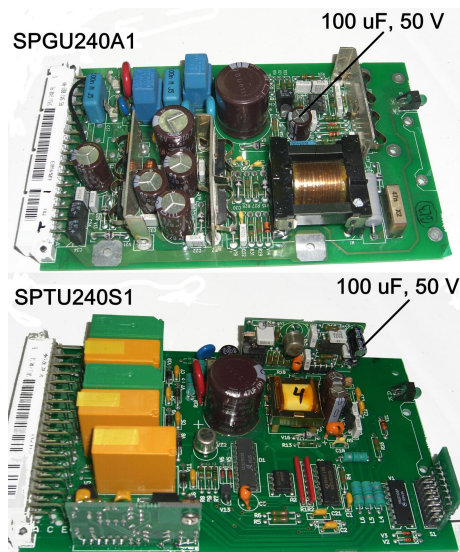


Fig. 5. Power supply units of types SPGU240A1 and SPTU240S1 of microprocessor-based protective relays type SPAC, SPAU, SPAJ (ABB)

Secondly, contact with conductive electrolyte causes short-circuiting and failure of the microelectronic components outputs. If electrolyte contacts with the power supply components which are under line voltage, the power circuit is short-circuited accompanied by intense arcing and explosive physical destruction of these elements and emission of large amount of electrically conductive soot onto adjacent components, see fig. 6.

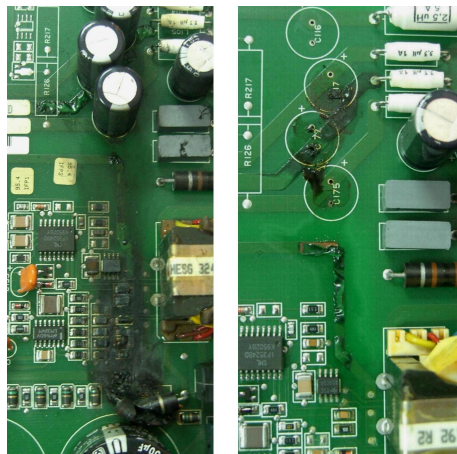


Fig. 6. Destruction of PCBs and elements due to contact with electrolyte leaked from capacitors

Furthermore, acids contained in the electrolyte rapidly destroy the varnish coating of printed circuit board (the mask) and dissolve copper tracks on PCB, see fig. 6. Sometimes, as temperature and pressure grow, the electrolytes of certain composition demonstrate faster loss due to evaporation of volatile fractions through the plug rather than due to leakage. Occasionally, usage of poor-quality electrolyte causes internal chemical reactions in the capacitor with emission of large amount of hydrogen that

leaks through the plug seal. In such cases the amount of electrolyte in the capacitor is also reduced (it partly gasifies) along with its capacitance which can go down ten-fold within 5-10 years.

What causes premature failure of aluminum capacitors? Undoubtedly, the poor quality capacitors made in violation of the processes from the poor quality materials will not last long in the equipment. However, let's dismiss the incompetent theory of a "stolen" bad recipe mentioned above. Its worthlessness has been shown above. It should be noted also that power supply units contain quite a few capacitors of the same type included in various circuits but failure occurs only in one of them (see fig. 5) or in a group included in a particular circuit (see fig. 7).

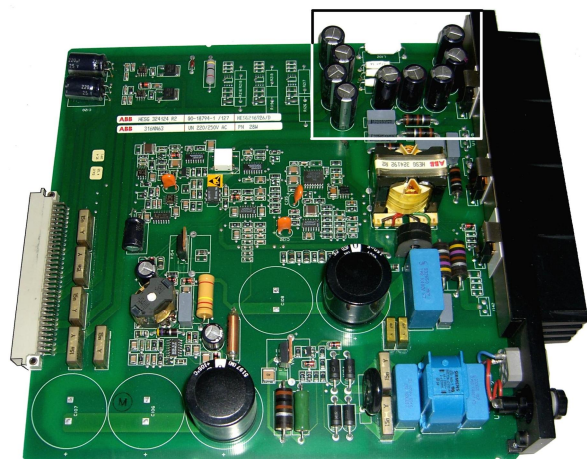


Fig. 7. Power supply type 316NN63 of microprocessor-based relays series RE * _316 (ABB). Marked group of capacitors can cause massive power failure due to leakage of electrolyte

This directly implies some other "theory" and another cause behind mass failures of capacitors. Analysis of circuits containing electrolytic capacitors which experience frequent failures shows that we are dealing here with circuits operating under high frequency voltages (used in switching power supplies). State-of-the-art high-power switching power supplies operate at frequencies of tens of kilohertz, and low power - in the range of hundreds of kilohertz [4].

Since the dielectric losses (dissipation factor – $\tan \delta$) ($\tan \delta = 2pfCR$, where $R \approx ESR$) is directly proportional to the frequency f , it is clear that additional losses occurring at these frequencies cause further heating of the electrolyte and hence an increase of pressure inside the capacitor, with all the consequences that come with it. However, as we can see from the above formula, the losses in the capacitor added to its heating are directly proportional both to the frequency and to the ESR. And this means that opting for extremely low ESR capacitors in switching power supplies may essentially reduce electrolyte heating and extend service life of capacitors as rated in the manufacturers' technical manuals for operation under maximum allowable temperature. Thus, for K50-75 type capacitors mean time to failure (MTTF) at +85°C shall be no more than 1,000 hours while reducing the temperature to +55°C results in a longer operational time of up to 10,000 hours [5].

It should be noted in this context that the method suggested by some authors for damage protection of electrolytic capacitors, such as bypassing by small-capacity ceramic capacitors, is a common misconception. At frequencies of tens to hundreds of kilohertz, impedance of small-capacity ceramic capacitors by far exceeds even the

worst electrolytic capacitor ESR. But in order to effectively protect the electrolytic capacitor from the effects of these frequencies, the protective capacitor ESR should be at least comparable to that of the capacitor to be protected. A simple calculation shows that to meet this condition, the capacity of protective capacitor at a frequency of 100 kHz should be about 5 μF , and this is characteristic of a big film capacitor with high PCB space requirements rendering this solution unacceptable.

Subject to the standard [6], technical documentation for the oxide electrolytic capacitors should reference their impedance at a certain frequency. Impedance in international practice is usually referenced at 100 kHz, typical frequency for switching power supplies. At this frequency, impedance and ESR are virtually the same. Technical manuals of Western manufacturers of low ESR oxide electrolytic capacitors may name capacitor series as follows: Low Impedance, Very Low Impedance, Ultra Low Impedance, Extremely Low Impedance. Analysis of impedance values for these capacitor series shows that actual figures correlate with the superlative degrees in their series names only on rare occasions. Therefore, such names should be regarded as an advertising gimmick only and are should not be relied upon.

Whenever you choose electrolytic capacitors to be used in switching power supply, you should check the impedance of the capacitor at a frequency of 100 kHz against the manufacturer's technical documentation. Unfortunately, quite often technical manuals of Russian manufacturers do not reference any impedance values for common general-purpose capacitors at all. For some capacitor types (such as K50-75, АДПК.673541.011 ТУ) available in 33 sizes, the impedance value is referenced only for 4 of them. And even in respect to military-purpose capacitors (index acceptance - "5"), classified in "low impedance" group (such as capacitor types K50-83, АЖЯР.673541.012 ТУ), technical manuals do reference the value of ESR and impedance, giving no frequency and temperature at which the value is guaranteed, thereby valid evaluation of these specifications cannot be made. And only for a very limited number of capacitor types produced in Russia do technical manuals clearly and accurately reflect the impedance value, making it possible to compare them with the world top capacitors, see Table. 1.

Table 1
Impedance of oxide electrolytic capacitors made by leading world manufacturers for the frequency of 100 kHz and the temperature of 20 °C

Impedance for frequency 100 kHz at temperature 20°C for capacitors	K50-53	K50-38	KZE (Nippon Chemi-Con)	HD (Nichi-con)	ZL (Rubi-con)	FM (Panasonic)
	Voronez Capacitor's Factory					
6.3 V, 1000 μF	0.4	0.3	0.053	0.053	0.053	0.038
25 V, 470 μF	0.3	0.35	0.038	0.038	0.041	0.026
50 V, 100 μF	1.0	0.6	0.074	0.074	0.12	0.061

The above data clearly show that Russian manufacturers still have a lot of room to improve the parameters of their capacitors.

Capacitor ESR can be both assessed based on manufacturers' technical manuals and measured directly by simple devices operating at the standard frequency of 100 kHz. Several models of such simple and relatively low-cost devices (USD 150 to 200) are available in the market, for example ESR60 manufactured by Peak Electronic Design (fig. 8), which can be purchased through the global distributors of electronic components, such as RS, Farnell, etc.



Fig. 8. Best-selling ESR60 type device used to measure capacitance and equivalent series resistance (ESR)

In most of commercially available devices of this type the health of capacitors may be accessed directly in the circuit without desoldering them.

It should be noted that the reliability of switching capacitors and capacitor-input filters also depends on the maximum allowable ripple current. Ripple current flowing through the electrolyte further heats it, and a condenser operating at the upper limit of the allowable temperature range has a very short life, usually up to 1,000 to 2,000 hours. When selecting an electrolytic capacitor, it is, therefore, important to consider this characteristic which usually is contained in the manufacturers' manuals. The evolution and ever wider application of microprocessor devices have uncovered another problem related to electrolytic capacitors. Today's powerful processors constitute the so-called dynamic load and operate in a pulsed high-frequency mode of consumption of rather high currents in power circuits. Traditional computer processors consume current of 5 to 10 A. In the state-of-the-art powerful processors with billions of transistors (Intel four-core processor known as Tukwila contains over two billion transistors, and their number in a new NVIDIA Fermi graphics processor already exceeds three billion) input current reaches some tens of Amperes. This means that in the processor power circuits the capacitors will be exposed to significant high-frequency charging and discharging currents, which is no better than the operating conditions in switched power supplies. Therefore, massive failures of electrolytic capacitors are not limited to the power supplies only. They occur in motherboards and processor supply circuits as well. The good news is that unlike primary power supplies, state-of-the-art high-performance microprocessors operate at very low voltages. Thus, while the first-ever microprocessors operated at a supply voltage of 5V, the latest generation microprocessors have much lower voltage requirements. Thus, Intel® Xeon® processor can operate at voltages of 1.5 to 1.33V while consuming current of up to 65A, which makes it possible to use surface-mounted low-voltage capacitors of other types (other than aluminum oxide capacitors designed for voltages of up to 600V) on the motherboard.

The most popular alternative to aluminum oxide capacitors has been presented by tantalum capacitors. Tantalum capacitors are believed to outperform aluminum ones far and away because they are the capacitors used in special-purpose military and aerospace equipment. But is this actually the case and what tantalum capacitors are like?

DESIGN FEATURES OF TANTALUM ELECTROLYTIC CAPACITORS

There are at least two large classes of tantalum capacitors: one with liquid electrolyte, and one with solid electrolyte. The main difference in design between tantalum capacitors and aluminum capacitors is their respective anode and cathode design. Unlike aluminum oxide

capacitors with anode made in the form of tape coiled into a roll, the anode in both classes of tantalum capacitors is designed in the form of a highly porous three-dimensional cylindrical tablet made of tantalum powder pellets sintered in vacuum at 1300 to 2000 degrees with the wire lead pressed in from the inside, fig. 9.

These capacitors utilized the ability of tantalum to form (by electrochemical oxidation) the oxide film on its surface – pentoxide tantalum Ta_2O_5 , a highly stable high-temperature compound resistant to acidic electrolytes and conducting current in one direction only, from the electrolyte to the metal. The electrical resistivity of pentoxide tantalum film in the non-conducting direction is very high ($7.5 \cdot 10^{12}$ Ohm-cm). This anode design determined the name of the USSR's first series of tantalum capacitors: ЭТО-1 and ЭТО-2 (ETP-1 and ETP-2 – Electrolytic Tantalum Porous – in English transcription). Their commercial production was launched in late 50s to early 60s, see fig. 10.

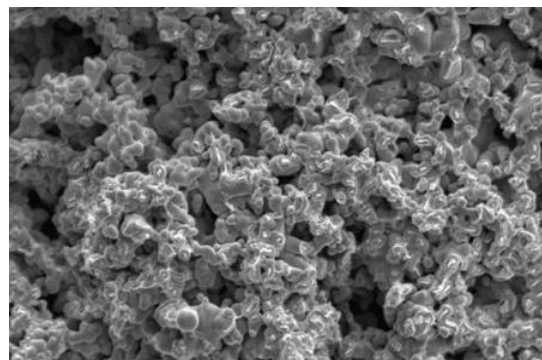


Fig. 9. The structure of the sintered tantalum pellets

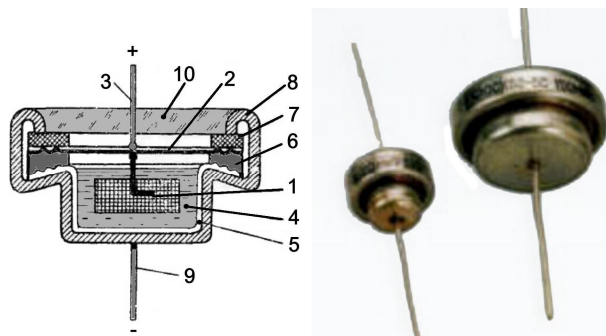


Fig. 10. The design of ETP series tantalum capacitor and its modern counterpart of K52-2 series. 1 – tantalum anode; 2 – tantalum cap; 3 – anode lead; 4 – electrolyte; 5 – inner silver shell; 6 – cushion; 7 – insulating gasket; 8 – outer steel casing; 9 – cathode lead; 10 – epoxy sealing

These capacitors proved to be so good that, despite their half-century of age, they are still produced by "Oxide" Novosibirsk plant branded K52-2 (ОЖО.464.049 TY) and with acceptance index "5" and "9" (that is, made to military and space requirements).

These capacitors usually use 35 to 38 % aqueous solution of sulfuric acid (H_2SO_4) as working electrolyte. It is this concentration of sulfuric acid that ensures its maximum conductivity and the lowest freezing point (about $-60^\circ C$).

Sulfuric acid-based electrolyte used in capacitors ensures resistivity of about 1 Ohm-cm at $20^\circ C$. Less aggressive electrolytes were suggested earlier, but they have higher resistivity, i.e., ESR: H_3PO_4 solution – 4.8 Ohm-cm, LiCl solution – 12 Ohm-cm, etc., so they are not widely used.

The presence of aggressive electrolyte such as sulfuric acid necessitates the use of double casing, an inner

thin-walled silver shell (neutral to acid) and an outer stainless steel casing providing sufficient mechanical strength. Great attention has to be paid also to the design sealing to prevent possible leakage.

Modern tantalum capacitors with liquid electrolyte are not essentially unlike the samples that were launched 50 years ago, but they have a cylindrical form, more familiar to modern capacitors, see fig. 11.

The second class of tantalum capacitors features solid electrolyte. As follows from the very name of this class of capacitors, their main difference from the above is the absence of liquid electrolyte.

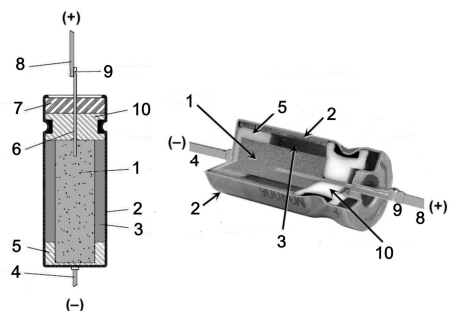


Fig. 11. The design of state-of-the-art tantalum capacitor with liquid electrolyte. 1 – tablet made of the sintered tantalum pellets, 2 – silver (silver plated) shell – cathode, 3 – electrolyte (acid), 4 – cathode lead, 5 – inside Teflon insulator 6 – anode lead made of tantalum wire, 7 – insulation plug (occasionally, glass insulator), 8 – anode lead (tin-plated nickel), 9 – welding point of anode leads. 10 – PTFE wall tube

These capacitors are also called oxide-semiconductor (solid-electrolytic) capacitors, because they use manganese dioxide (MnO_2) as a solid electrolyte known to have semiconducting properties. A layer of manganese dioxide atop the tablet made of pressed tantalum pellets with a pre-manufactured pentoxide tantalum layer is formed by keeping it in a manganese nitrate solution followed by drying at a temperature of about 250 °C. This creates a manganese dioxide layer which is used as the capacitor cathode. Mechanical and electrical contact of the outer lead with the manganese dioxide layer is achieved as follows: the manganese dioxide layer is coated with graphite; the graphite, in turn, is covered with a layer of silver to which a wire cathode lead is soldered. The cathode lead of a casing intended for surface mounting is made of an electrically conductive epoxy compound (with powdered silver filling).

Recent years have brought to life various types of tantalum capacitors with solid electrolyte differing in the composition and technology of conductive layer application to the tablet made of pressed tantalum pellets.

Most notably, solid electrolytes based on conductive polymer have proliferated, see fig. 12.

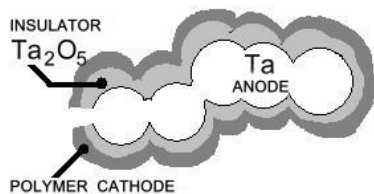


Fig. 12. The structure of solid-state tantalum capacitor with polymer electrolyte

There are several types of conductive polymers that found use in tantalum capacitors:

- Tetracyano-quinodimethane – TCNQ;

- Polyaniline – PANI;
- Polypyrrole – PPY;
- Polyethylene-dioxythiophene – PEDOT;

The latter type of polymer found the most practical use for the manufacture of capacitors (and much more).

Tantalum capacitors with solid electrolyte are free from the serious flaws of aluminum oxide capacitors such as electrolyte drying and leakage. But let's take a closer look at some of characteristics of tantalum electrolytic capacitors. Having said that tantalum capacitors certainly outperform aluminum oxide ones, it should come as some surprise to know that ESR, this critical characteristic, is by far worse in tantalum capacitors with liquid electrolyte compared to traditional aluminum capacitors, see fig. 2; that, unlike aluminum capacitors with their maximum operating voltage of up to 600V, maximum voltage of tantalum capacitors is limited to 125V (and for most types even to 50V); that tantalum capacitors fail to withstand the slightest over-voltage and even short voltage surges not exceeding their maximum allowable values and result in breakdowns with shorting the circuit they operate in. Breakdown and current flow results in strong heating-up of the capacitor and release of oxygen from manganese dioxide and taken together they cause a violent reaction of oxidation and inflammation of the capacitor which can set equipment on fire. To prevent breakdown of tantalum capacitors and to extend their life, they are used at voltages 2-4 times lower than maximum allowable ratings. Given the fact that no tantalum capacitors are available for voltages exceeding 125V (bulk production is intended for voltages of up to 50V) indicates that application of such capacitors is rather limited.

Comparison of ESR (impedance) values specified in Tables 1 and 2 for aluminum oxide and tantalum electrolytic capacitors makes against the latter.

Besides, tantalum capacitors are much more expensive as compared to aluminum ones. And even special-type tantalum capacitors claimed to be Low ESR capacitors still fall far behind the best types of aluminum oxide capacitors, see Table 3.

But why, after all, are tantalum capacitors so good, and why are these capacitor types used in military equipment?

Table 2
Typical ESR values at 100 kHz for tantalum capacitors at the temperature of 20 °C

Type and manufacturer	Nominal Voltage, V	Capacitance, μF	ESR for frequency 100 kHz, Ohm
Solid Tantalum 293D series, Vishay Intertechnology, Inc	6.3	1000	0.4
	20	100	0.5
	50	15	0.8
M3900622H0190, Cornell Dubilier	100	22	0.4

Table 3
Typical ESR values for low-impedance tantalum capacitors at 100 kHz and the temperature of 20 °C

Type and manufacturer	Nominal Voltage, V	Capacitance, μF	ESR for frequency 100 kHz, Ohm
Solid Tantalum, TRS series, Vishay Intertechnology, Inc	6.3	1000	0.1
	20	150	0.1
	50	15	0.3
CWR29 series, AVX	6	330	0.18
	20	47	0.11
	50	4.7	0.5

A positive touch to this grim picture is introduced by the fact that tantalum capacitors with polymer cathode are less flammable than capacitors containing manganese dioxide, and have lower ESR values, see fig. 13.

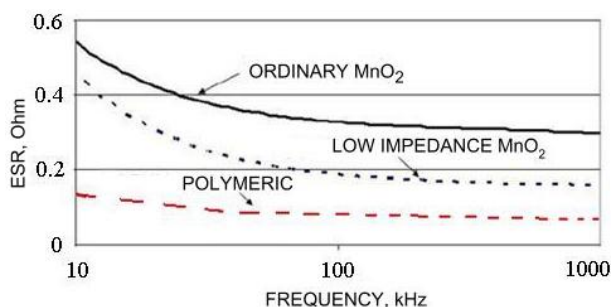


Fig. 13. Relationship between equivalent series resistance (ESR) and frequency for different types of capacitors with solid electrolyte

All types of tantalum capacitors have lower leakage currents, longer life and more importantly, much wider operating temperature range than aluminum oxide capacitors. For example, K52-18 type tantalum capacitors have minimum life of 150,000 hours at 0.6 of rated voltage and the temperature of +55 °C. Their operating temperature ranges from -60 to +125 °C and beyond (for example, +155°C for K52 series) which fully satisfies the requirements of Russian Military Standard ГOCT PB 20.39.304-98 to environmental conditions for military equipment, but has no particular importance for industrial applications, for example in digital protective relays with much narrower range of operating temperatures.

Recently high-capacity (100 μF and beyond) multi-layer ceramic capacitors have been developed that are free from many of the shortcomings typical of electrolytic capacitors, although the capacity of these capacitors is still highly dependent on temperature, they are significantly more expensive than electrolytic capacitors and are not yet widely accepted.

CONCLUSIONS AND RECOMMENDATIONS

The main characteristic of electrolytic capacitors that shall be considered for the development of new switching power supplies or repair of failed units is the equivalent series resistance (ESR) or impedance at the frequency of 100 kHz which must have minimum values.

Electrolytic capacitor protection from high-frequency component through bypassing by small-capacity ceramic capacitors is inefficient at frequencies used in switching power supplies.

State-of-the-art microprocessor operation is accompanied by the consumption of significant currents in high-frequency pulse mode, so the capacitors placed in the power circuits of microprocessors are exposed to high-frequency charging and discharging currents. For this operation mode you should also choose the capacitors with minimum ESR value.

Main types of damage in aluminum oxide electrolytic capacitors for switching power supplies are the drying up or leaking of electrolyte accompanied by dramatic decrease in capacitance, disruption of the supply unit operation and damage caused to PCB components by leaked electrolyte.

Main type of damage in tantalum capacitors for central processor units are breakdowns accompanied by shorting the circuit they operate in.

Comparative analysis of the characteristics of aluminum oxide capacitors versus tantalum capacitors has

revealed that contrary to a common misconception about the absolute qualitative supremacy of tantalum capacitors, they fall far behind aluminum capacitors in terms of such important characteristic as ESR. Besides, tantalum capacitors operate at a much narrower range of voltages which is clearly insufficient for switching power supplies, and fail to withstand even minimal overvoltage.

Commercial switching power supplies are better served by aluminum oxide electrolytic capacitors. The circuits wherein the capacitors may be exposed to high frequencies should use special types of capacitors with low ESR. In this case you should be guided by the data referenced in technical manuals or measurements made by special tools rather than by advertising names of such capacitors. For such applications, most suitable capacitors are series FM, KZE, HD, ZL.

Tantalum capacitors with solid electrolyte intended for surface-mounting have smaller dimensions than aluminum capacitors are more widely accepted and more convenient for use in CPU units. But they too should be chosen based on the minimum value of EPS if intended for microprocessor power circuits, and with 200 % to 300 % rated voltage.

In order to prevent unexpected and fatal damage to switching power supply units operating in critical electronic equipment including digital protective relays manufactured 7 to 10 years ago, it is advisable to get them examined, to identify numbers of damaged capacitors and proactively replace these capacitors in all power supply units before they fail, keeping in mind the recommended guidelines suggested in this article. While doing so, with old capacitors soldered out, their mounting locations on the printed circuit board and leaked electrolyte traces should be washed with sodium bicarbonate solution and then with distilled water and dried thoroughly.

REFERENCES

1. The working electrolyte for a capacitor, method of its preparation and aluminum capacitor with this electrolyte. Russian Patent No. 2358348, H01G9/-35, 2006, "Elekond" Plant OJSC.
2. Conductive electrolyte system with viscosity reducing co-solvents. – US Patent No. 6744619, H01G 9/42, 2004, Pacesetter, Inc.
3. Gurevich V.I. The Secondary Power Supplies: Anatomy and Application. Electrotechnical market, 2009, No. 1 (25), p. 50-54.
4. АДПК.673541.011 ТУ. К50-75 Oxide-electrolytic aluminum capacitors.
5. IEC 60384-4-1 Fixed capacitors for use in electronic equipment - Part 4-1: Blank detail specification – Fixed aluminum electrolytic capacitors with non-solid electrolyte. – Assessment level EZ.

Received 10.04.2012

Gurevich Vladimir, Ph. D., Honorable Professor
Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corp.
POB 10, Haifa 31000, Israel
e-mail: vladimir.gurevich@gmx.net

Gurevich V.I.

Electrolytic capacitors: design features and problems of the choice.

In this paper, constructions and characteristics of various kinds of electrolytic capacitors are considered. It is shown that problems and subsequent damage in electronic equipment are often related to a wrong choice of electrolytic capacitors. Recommendations for correct choices of electrolytic capacitors are presented.

Key words – electrolytic capacitors, electronic equipment, recommendations for choices of capacitors.

ОБМЕЖУВАЧ СТРУМУ КОРОТКОГО ЗАМИКАННЯ З НАДПРОВІДНОЮ ОБМОТКОЮ

У статті розглянуто обмежувач струму короткого замикання з надпровідною обмоткою і запропоновано метод розрахунку його основних параметрів.

В статье рассмотрен ограничитель тока короткого замыкания со сверхпроводящей обмоткой и предложен метод расчета его основных параметров.

ВСТУП

Надпровідні матеріали знайшли застосування у електроенергетиці за рахунок своїх фізичних властивостей. За наявності надпровідного стану матеріал не має активного опору та виявляє діаманітні властивості. Проводи або струмонесучі елементи виготовлені з надпровідників мають практично нульовий опір і високу щільність струму. При досягненні критичного значення температури або магнітного поля надпровідність втрачається.

Надпровідники можна поділити на низькотемпературні (НТНП) і високотемпературні (ВТНП). До НТНП відносять чисті метали (наприклад, Hg, Pb, Va), сплави (Nb-Ti, Nb-Al) і інтерметалеві сполуки (Nb₃Sn, Nb₃Ge), які стійко працюють лише при температурі, близькій до температури рідкого гелію – 4,2 К. До ВТНП відносять різні керамічні сполуки, здатні працювати при температурі рідкого водню (LaBaCuO, LaSrCaCuO), або азоту – 77 К (YBaCuO, BiSrCaCuO) [1].

Для захисту від струмів короткого замикання існують різні традиційні пристрої захисту: плавкі запобіжники, вимикачі, реактори та різні пристрої обмеження струму. Одним з новітніх напрямів в електроенергетиці є надпровідні високотемпературні обмежувачі струму короткого замикання.

ТИПИ НАДПРОВІДНИХ ОБМЕЖУВАЧІВ СТРУМУ КОРОТКОГО ЗАМИКАННЯ

Надпровідний обмежувач струму (НПОС) короткого замикання вмикається у частину мережі, яка передбачає захист від аварійних струмів. Його перевага полягає в надмірно низькому опорі у порівнянні із традиційними струмообмежувальними реакторами в нормальному режимі. Крім того, є можливість практично безінерційно збільшувати його опір до необхідної величини при короткому замиканні.

За конструктивними особливостями можна виділити та розглянути дві основні схеми НПОС: резистивну (рис. 1) та індуктивну (рис. 2). На них ґрунтується більшість інших пропонованих конструкцій, які повинні задовольняти тим же вимогам.

Резистивна конструкція НПОС заснована на нелінійності опору надпровідника. Струмообмежувач містить НП елемент, який послідовно з'єднаний з колом, що захищається. Конструктивно ці елементи можуть бути виготовлені як набір паралельно і послідовно з'єднаних тонких НП плівок, або масивних компонентів. В якості послідовного НПОС може використовуватися НП кабель.

У нормальному режимі функціонування захищеного кола амплітуда номінального струму нижче, ніж критичний струм НП елемента, і цей елемент знаходиться в надпровідному стані із нульовим опором. В аварійному режимі струм КЗ у колі зростає і викликає перехід НП елемента в резистивний стан, збільшуєть-

ся активний опір НП елемента, таким чином, результуючий опір обмежує струм КЗ. Принцип струмообмежувача шунтованого типу виконання аналогічний послідовному, але при цьому паралельно надпровіднику підключається резистор або обмотка.

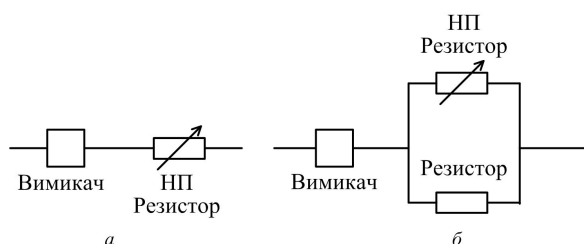


Рис. 1. Резистивний НПОС послідовного (а) та шунтованого (б) типів

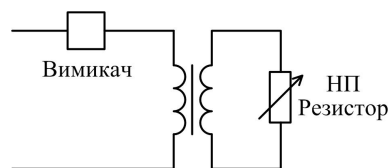


Рис. 2. Індуктивний НП струмообмежувач

Індуктивна конструкція НП струмообмежувача також використовує нелінійність вольт-амперної характеристики надпровідника. Цей тип конструкції можна уявити у вигляді трансформатора з НП нелінійним резистором в якості навантаження вторинної обмотки (рис. 2).

Принцип дії індуктивного обмежувача полягає у магнітному зв'язку між надпровідним елементом і захищеним колом. При нормальних умовах функціонування первинна обмотка умикається в електричне коло, яке захищається, вторинна обмотка короткозамкнена НП елементом. Магнітний потік, який генерується первинною обмоткою, компенсується потоком вторинної короткозамкненої обмотки. За умов виникнення короткого замикання НП елемент втрачає надпровідність і переходить у резистивний стан внаслідок зростання струму вище критичного значення. Активний опір вторинної обмотки стає значно більше, таким чином, наведений струм у вторинній обмотці різко зменшується. Магнітний потік первинної обмотки більше не компенсується, а отже зростає її індуктивний опір, що і обмежує струм короткого замикання у електричному колі [2].

Обмеження струму короткого замикання в НПОС індуктивного типу досягається за рахунок різкого зростання його опору, що можна здійснити різними методами: коли обмотка, що екранує, замкнена на надпровідний елемент, екрануванням осердя з електротехнічної сталі НП екраном, зміною ступеня насичення магнітопроводу НПОС, і т.д.

ЕЛЕКТРОМАГНІТНИЙ ОБМЕЖУВАЧ СТРУМУ КОРОТКОГО ЗАМИКАННЯ З НАДПРОВІДНОЮ ОБМОТКОЮ

Розглянемо особливості роботи електромагнітного високотемпературного надпровідного обмежувача струму короткого замикання (ВТНП ОСКЗ), визначення критеріїв вибору його основних параметрів.

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

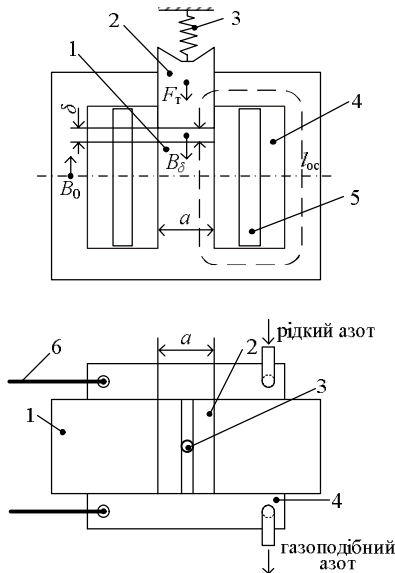


Рис. 3. Конструктивна схема ВТНП обмежувача струму з рухомим ярком

ВТНП обмотка охолоджується рідким азотом, який подається в кріостат. Там він випаровується і виходить назовні. Витрати рідкого азоту визначаються теплоприпливами в кріостат крізь його стінки, по струмоводах, а також (при роботі на змінному струмі) гістерезисними втратами в ВТНП обмотці.

При нормальній роботі ВТНП обмежувача струму з'єднаний послідовно з навантаженням z_n і крізь нього проходить струм I , що дорівнює струму навантаження I_n [4].

В залежності від характеру навантаження падіння напруги на ВТНП обмежувачі струму, яке визначається коефіцієнтом k_{oc} , можна закладати таким, щоб зменшення напруги на навантаженні по відношенню до напруги електричної мережі становило не більше 5%, що відповідає стандарту ДСТУ 3466-96, або ГОСТ 13109-97.

ВИЗНАЧЕННЯ ОСНОВНИХ ПАРАМЕТРІВ

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

$$U_{oc} = k_{oc} U_n = 2\pi f w B_\delta k_p S_{oc}, \quad (1)$$

$$U_n = 2\pi f w B_k S_{oc}, \quad (2)$$

де f – частота змінного струму; w – число витків ВТНП обмотки; B_δ – індукція в проміжку між ярком і осердям в режимі нормальної роботи (рис. 2,а); B_k – індукція в осерді при з'єднанні ярка з осердям; k_p – коефіцієнт розширення магнітного потоку в проміжку між ярком і

осердям; S_{oc} – поперечний переріз осердя [5, 6].

Завдяки підстановки U_n в рівняння (1) отримуємо зв'язок між індукціями B_δ і B_k : $B_\delta = k_{oc} \cdot B_k / k_p$.

Це дає можливість визначити число витків ВТНП обмотки w , якщо заданий струм навантаження I_n :

$$w = \frac{k_{oc} B_k}{\mu_0 k_p I_n} \delta, \quad (3)$$

де δ – повітряний проміжок між ярком і осердям; μ_0 – магнітна стала.

Значення індукції B_k обирається на ділянці намагнічування для відповідного електротехнічного матеріалу, а коефіцієнт k_p визначається за допомогою спеціальних розрахунків [7].

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

$$S_{oc} = \frac{U_n}{2\pi f w B_k}, \quad (4)$$

тому що $U_n \approx U$.

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

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

$$S_{oc} = \frac{\mu_0 k_p U_n I_n}{2\pi f k_{oc} B_k^2 \delta} = \frac{\mu_0 k_p}{2\pi f k_{oc}} \frac{S_n}{B_k^2 \delta}, \quad (5)$$

де S_n – повна потужність навантаження.

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

Вплив числа витків ВТНП обмотки на ці показники можна вважати другорядними, а товщина теплоізоляції кріостата дуже мало залежить від потужності навантаження S_n , якщо вважати, що питомий теплоприплив у кріостат залишається на одному, технологічно досяжному, рівні.

ВИБІР ПРУЖИНИ ДЛЯ РОБОТИ ОБМЕЖУВАЧА СТРУМУ КОРОТКОГО ЗАМИКАННЯ

Розглянемо за яких умов вибирається пружина, що утримує яркір, а також – рух ярка під час короткого замикання в електричній мережі.

У вхідному стані пружина повинна утримати яркір від магнітного тяжіння, тобто при $y=0$ (рис. 4) початкова сила пружини урівноважує магнітне тяжіння

$$F_{пр0} = 0,4 B_\delta^2 S_{oc} 10^6. \quad (6)$$

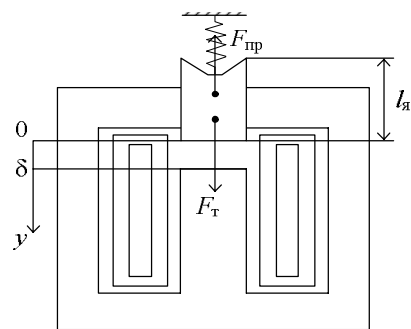


Рис. 4. Схема сил, прикладених до ярка

Як тільки в електричній мережі відбувається коротке замикання її напруга переходить на обмежувач струму, магнітне поле в повітряному проміжку δ зростає до B_k , а сила магнітного тяжіння зростає в $(B_k/B_\delta)^2$ разів і

$$F_T = 0,4B_k^2 S_{oc} 10^6. \quad (7)$$

Вона набагато більша за початкову силу пружини, і якір починає рухатись. Під час переміщення якоря сила пружини буде зростати, а її середнє значення дорівнюватиме

$$F_{пр ср} = F_{пр0} + K_{пр} \frac{\delta}{2}, \quad (8)$$

де $K_{пр}$ – коефіцієнт пружності пружини. Його величина повинна бути такою, щоб суттєво не заважати руху якоря під час короткого замикання і в той же час достатньою, щоб повернути якір в початковий стан після усунення короткого замикання.

Визначити коефіцієнт пружності $K_{пр}$ можна з таких міркувань: сила повністю розтягнутої пружини має бути на порядок меншою за силу магнітного тяжіння:

$$F_{пр0} + K_{пр} \delta = 0,4B_k^2 S_{oc} 10^5, \quad (9)$$

$$K_{пр} = \frac{0,4B_k^2 S_{oc} 10^5 - F_{пр0}}{\delta}. \quad (10)$$

Таким чином, звернувшись до середніх параметрів можна записати

$$\gamma_{oc} S_{oc} l_y a = F_T - F_{пр ср}, \quad (11)$$

де γ_{oc} – питома щільність матеріалу осердя, l_y – висота якоря (див. рис. 4), a – прискорення якоря.

З урахуванням того, що $B_\delta = k_{oc} B_k / k_p$, а також співвідношень (6) – (11), отримуємо

$$a = \frac{0,4B_k^2 \left(10^6 - \frac{1}{2} 10^5 - \frac{k_{oc}^2}{2k_p} 10^6 \right)}{\gamma_{oc} l_y}. \quad (12)$$

Якщо відкинути величини другого порядку малості, то

$$a = \frac{0,4B_k^2 10^6}{\gamma_{oc} l_y}, \quad (13)$$

а час спрацьовування ВТНП обмежувача струму (час руху якоря)

$$t = \sqrt{\frac{2\delta}{a}} = \frac{\sqrt{5\gamma_{oc} l_y \delta}}{B_k} 10^{-3}. \quad (14)$$

ВИСНОВКИ

Розглянуті можливі варіанти обмежувачів струму короткого замикання з надпровідною обмоткою, а також теоретичні засади електромагнітного обмежувача струму короткого замикання з якорем. Визначені критерії для вибору його основних параметрів, які є базовими для індуктивних ОСКЗ.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Використання високотемпературної надпровідності в електроенергетичному обладнанні : монографія / В.Г. Данько, І.С. Полянська, Є.В. Гончаров; за ред. В.Г. Данько. – Х.: НТМТ, 2011. – 248 с.
2. Данько В.Г., Гончаров Є.В. Аналіз роботи високотемпературного надпровідникового обмежувача струму короткого замикання // Східно-європейський журнал передових технологій. Енергозберігаючі технології і обладнання. – Харків: Технологічний центр, 2007. – № 6/5 (30). – С. 45-48.

3. Пат. 48214 Україна МКЗ H02H 9/00 Електромагнітний обмежувач струму короткого замикання з високотемпературною надпровідниковою обмоткою / Данько В.Г., Гончаров Є.В. – № u 200909564; заявл. 18.09.09; опубл. 10.03.10, Бюл. № 5. – 4 с. : 1 іл.

4. Данько В.Г., Гончаров Є.В. Електромагнітний надпровідний обмежувач струму короткого замикання // Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я: XVIII міжн. наук.-практична конф. (microCAD-2010), 12-14 травня: тези доп./ НТУ "ХПІ" – 2010. – С. 160.

5. Данько В.Г., Гончаров Є.В. Надпровідний обмежувач струму короткого замикання з рухомим якорем // Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я: XVIII міжн. наук.-практична конф. (microCAD-2011), 01-03 червня: тези доп. / НТУ "ХПІ". – 2011. – С. 147.

6. Гончаров Є.В. Застосування електромагнітного надпровідного обмежувача струму // Вісник НТУ "ХПІ". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2010. – № 55. – С. 19-22.

7. Данько В.Г., Гончаров Є.В. Теоретичні засади і вибір основних параметрів електромагнітного надпровідного обмежувача струму // Вісник НТУ "ХПІ". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2011. – № 48. – С. 30-36.

Bibliography (transliterated): 1. Viktorystannya visokotemperaturnoi nadprovidnosti v elektroenergetichnomu obladnanii : monografiya / V.G. Dan'ko, I.S. Polyans'ka, E.V. Goncharov; za red. V.G. Dan'ko. - H.: NTMT, 2011. - 248 s. 2. Dan'ko V.G., Goncharov E.V. Analiz roboti visokotemperaturnogo nadprovidnikovogo obmezhuвача strumu korotkogo zamikannya // Shidno-evropejs'kij zhurnal peredovih tehnologii. Energozberigayuchi tehnologii i obladnannya. - Harkiv: Tehnologichnij centr, 2007. - № 6/5 (30). - S. 45-48. 3. Pat. 48214 Ukraina MKZ H02H 9/00 Elektromagnitnij obmezhuвач strumu korotkogo zamikannya z visokotemperaturnoyu nadprovidnikovoyu obmotkoyu / Dan'ko V.G., Goncharov E.V. - № u 200909564; zayavl. 18.09.09; opubl. 10.03.10, Byul. № 5. - 4 s. : 1 il. 4. Dan'ko V.G., Goncharov E.V. Elektromagnitnij nadprovidnij obmezhuвач strumu korotkogo zamikannya // Informacijni tehnologii: nauka, tehnika, tehnologiya, osvita, zdorov'ya: XVIII mizhn. nauk.-praktichna konf. (microCAD-2010), 12-14 travnya: tezi dop./ NTU "HPI" - 2010. - S. 160. 5. Dan'ko V.G., Goncharov E.V. Nadprovidnij obmezhuвач strumu korotkogo zamikannya z ruhomim yakorem // Informacijni tehnologii: nauka, tehnika, tehnologiya, osvita, zdorov'ya: XVIII mizhn. nauk.-praktichna konf. (microCAD-2011), 01-03 chervnya: tezi dop. / NTU "HPI". - 2011. - S. 147. 6. Goncharov E.V. Zastosuvannya elektromagnitnogo nadprovidnogo obmezhuвача strumu // Visnik NTU "HPI". Zbirnik naukovih prac'. Tematichnij vipusk: Problemi udoskonalennya elektrichnih mashin i aparativ. Teoriya i praktika. - Harkiv: NTU "HPI". - 2010. - № 55. - S. 19-22. 7. Dan'ko V.G., Goncharov E.V. Teoretichni zasadi i vibir osnovnih parametrov elektromagnitnogo nadprovidnogo obmezhuвача strumu // Visnik NTU "HPI". Zbirnik naukovih prac'. Tematichnij vipusk: Problemi udoskonalennya elektrichnih mashin i aparativ. Teoriya i praktika. - Harkiv: NTU "HPI". - 2011. - № 48. - S. 30-36.

Надійшла 28.02.2012

Данько Володимир Григорович, д.т.н., проф.,

Гончаров Євген Вікторович

Національний технічний університет

"Харківський політехнічний інститут"

кафедра загальної електротехніки

61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

тел.: (057) 7076427

Danko V.G., Goncharov E.V.

A fault current limiter with a superconducting winding.

In the article, a fault current limiter with a superconducting winding is considered, a method of its main parameters calculation offered.

Key words – superconducting coil, high-temperature superconductivity, ferromagnetic core.

ОСОБЕННОСТИ ГАРМОНИЧЕСКОГО АНАЛИЗА МНОГОФАЗНЫХ НЕСИММЕТРИЧНЫХ ОБМОТОК

Розглянуті особливості несиметричних багатofазних обмоток. Запропонована методика гармонійного аналізу таких обмоток з використанням метода симетричних складових. Впроваджене поняття симетричних складових обмотувального коефіцієнта. Розроблений універсальний алгоритм гармонійного аналізу довільних багатofазних обмоток та наведені приклади його використання.

Рассмотрены особенности несимметричных многофазных обмоток. Предложена методика гармонического анализа таких обмоток с применением метода симметричных составляющих. Введено понятие симметричных составляющих обмоточного коэффициента. Разработан универсальный алгоритм гармонического анализа произвольных многофазных обмоток и приведены примеры его использования.

В некоторых видах электрических машин специального назначения находят применение несимметричные многофазные обмотки. При этом проектируются они таким образом, чтобы минимизировать или вообще исключить несимметрию, хотя бы относительно рабочей гармоники. Решается указанная задача либо одним из способов симметрирования, например, изменением числового ряда обмоток с помощью циклических перестановок его повторяющейся части [1], специальными методами [2, 3], в том числе и с использованием неравновитковых катушек [4], или применением слабонесимметричных обмоток [5, 6], включающих в себя частично несимметричные модули. Как показала практика, система токов в таких симметрированных обмотках характеризуется настолько незначительной несимметрией, что этим можно пренебречь. Поэтому гармонический анализ, как ЭДС, так и МДС таких обмоток может выполняться с помощью полярных векторных диаграмм. Это справедливо и в отношении резко несимметричных обмоток, если принять допущение, что они питаются от источника тока.

Для расчета электрических машин с подобными обмотками результатов гармонического анализа, включающих только значения обмоточных коэффициентов k_{Wvj} каждой j -ой фазы по гармоникам произвольных v -ых порядков, оказывается недостаточно.

Акцентировать внимание на этом необходимо еще и потому, что в одной из последних публикаций [7] алгоритм подобного неполного анализа преподносится как образцовый и рекомендуется для повсеместного применения.

Задачей настоящей статьи является изучение особенностей гармонического анализа несимметричных многофазных обмоток применительно к двигателям переменного тока, а также определение необходимого и достаточного объема результирующей информации.

В электродвигателях с симметричными обмотками результирующее магнитное поле в рабочем воздушном зазоре может быть представлено как совокупность круговых вращающихся полей каждой из гармоник. И только одно из них, создаваемое рабочей гармоникой МДС F_p , участвует в полезном электро-механическом преобразовании энергии. Остальные круговые поля создают только потери и другие отрицательные эффекты.

При использовании несимметричных обмоток часть гармонических составляющих МДС, в числе которых может оказаться и рабочая гармоника, создают уже не одно, а два встречно вращающихся магнитных поля разной интенсивности, что существенно усложняет гармонический спектр результирующего поля.

В обоих случаях целью гармонического анализа является получение такого объема информации, которое обеспечивает в последующих электромагнитных расчетах конкретных электрических машин учет проявления полезных и вредных эффектов.

При использовании симметричных обмоток результаты гармонического анализа обычно включают в себя наборы обмоточных коэффициентов k_{Wv} , относительных величин МДС H_v и коэффициент дифференциального рассеяния τ_d [8]. Обмоточный коэффициент k_{Wp} по рабочей гармонике позволяет при заданных величинах напряжения и магнитных нагрузок рассчитать обмоточные данные конкретного двигателя. Коэффициент τ_d определяет соотношение полезной и вредных составляющих электромагнитной мощности в зазоре. Относительные амплитуды H_v гармоник МДС рассчитываются с использованием коэффициентов k_{Wv}

$$H_v = \frac{p \cdot k_{Wv}}{v \cdot k_{Wp}}$$

что, в свою очередь, обеспечивает расчеты механической характеристики и добавочных потерь, а также виброакустических параметров двигателя.

В случае применения несимметричных обмоток совокупности коэффициенты k_{Wvj} каждой из m фаз в их традиционном понимании не позволяют определить даже соотношения амплитуд основного и обратно вращающегося полей, создаваемых этими МДС. Получить подобную информацию можно, только разложив МДС фаз на симметричные составляющие.

Для этого сначала необходимо определить модули F_{vj} и аргументы φ_{vj} соответствующих векторов на полярной векторной диаграмме, а затем рассчитать симметричные составляющие МДС прямой \dot{F}_{dv} , обратной \dot{F}_{rv} и нулевой \dot{F}_{0v} последовательностей.

Однако, как и при традиционном гармоническом анализе, где сначала также определяются результирующие векторы МДС, полученную информацию следует преобразовать к виду, удобному для после-

дующих расчетов. Это приводит к необходимости введения понятия симметричных составляющих обмоточных коэффициентов и, в первую очередь, составляющих прямой k_{Ddv} , обратной k_{Drv} и нулевой k_{D0v} последовательностей коэффициентов распределения.

Пусть m -фазная обмотка выполнена неравноитковой, т.е. произвольная k -я активная катушечная сторона (АКС) содержит относительное число w_k^* элементарных проводников

$$w_k^* = \frac{w_k}{w_{\max}},$$

где w_{\max} – максимальное число проводников в АКС; w_k – число проводников в k -ой АКС.

Тогда симметричные составляющие коэффициента распределения прямой k_{Ddv} , обратной k_{Drv} и нулевой k_{D0v} последовательностей обмотки, выполненной в числе пазов Z можно определить по выражению

$$k_{D(d,r,0)v} = \frac{m \cdot \dot{F}_{(d,r,0)v}}{\sum_{i=1}^Z |w_k^*|}.$$

Следует отметить, что метод симметричных составляющих вполне применим и для случая симметричных обмотк, т.к. при этом составляющие нулевой последовательности и одна из составляющих прямой или обратной последовательности автоматически примут нулевое значение. Поэтому рассмотренный подход позволяет разработать универсальный алгоритм гармонического анализа произвольных многофазных обмотк.

Рассмотрим один из возможных вариантов такого алгоритма.

Пусть реальная $2p$ -полюсная обмотка уложена в числе пазов Z и состоит из T периодов (повторяющихся частей). Тогда для выполнения гармонического анализа достаточно задать исходные данные на одном из этих периодов.

Исходные данные $2p$ -полюсной обмотки:

И1. Число фаз обмотки – m .

И2. Число повторений – T .

И3. Число пазов на периоде – $Z_0 \forall Z$.

И4. Число пар полюсов на периоде – $p_0 = p/T$.

И5. Шаг обмотки по пазам – y .

И6. Массивы номеров АКС каждой из m фаз на периоде повторения обмотки в числе пазов Z_0 задаются в виде знакопеременного ряда, причем в $2m$ -фазных обмотках знак "-" соответствует номерам сопряженных АКС фаз

$$\{a_{jk}\} = \pm a_{j1}, \pm a_{j2}, \pm a_{j3}, \dots, \pm a_{jN_j}.$$

где N_j – число АКС в j -ой фазе периода обмотки.

И7. Массивы относительных чисел витков в АКС каждой из фаз

$$\{w_{jk}^*\} = w_{j1}^*, w_{j2}^*, w_{j3}^*, \dots, w_{jN_j}^*.$$

Расчетный алгоритм.

Р1. Расчет угла α_Z минимального сдвига в магнитном поле

$$\alpha_Z = \frac{2\pi}{Z_0}.$$

Р2. Массивы $\{\alpha_{jkv}\}$ угловых координат элемен-

тарных векторов, отображающих МДС каждой АКС

$$\alpha_{jkv} = \begin{cases} \alpha_Z \cdot v, & \text{если } \alpha_{jk} > 0; \\ \alpha_Z \cdot v + \pi, & \text{если } \alpha_{jk} < 0 \end{cases}$$

Р3. Определение модуля и угловой координаты ϕ_{vj} результирующего полярного вектора МДС \dot{F}_{vj} j -ой фазы обмотки по гармонике v -го порядка:

– проекция результирующего вектора МДС \dot{F}_{vj} на координатную ось x

$$\dot{F}_{vj}|_x = \sum_{k=1}^{N_j} w_{jk}^* \cdot \sin(\alpha_{jkv}),$$

– проекция результирующего вектора МДС \dot{F}_{vj} на координатную ось y , перпендикулярную оси x ,

$$\dot{F}_{vj}|_y = \sum_{k=1}^{N_j} w_{jk}^* \cdot \cos(\alpha_{jkv}),$$

– модуль F_{vj} результирующего вектора МДС \dot{F}_{vj}

$$|F_{vj}| = F_{vj} = \sqrt{\left(\dot{F}_{vj}|_x\right)^2 + \left(\dot{F}_{vj}|_y\right)^2} =$$

$$= \sqrt{\left[\sum_{k=1}^{N_j} w_{jk}^* \cdot \sin(\alpha_{jkv})\right]^2 + \left[\sum_{k=1}^{N_j} w_{jk}^* \cdot \cos(\alpha_{jkv})\right]^2},$$

– аргумент (угловая координата) ϕ_{vj} результирующего вектора МДС \dot{F}_{vj}

$$\phi_{vj} = \arctg \frac{\sum_{k=1}^{N_j} w_{jk}^* \cdot \sin(\alpha_{jkv})}{\sum_{k=1}^{N_j} w_{jk}^* \cdot \cos(\alpha_{jkv})}.$$

Р41. Расчет симметричных составляющих коэффициента распределения трехфазных обмоток прямой k_{Ddv} , обратной k_{Drv} и нулевой k_{D0v} последовательностей по гармонике v -го порядка:

$$k_{Ddv} = \frac{|\dot{F}_{1v} + \dot{F}_{2v} \cdot e^{-i2\pi/3} + \dot{F}_{3v} \cdot e^{-i4\pi/3}|}{\sum_{k=1}^{Z_0} w_{jk}^*} =$$

$$= \frac{|\dot{F}_{1v} \cdot e^{-i\varphi_{1v}} + \dot{F}_{2v} \cdot e^{-i(\varphi_{2v} + 2\pi/3)} + \dot{F}_{3v} \cdot e^{-i(\varphi_{3v} + 4\pi/3)}|}{\sum_{k=1}^{Z_0} w_{jk}^*};$$

$$k_{Drv} = \frac{|\dot{F}_{1v} + \dot{F}_{2v} \cdot e^{-i4\pi/3} + \dot{F}_{3v} \cdot e^{-i2\pi/3}|}{\sum_{k=1}^{Z_0} w_{jk}^*} =$$

$$= \frac{|\dot{F}_{1v} \cdot e^{-i\varphi_{1v}} + \dot{F}_{2v} \cdot e^{-i(\varphi_{2v} + 4\pi/3)} + \dot{F}_{3v} \cdot e^{-i(\varphi_{3v} + 2\pi/3)}|}{\sum_{k=1}^{Z_0} w_{jk}^*};$$

$$k_{D0v} = \frac{|\dot{F}_{1v} + \dot{F}_{2v} + \dot{F}_{3v}|}{\sum_{k=1}^{Z_0} w_{jk}^*} = \frac{|\dot{F}_{1v} \cdot e^{-i\varphi_{1v}} + \dot{F}_{2v} \cdot e^{-i\varphi_{2v}} + \dot{F}_{3v} \cdot e^{-i\varphi_{3v}}|}{\sum_{k=1}^{Z_0} w_{jk}^*}.$$

Р42. Расчет симметричных составляющих коэффициента распределения двухфазных обмоток прямой k_{Ddv} , обратной k_{Drv} последовательностей по гармонике v -го порядка:

$$k_{Ddv} = \frac{|\dot{F}_{1v} \cdot e^{-i\varphi_{1v}} + \dot{F}_{2v} \cdot e^{-i(\varphi_{2v} + \pi/2)}|}{\sum_{k=1}^{Z_0} w_{jk}^*};$$

$$k_{Drv} = \frac{|\dot{F}_{1v} \cdot e^{-i\varphi_{1v}} + \dot{F}_{2v} \cdot e^{-i(\varphi_{2v} - \pi/2)}|}{\sum_{k=1}^{Z_0} w_{jk}^*}.$$

Р5. Расчет коэффициента укорочения k_{Yv} обмотки по гармонике v -го порядка

$$k_{Yv} = \sin\left(\frac{y \cdot \pi \cdot v}{Z}\right).$$

Р6. Расчет симметричных составляющих обмоточного коэффициента $k_{W(d,r,0)v}$ по гармонике v -го порядка

$$k_{W(d,r,0)v} = k_{D(d,r,0)v} \cdot k_{Yv}.$$

Здесь следует заметить, что наличие второго слоя изменит угловые координаты результирующих векторов фаз МДС, их относительные сдвиги по фазе сохранятся и поэтому не скажутся на результатах применения МСС.

Р7. Расчет относительных амплитуд $H_{(d,r,0)v}$ симметричных составляющих МДС по гармонике v -го порядка

$$H_{(d,r,0)v} = \frac{k_{W(d,r,0)v} \cdot P}{k_{Wp} \cdot v},$$

где k_{Wp} – обмоточный коэффициент по рабочей гармонике $v=p$, численно равный наибольшему из значений симметричных составляющих прямой k_{Wdp} и обратной k_{Wrp} последовательностей.

Р8. Формирование порядков гармонических составляющих МДС обмотки.

В общем случае расчетные относительные порядки гармоник представляют собой натуральный ряд чисел в диапазоне от 1 до $Z/2$

$$v=1, 2, 3, 4, 5, \dots, Z/2.$$

Если в пределах повторяющейся части обмотки половины обмотки взаимно инверсны по фазе, то в гармоническом спектре все четные гармонические составляющие МДС станут равными нулю. Это дает возможность задавать исходную информацию только на половине повторяющейся части обмотки, а порядки расчетных гармоник определять как ряд положительных нечетных чисел в таком же диапазоне

$$v=1, 3, 5, 7, 9, \dots, Z/2.$$

Если реальная обмотка состоит из T периодов, то абсолютные порядки гармонических составляющих МДС определяются по выражению

$$v_a = v \cdot T.$$

Р9. При определении коэффициента дифференциального рассеяния в первую очередь следует принять во внимание тот факт, что системы МДС нулевой последовательности не создают вращающихся магнитных полей и поэтому не окажут влияния на работу двигателя.

Кроме того, следует использовать свойство периодичности модулей обмоточных коэффициентов

$$|k_{Wv}| = |k_{W(lZ \pm v)}|,$$

здесь и далее l – произвольное натуральное число.

Это позволяет для каждого значения порядка v считать частичные суммы $S_{(d,r)v}$ согласно выражению

$$S_{(d,r)v} = \frac{k_{W(d,r)v}^2 \cdot P^2}{k_{Wp}^2} \cdot \sum_{l=1}^L \left[\frac{1}{(lZ + v)^2} + \frac{1}{(lZ - v)^2} \right],$$

где L – произвольное натуральное число, соответствующее порядку высшей зубцовой гармоники. Для практических расчетов достаточно $L=5$.

Тогда результирующий коэффициент дифференциального рассеяния определяется следующим образом

$$\tau_d = S_{dv} + S_{rv} - 1.$$

Проиллюстрируем применение предложенного алгоритма для гармонического анализа симметрированной шестиполусной трехфазной обмотки, выполненной в 24 пазах с неодинаковыми числами витков в катушках. При выборе шага по пазам $y \nabla 3$ распределение фазных зон показано на рис. 1.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	
A	A'	C'	B	A'	C	B'	A	C'	B	A'	C	B'	A	C'	B	A'	C	B'	A	C'	B	A'	C	B'
C'	C'	B	A'	A'	C	B'	A	C'	B	B	A'	C	C	B'	A	A	C'	B	A'	C	B'	B'	A	

Рис. 1. Распределение фазных зон трехфазной симметрированной обмотки ($Z=24$, $2p=6$, $y \nabla 3$)

Исходными данными для рассматриваемой обмотки являются:

И1. Число фаз обмотки – $m=3$.

И2. Число повторений – $T=1$.

И3. Число пазов на периоде – $Z_0 \nabla Z=24$.

И4. Число пар полюсов на периоде – $p_0=3$.

И5. Шаг обмотки по пазам – $y=3$.

И6. Как следует из рис.1, половины обмотки взаимно инверсны по фазе. Поэтому (см Р9) в гармоническом спектре будут присутствовать только гармоники нечетных порядков, а массивы номеров АКС и чисел витков каждой из 3 фаз достаточно задать на половине пазов

$$\{a_{Ak}\} = 1, 2, -5, 9;$$

$$\{a_{Bk}\} = 4, -7, -8, 12;$$

$$\{a_{Ck}\} = -3, 6, -10, -11.$$

И7. Массивы относительных чисел витков в АКС каждой из трех фаз

$$\{w_{Ak}\} = 1; 0,643; 1; 1;$$

$$\{w_{Bk}\} = 1; 0,643; 1; 1;$$

$$\{w_{Ck}\} = 0,945; 0,945; 0,945; 0,945.$$

Результаты гармонического анализа представлены в табл. 1.

Таблица 1
Данные гармонического анализа трехфазной симметрированной обмотки ($Z=24, 2p=6, y=3, \text{рис. 1}$)

v	k_{D0v}	k_{Drv}	k_{Ddv}	k_{Wrv}	H_{rv}	k_{Wdv}	H_{dv}
1	0,175	0,011	0,148	0,005	0,017	0,057	0,195
3	0,001	0,001	0,945	0,001	0,001	0,873	1,000
5	0,037	0,085	0,114	0,080	0,055	0,107	0,073
7	0,285	0,099	0,125	0,037	0,018	0,047	0,023
9	0,587	0,011	0,184	0,005	0,002	0,070	0,027
11	0,228	0,028	0,151	0,024	0,008	0,139	0,043
$\tau_d = 0,102194$							

Уровень несимметрии указанной обмотки относительно рабочей гармоники практически сведен к нулю за счет использования катушек с разными числами витков, что вполне допустимо при ремонтных работах.

Второй пример иллюстрирует применение алгоритма для гармонического анализа двухфазной двухполюсной слабо несимметричной обмотки, в которой использованы частично несимметричные модули [5], выполненной в 24 пазх. Схема-развертка однослойного варианта обмотки приведена на рис. 2.

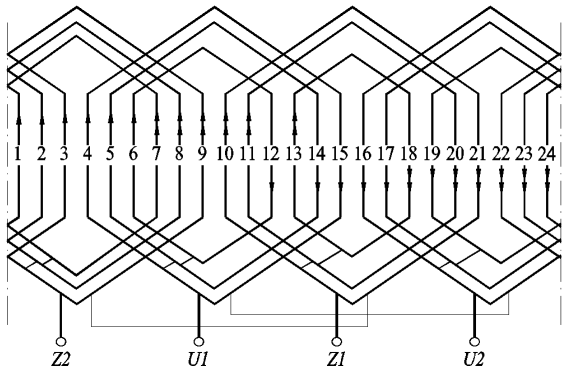


Рис. 2. Схема-развертка двухфазной однослойной несимметричной обмотки ($Z=24, 2p=2$)

Исходными данными для рассматриваемой обмотки являются:

- И1. Число фаз обмотки – $m=2$.
- И2. Число повторений – $T=1$.
- И3. Число пазов на периоде – $Z_0 \forall Z=24$.
- И4. Число пар полюсов на периоде – $p_0=1$.
- И5. Шаг обмотки по пазам – $y=0(12)$.
- И6. Массивы номеров АКС:
 $\{a_{Ak}\}=1, 2, 3, 4, 5, 6, -12, -14, -15, -16, -17, -19;$
 $\{a_{Bk}\}=7, 8, 9, 10, 11, 13, -18, -20, -21, -22, -23, -24.$
- И7. Массивы относительных чисел витков в АКС
 $\{w_{Ak}\}=1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1,$
 $\{w_{Bk}\}=1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1.$

Результаты гармонического анализа представлены в табл. 2.

Таблица 2
Данные гармонического анализа двухфазной однослойной несимметричной обмотки ($Z=24, 2p=2, y=0, \text{рис. 2}$)

v	k_{Wrv}	k_{Wdv}	H_{rv}	H_{dv}
1	0,000	0,872	0,000	1,000
2	0,043	0,043	0,025	0,025
3	0,218	0,000	0,083	0,000
4	0,083	0,083	0,024	0,024
5	0,000	0,050	0,000	0,011
6	0,118	0,118	0,023	0,023
7	0,038	0,000	0,006	0,000
8	0,144	0,144	0,021	0,021
9	0,000	0,090	0,000	0,011
10	0,161	0,161	0,018	0,018
11	0,115	0,000	0,012	0,000
12	0,167	0,167	0,016	0,016
$\tau_d = 0,023705$				

Как свидетельствуют данные табл. 2 в данной двухфазной обмотке несимметрия проявляется только относительно той части спектра, который содержит гармоники четных порядков. Поэтому при выполнении рассмотренной обмотки двухслойной с диаметральной шаг $y=12$ несимметрия полностью исчезает, т.к. все коэффициенты укорочения по четным гармоникам равны нулю.

Рассмотрим применение предлагаемого алгоритма для гармонического анализа симметричной трехфазной обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу $q=4$.

Исходными данными для рассматриваемой обмотки являются:

- И1. Число фаз обмотки – $m=3$.
- И2. Число повторений – $T=1$.
- И3. Число пазов на периоде – $Z_0 \forall Z$.
- И4. Число пар полюсов на периоде – $p_0=1$.
- И5. Шаг обмотки по пазам – $y=0$.
- И6. Массивы номеров АКС:
 $\{a_{Ak}\}=1, 2, 3, 4;$
 $\{a_{Bk}\}=9, 10, 11, 12;$
 $\{a_{Ck}\}=-7, -8, -9, -10.$

Результаты гармонического анализа представлены в табл. 3.

Таблица 3
Данные гармонического анализа трехфазной симметричной обмотки ($Z=24, 2p=2, q=4$)

v	k_{W0v}	k_{Wrv}	k_{Wdv}	H_{0v}	H_{rv}	H_{dv}
1	0,000	0,000	0,958	0,000	0,000	1,000
3	0,653	0,000	0,000	0,227	0,000	0,000
5	0,000	0,205	0,000	0,000	0,043	0,000
7	0,000	0,000	0,158	0,0000	0,000	0,024
9	0,271	0,000	0,000	0,031	0,000	0,000
11	0,000	0,126	0,000	0,000	0,012	0,000
$\tau_d = 0,0082629$						

Как следует из сопоставления данных табл.3 с известными данными (см., например, таблицу приложения 5 [9]), ненулевые значения составляющих коэффициентов $k_{D(d,r,0)v}$ распределения полностью совпадают с соответствующими величинами коэффициентов k_{Dv} , рассчитанных традиционными методами. При этом составляющие нулевой последовательности k_{D0v} соответствуют коэффициентам k_{Dv} по гармоникам, порядки которых кратны трем, составляющие обратной последовательности k_{Dv} – коэффициентам k_{Dv} по обратно вращающимся гармоникам с порядками $v=3l-1$, составляющие прямой последовательности k_{Ddv} – коэффициентам k_{Dv} по прямо вращающимся гармоникам с порядками $v=3l+1$.

ВЫВОДЫ

1. Введение понятий симметричных составляющих коэффициента распределения не противоречат общепринятым представлениям, поскольку каждая из симметричных составляющих коэффициентов распределения представляют собой отношение геометрической суммы векторов МДС к их арифметической сумме.

2. Корректность введения понятий симметричных составляющих коэффициента распределения и обмоточного коэффициента подтверждается тем, что в симметричных обмотках значения ненулевых симметричных составляющих коэффициентов распределения и обмоточных коэффициентов полностью совпадают с соответствующими величинами, рассчитанными традиционными методами.

3. Предложенный алгоритм может быть положен в основу универсальной программы гармонического анализа двух- и трехфазных обмоток с любым уровнем несимметрии и произвольным числом витков в катушках.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лившиц-Гарик М. Обмотки машин переменного тока. – М.: Госэнергоиздат, 1959. – 768 с.
2. Захаров М.К., Беликова Л.Я., Билоненко Н.И. Построение схем однослойных полюсопереключаемых обмоток с сопряжением фаз YYY/YYYY // Электромеханика. – 1988. – №7. – С. 46-50.
3. Беликова Л.Я., Захаров М.К., Шахин А.Т. Автоматизированное проектирование трехфазных симметричных многоскоростных ППО, сформированных векторно-табличным способом // Электромеханика. Теория і практика. Тез. докл. науково-техн. конф. Львів-Славськ, 25-28 вересня 1996. – С. 84-86.
4. Дегтев В.Г., Билоненко Н. И., Сверщевский В. П. Методика симметрирования совмещенных обмоток // Электромеханика. – 1987. – № 9. – С. 59-64.
5. Дегтев В.Г., Смирнов С.Б. Особенности несимметричных двухфазных обмоток // Электромашинобуд. та електрообладн. наук. техн. зб. – 2001. – № 56. – С. 66-70.

6. Дегтев В. Г., Лаврук И.С. Алгоритм синтеза слабо несимметричных трехфазных обмоток // Электромашинобудовання та електрообладнання. – К.: Техніка. – 2001. – № 57. – С. 62-66.

7. Лущик В. Д. Універсальна методика розрахунку обмоткових коефіцієнтів //Електротехніка і електромеханіка. – 2011. – № 1. – С. 28-30.

8. Геллер Б., Гамата В. Дополнительные поля, моменты и потери мощности. – М.: Энергия, 1964. – 263 с.

9. Жерве Г.К. Обмотки электрических машин. – Л.: Энергоатомиздат, 1989. – 400 с.

Bibliography (transliterated): 1. Livshic-Garik M. Obmotki mashin peremennogo toka. - M.: Gos`energoizdat, 1959. - 768 s. 2. Zaharov M.K., Belikova L.Ya., Bilonenko N.I. Postroenie shem odnoslojnykh polyusopereklyuchaemykh obmotok s sopryazheniem faz YYY/YYYY // `Elektromekhanika. - 1988. - №7. - S. 46-50. 3. Belikova L.Ya. Zaharov M.K., Shahin A.T. Avtomatizirovannoe proektirovanie trehfaznykh simmetrichnykh mnogokorostnykh PPO, sformirovannykh vektornotablichnym sposobom// Elektromekhanika. Teoriya i praktika. Tез. dokl. naukovo-tehn. konf. L`viv-Slavsk, 25-28 veresnya 1996. - S. 84-86. 4. Degtev V.G., Bilonenko N. I., Svershevskij V. P. Metodika simmetrirovaniya sovmeshchennykh obmotok // `Elektromekhanika. - 1987. - № 9. - S. 59-64. 5. Degtev V.G., Smirnov S.B. Osobennosti nesimmetrichnykh dvuhfaznykh obmotok // Elektromashinobud. ta elektroobladn. nauk. tehn. zb. - 2001. - № 56. - S. 66-70. 6. Degtev V. G., Lavruk I.S. Algoritm sinteza slabo nesimmetrichnykh trehfaznykh obmotok// Elektromashinobudovannya ta elektroobladnannya. - K.: Tehnika. - 2001. - № 57. - S. 62-66. 7. Luschiuk V. D. Universal`na metodika rozrahunku obmotkovykh koeficientiv //Elektrotehnika i elektromekhanika. - 2011. - № 1. - S. 28-30. 8. Geller B., Gamata V. Dopolnitel'nye polya, momenty i poteri moschnosti. – M.: `Energiya, 1964. – 263 s. 9. Zherve G.K. Obmotki `elektricheskikh mashin. - L.: `Energoatomizdat, 1989. - 400 s.

Поступила 20.03.2012

*Дьогтев Володимир Григорійович, д.т.н., проф.,
Абдулкарим Хусейн Гени,
Бучацька Маріна Петрівна*
Одеський національний політехнічний університет
кафедра електричних машин
65044, Одеса, пр. Шевченка, 1
тел. (063) 9779569
e-mail: kem.deg@gmail.ru

Degtev W.G., Abdulcarim Ch.G., Buchacka M.P.
Peculiarities of multiphase asymmetric windings harmonic analysis.

Peculiarities of asymmetric multiphase windings are considered. A technique of the windings harmonic analysis with a symmetrical components method application is suggested. A winding factor symmetric components concept is introduced. A universal algorithm of arbitrary multiphase windings harmonic analysis is worked out, examples of its application given.

Key words – multiphase windings, distribution factor, winding factor, asymmetric windings, symmetric components method, universal algorithm.

ОЦЕНКА ТРАНСФОРМАТОРОВ И ИХ СЕРИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЗАВИСИМОСТЕЙ ПАРАМЕТРОВ ОТ ОБОБЩЕННОГО ЛИНЕЙНОГО РАЗМЕРА

Установлено залежності основних параметрів трансформаторів від узагальненого лінійного розміру. Запропоновано критерії для порівняння трансформаторів і їхніх серій. Проведено порівняльну оцінку трансформаторів відомих виробників. Наведено рекомендації з покращення параметрів трансформаторів.

Установлены зависимости основных параметров трансформаторов от обобщенного линейного размера. Предложены критерии для сравнения трансформаторов и их серий. Проведена сравнительная оценка трансформаторов известных производителей. Приведены рекомендации по улучшению параметров трансформаторов.

ВВЕДЕНИЕ

Современные тенденции к глобализации и открытости экономики способствуют развитию конкурентоспособности в мировом производстве и торговле. Это существенно расширяет возможности выбора промышленного электромеханического оборудования, большой сегмент которого составляют трансформаторы различной мощности и типа исполнения. Как следствие актуальной научно-прикладной задачей становится разработка критериев их сравнительной оценки с целью рационального выбора трансформатора под нужды конкретного потребителя.

Выбор трансформаторов должен учитывать качество проектирования серии, в рамках которой они выпускаются. При этом оцениваться должны не только энергетические характеристики, по которым выбирают нужный трансформатор: мощность, напряжение обмоток, потери короткого замыкания и холостого хода, напряжение короткого замыкания и ток холостого хода, но и массогабаритные параметры трансформаторов. Однако до настоящего времени такой комплексный критерий рационального выбора трансформаторов не был разработан.

Установление закономерностей, связывающих мощность и геометрические размеры трансформаторов позволяет сформулировать критерии рационального выбора как мощных трансформаторов для работы в энергосистемах, так и трансформаторов специального назначения. Сравнительная оценка трансформаторов и их серий с использованием подобных зависимостей поможет дополнительно оценить эффективность использования материалов в серийных трансформаторах различных производителей, а также определить перспективы дальнейшего развития трансформаторостроения.

АНАЛИЗ ПРЕДЫДУЩИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Связь между мощностью трансформатора и его линейными геометрическими размерами преимущественно определяется законом, установленным М.О. Доливо-Добровольским и полностью сформулированным М. Видмаром [1].

В результате теоретических обобщений при принятии неизменным соотношения линейных размеров в пределах серии, было получено [2, 3], что мощность S трансформатора пропорциональна любому линейному размеру ℓ в четвертой степени, или

$$S \sim \ell^4. \quad (1)$$

При этом потери на единицу мощности

$$p = \frac{P}{S} \sim \frac{1}{S^{1/4}}, \quad (2)$$

где P – потери в трансформаторе, падают вместе с ростом мощности трансформатора, а его КПД соответственно возрастает.

Поверхность трансформатора, охлаждаемая воздухом или другой средой, растет пропорционально квадрату линейных размеров

$$S_c \sim \ell^2 \sim S^{1/2},$$

а потери q , отнесенные к единице охлаждаемой поверхности, также возрастают:

$$q \sim \frac{P}{S_c} \sim \frac{S^{3/4}}{S^{1/2}} = S^{1/4}. \quad (3)$$

Из приведенных выражений видно, что естественный рост охлаждаемой поверхности трансформатора отстает от роста его потерь и, следовательно, с ростом мощности трансформатора усложняется решение проблемы его охлаждения. Для того, чтобы сохранить удельную тепловую нагрузку q поверхности и превышение температуры θ_{ia} внешней поверхности бака над окружающим воздухом, прибегают к искусственному увеличению внешней поверхности бака. При очень больших мощностях и в некоторых особых случаях применяется форсированное охлаждение путем обдувания охладителей бака вентиляторами, перекачки масла трансформатора через теплообменники и т.п. Его применение требует постоянных дополнительных затрат энергии на перекачку масла и подачу воздуха или воды, чем снижается общий КПД трансформатора.

На практике в современных сериях трансформаторов предположение геометрического подобия полностью не соблюдается, и соотношения мощностей, потерь, масс и размеров трансформаторов одной серии несколько отклоняются от приведенных выше простых законов. Это позволяет использовать данные соотношения только для получения некоторых обобщенных выводов о тенденциях изменения размеров, массы, потерь и т.д. трансформаторов с изменением мощности, а также для приближенных пересчетов.

Для более точной оценки и сравнения трансформаторов и их серий был введен ряд дополнительных коэффициентов и критериев, представленных в [4].

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Установление зависимостей основных параметров трансформаторов от ОЛР. Обоснование критериев сравнения трансформаторов и их серий и сравнительная оценка на их основе трансформаторов известных отечественных и зарубежных производителей.

УСТАНОВЛЕНИЕ ЗАВИСИМОСТЕЙ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТРАНСФОРМАТОРОВ ОТ ОЛР

В качестве ОЛР для трансформаторов согласно [2] принимается среднее геометрическое трех габаритных размеров: длины L , ширины B и высоты H

$$\ell = \sqrt[3]{LBH}; \quad (4)$$

$$\ell_b = \sqrt[3]{L_b B_b H_b}, \quad (5)$$

где ℓ, ℓ_b – ОЛР соответственно расчетного трансформатора серии и трансформатора, принятого в серии за базовый (например, трансформатор минимальной мощности); L_b, B_b, H_b – соответствующие размеры базового трансформатора.

Зависимости электромагнитной мощности S , массы M и мощности потерь P трансформатора от ОЛР представляют в виде:

$$S = k_S \ell^{n_S}; \quad (6)$$

$$M = k_M \ell^{n_M}; \quad (7)$$

$$P = k_P \ell^{n_P}, \quad (8)$$

где k_S, k_M, k_P – коэффициенты пропорциональности; n_S, n_M, n_P – показатели степени.

Показатели степени в зависимостях электромагнитной мощности, массы и мощности потерь от ОЛР (3)-(5) рассчитывают из следующих соотношений [3]:

$$n_S = \ln(S/S_b) / \ln(\ell/\ell_b), \quad (9)$$

$$n_M = \ln(M/M_b) / \ln(\ell/\ell_b), \quad (10)$$

$$n_P = \ln(P/P_b) / \ln(\ell/\ell_b), \quad (11)$$

где S_b, M_b, P_b – электромагнитная мощность, масса и мощность потерь для трансформатора, принятого в серии за базовый.

Из экспериментальной оценки зависимостей показателей степени n в соотношениях (6)-(8) приходим к выводу о том, что наиболее адекватной является их аппроксимация методом наименьших квадратов формулой вида

$$n = n_c + \frac{n_v}{\ell^k}, \quad (12)$$

где n_c – постоянная составляющая; n_v – коэффициент; k – показатель степени.

Проверка адекватности (12) экспериментальным данным удовлетворяет F -критерию Фишера.

В целом показатели степени зависимостей энергетических параметров от ОЛР отличаются от теоретических значений. Однако кривые, отражающие данные зависимости, асимптотично приближаются к теоретическим значениям [3].

Для трансформаторов низкого напряжения подтверждены теоретические предположения о преобладающем влиянии мощности на ОЛР [3]. Доказано, что для этих трансформаторов показатель степени зависимости электромагнитной мощности приближается к

четырем, массы и мощности потерь – к трем.

Возникающие отклонения в значениях показателя степени могут быть объяснены изменением электромагнитных нагрузок трансформатора с ростом ОЛР.

Очевидно, что ОЛР в (6)-(8) представляет собой размер, который относится к активной части трансформатора. С другой стороны, трансформаторы мощностью в десятки кВа и более изготавливаются в защищенном исполнении (в том числе и с масломполненным баком). Однако в условиях реального выбора и эксплуатации трансформатора, как правило, известны только габаритные размеры бака и ОЛР ℓ_t , полученный по габаритным размерам.

Для ℓ_t полагают

$$S \sim \ell_t^{n_t} = (\ell + t)^{n_t}, \quad (13)$$

где t – разница между ОЛР, определенным по габаритным размерам бака трансформатора и ОЛР, определенным по размерам активной части трансформатора; n_t – показатель степени зависимости ОЛР, полученного по габаритным размерам, от мощности.

Рассчитать зазор t между баком и активной частью трансформатора можно из соотношения:

$$t = \left(\frac{\ell}{\ell_b} \right)^{\frac{4}{n_t}} (\ell_b + t_b) - \ell. \quad (14)$$

Результирующий показатель степени зависимости ОЛР, полученного по габаритным размерам, рассчитывается как

$$n_t = 4 \frac{\ln(\ell_b/\ell)}{\ln \frac{\ell_b + t_b}{\ell + t}}, \quad (15)$$

а для сравнения трансформаторов различных размеров рационально использовать понятие относительно зазора:

$$\delta_t = \frac{t}{\ell}. \quad (16)$$

Полученные при расчетах показатели степени значительно отличаются от теоретических и с ростом класса напряжения это отличие возрастает, следовательно, в трансформаторах высокого напряжения на ОЛР, вместе с мощностью, влияет и напряжение. Это подтверждается тем фактом, что в трансформаторах высокого напряжения габаритные размеры определяются не только электромагнитными нагрузками, но и требованиями к электробезопасности: нормированием величин изоляционных промежутков.

Каждая из таких составляющих ОЛР трансформатора будет иметь свою взаимозависимость с энергетическими параметрами, которая позволит сделать зависимость между геометрическими и энергетическими параметрами более прогнозируемой.

Учет влияния частоты тока, индукции магнитного поля в сердечнике трансформатора и плотности тока в его обмотках дает возможность уточнить значение показателя степени в зависимости электромагнитной мощности от ОЛР.

Принимая, что магнитная индукция в магнитопроводе трансформатора при увеличении ОЛР остается неизменной, а плотность тока в обмотках геометрически подобных трансформаторов обратно пропорцио-

нальна корню квадратному из линейного размера, получена зависимость тока холостого хода от ОЛР:

$$i_0 \sim \frac{1}{\ell}. \quad (17)$$

Зависимость КПД от ОЛР выражается формулой:

$$\eta = 1 - \frac{n_\eta}{\ell}, \quad (18)$$

где n_η – коэффициент. Таким образом, в зависимость КПД ОЛР входит с показателем степени -1 .

Для силовых трансформаторов с масляным баком целесообразно разделять ОЛР на две составляющие [3]: ℓ_S – зависимость от мощности S и ℓ_U – зависимость от напряжения U :

$$\ell = \ell_S + \ell_U. \quad (19)$$

При этом предлагается представить зависимость ℓ_S от S в виде:

$$\ell_S = k_S n_{Sa} \sqrt{S}, \quad (20)$$

где n_{Sa} – показатель степени зависимости S от ℓ без влияния напряжения и других параметров.

Зависимость ℓ_U от U предлагается линейной:

$$\ell_U = k_U U, \quad (21)$$

где k_U – коэффициент пропорциональности.

Составляющая ℓ_U ОЛР соответствует разнице t между ОЛР, полученным по габаритным размерам, и ОЛР, относящимся к размерам активной части, фактически – зазору между активной частью и баком трансформатора.

В свою очередь, зазор между баком и активной частью зависит от общих и неизменных для всех трансформаторов серии конструктивных соображений и класса напряжения, влияющего на изоляционные промежутки.

Сравнение значений относительного зазора между баком и активной частью для трансформаторов отдельных серий показало, что он в значительной мере зависит от напряжения – при неизменном классе рассмотренных трансформаторов и в незначительной степени определяется требованиями к охлаждению и циркуляции масла.

Такой подход позволил объяснить аномально большие значения показателя степени в зависимости мощности от ОЛР. Так, при определении ОЛР по размерам бака трансформатора показатель степени зависимости мощности от ОЛР стремится к значениям, значительно превышающим 4.

При анализе результатов расчетов были получены выражения, связывающие ОЛР ℓ с определяемым по баку (корпусу) трансформатора ОЛР ℓ_t .

Для трансформаторов высокого напряжения серий с базовым трансформатором мощностью от 10 до 100 кВ·А ОЛР представляется как:

$$\ell = \ell_t \left(0,9 - 0,2 \frac{\ell_{tb}}{\ell_t} \right), \quad (22)$$

где ℓ_{tb} – ОЛР базового трансформатора в серии с баком

Для трансформаторов высокого напряжения серий с базовым трансформатором мощностью более 100 кВ·А ОЛР принимается:

$$\ell = \ell_t \left(0,85 - 0,3 \frac{\ell_{tb}}{\ell_t} \right). \quad (23)$$

Представленные соотношения характеризуют изменение параметров для трансформаторов при отсутствии подобия: все три габаритных размера меняются непропорционально друг другу.

Результаты расчетов показателей степени зависимостей электромагнитной мощности от ОЛР для трансформаторов с линейным подобием соответствуют теоретическим предположениям: линейно увеличивается площадь обмоточного окна и линейно увеличивается площадь сечения магнитопровода, таким образом, зависимость мощности от ОЛР при плоскостном подобии должна быть квадратичной. В результате расчетов получено значение показателя степени $n_{Sc} = 2,01$.

Результаты расчетов показателей степени зависимостей электромагнитной мощности от ОЛР для трансформаторов с линейным подобием свидетельствуют о том, что показатель степени зависимости электромагнитной мощности от ОЛР меняется в пределах 3,0...4,0, что совпадает с теоретическими предположениями. А именно: квадратично увеличивается площадь обмоточного окна и линейно увеличивается площадь сечения магнитопровода, таким образом, зависимость мощности от ОЛР при линейном подобии должна иметь показатель степени 3,0 и выше.

ОБОСНОВАНИЕ КРИТЕРИЕВ РАЦИОНАЛЬНОГО ВЫБОРА ТРАНСФОРМАТОРОВ И ИХ СЕРИЙ

Критерием рационального выбора трансформатора является минимум капитальных и эксплуатационных затрат. Известные методики расчета и сравнения технико-экономической эффективности трансформаторов [5] требуют использования большого количества параметров: массы материалов, удельной их стоимости и пр. Обычно эти параметры неизвестны. Поэтому был разработан критерий, который бы учитывал только геометрические параметры трансформаторов.

Согласно расчетам, эксплуатационные затраты C_e , которые характеризует показатель степени n_p , превышают капитальные C_c , которые характеризуются показателем степени n_m , в 8,8 раза, что учитывалось при сопоставлении показателей путем умножения их на относительный вес коэффициентов в полной стоимости трансформатора.

При сведении показателей степени в один, генеральный показатель, они нормировались путем деления на теоретические значения, которые составляют для n_p , как и для n_m , 3. С учетом этого генеральный показатель n_g был представлен в виде:

$$n_g = \frac{1}{3} 0,9 n_p + \frac{1}{3} 0,1 n_m = \frac{1}{3} (0,9 n_p + 0,1 n_m). \quad (24)$$

Показатель n_g является абсолютным, а для сравнения трансформаторов был введен относительный показатель:

$$n_{gr} = \frac{1}{3} [0,9(n_{p1} - n_{p2}) + 0,1(n_{m1} - n_{m2})] = n_{g1} - n_{g2}, \quad (25)$$

где n_{p1} , n_{p2} – показатели степени зависимости мощности потерь от ОЛР для первого и второго сравниваемых трансформаторов; n_{m1} , n_{m2} – показатели степени зависимости массы от ОЛР для первого и второго сравниваемых трансформаторов; n_{g1} , n_{g2} – абсолютные

генеральные показатели для первого и второго сравниваемых трансформаторов.

Если полученное значение n_{gr} положительно, то лучшие показатели имеет первый трансформатор, если отрицательно – то второй.

В итоге был предложен обобщенный показатель, учитывающий и величину n_s :

$$n = n_g + \frac{4}{3}n_s. \quad (26)$$

Коэффициент (4/3) является отношением теоретических показателей степени зависимости мощности и потерь от ОЛР.

Таким образом, характер изменения обобщенного показателя отражает рациональность выбора серий трансформаторов, в целом совпадая с характером изменения n_s .

Для нахождения критерия рационального выбора серий трансформаторов необходимо сравнить показатели, рассчитанные для трансформаторов наибольшей мощности в серии при базовом трансформаторе минимальной мощности:

$$n_{rS} = \frac{1}{3} [0,9(n_{P1S} - n_{P2S}) + 0,1(n_{M1S} - n_{M2S})] + \frac{4}{3}(n_{S1S} - n_{S2S}) \quad (27)$$

где n_{P1S}, n_{P2S} – показатели степени зависимости мощности потерь от ОЛР для первой и второй сравниваемой серии трансформаторов; n_{M1S}, n_{M2S} – показатели степени зависимости массы от ОЛР для первой и второй сравниваемой серии трансформаторов; n_{S1S}, n_{S2S} – показатели степени зависимости мощности от ОЛР для первой и второй сравниваемой серии трансформаторов.

Если полученное значение n_{rS} положительно, то лучшие показатели имеет первая из сравниваемых серия трансформаторов, если отрицательно – то вторая серия трансформаторов.

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ТРАНСФОРМАТОРОВ И ПУТИ ИХ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ

Используя полученные критерии, была выполнена сравнительная оценка трансформаторов известных отечественных и зарубежных производителей: серий *GETI*, *Resibloc* (ABB, Швеция) и *ТСЗН* (Украина) – сухие и серий *ZST* (Болгария), *ТМ* и *ТМГ* (Украина) – масляные (табл. 1) [6-10].

Как видно из табл. 1, в диапазоне мощностей до 630 кВА из рассмотренных серий наиболее рациональным является выбор серия *GETI*, имеющей наименьшие габариты, массу и довольно низкие потери.

Таблица 1

Сравнение параметров трансформаторов различных серий

Серия	ℓ_t , мм	ℓ , мм	n_{St}	n_s	M	n_M	P , Вт	n_P	n_g	n
400 кВА										
<i>Resibloc</i>	1514	904	4,63	3,26	1690	2,2	6000	2,7	0,88	5,23
<i>GETI</i>	1187	881	5,81	4,66	1380	3,2	5070	2,9	0,98	7,19
<i>ТСЗН</i>	1471	1154	5,04	4,18	1600	1,3	4300	3,0	0,93	6,50
<i>ZST</i>	1087	852	5,07	4,19	1600	2,9	6880	3,7	1,21	6,79
<i>ТМ</i>	1612	1187	6,85	4,23	2345	2,7	6100	3,5	1,13	6,79
<i>ТМГ</i>	1431	1058	6,36	4,00	2370	2,6	5600	3,0	1,00	6,34
630 кВА										
<i>Resibloc</i>	1612	982	5,64	4,07	2280	2,7	8000	3,0	0,99	6,42
<i>GETI</i>	1242	931	6,47	5,21	1950	3,6	8400	3,9	1,29	8,24
<i>ТСЗН</i>	1531	1208	5,47	4,55	2300	1,7	5500	3,1	0,99	7,06
<i>ZST</i>	1270	1017	4,59	3,85	2080	2,6	9745	3,4	1,11	6,24
<i>ТМ</i>	1610	1185	9,16	5,65	2650	3,0	9000	4,7	1,51	9,05
<i>ТМГ</i>	1505	1124	6,86	4,52	2570	2,4	8500	3,6	1,16	7,19
1000 кВА										
<i>Resibloc</i>	1730	1072	5,91	4,41	3060	2,9	10800	3,1	1,03	6,91
<i>GETI</i>	1454	1121	5,21	4,27	2950	3,2	11500	3,1	1,04	6,73
<i>ТСЗН</i>	1622	1290	5,70	4,76	3200	2,0	8250	3,4	1,08	7,42
<i>ZST</i>	1439	1169	4,45	3,77	3000	2,7	13850	3,3	1,08	6,11
<i>ТМ</i>	1813	1368	7,20	4,91	4130	3,1	12200	3,9	1,28	7,82
<i>ТМГ</i>	1648	1253	6,41	4,46	3190	2,3	10500	3,3	1,06	7,01
1600 кВА										
<i>Resibloc</i>	1865	1206	5,99	4,29	4500	3,0	15500	3,1	1,03	6,75
<i>GETI</i>	1591	1245	5,21	4,31	4300	3,2	16300	3,1	1,04	6,78
<i>ZST</i>	1600	1314	4,45	3,80	4950	2,9	19800	3,3	1,09	6,15
<i>ТМ</i>	1967	1507	6,91	4,90	5200	3,0	17000	3,8	1,25	7,78
<i>ТМГ</i>	1850	1434	5,84	4,26	4980	2,5	16000	3,2	1,06	6,73

Показатель n_s также в трех из четырех случаев в серии *GETI* является самым большим, что дополнительно подтверждает эффективность этой серии. В диапазоне мощностей свыше 1000 кВА рациональней по этим же показателям выбирать серию *ТМ*.

Перспективным направлением совершенствования трансформаторов является усовершенствование конструкций обмоток путем изготовления их из разных проводниковых материалов. Кроме того, уменьшить габариты трансформаторов, а также улучшить

распределение магнитных потоков в них можно, изменяя структуру и пространственное распределение магнитной системы.

Доказано [4], что изготовление наружных обмоток из более дешевого, по сравнению с медью, алюминия, а внутренних – из меди позволяет сделать их в 1,3 раза более компактными. Использование проводников из ленты, наматываемой широкой стороной по высоте обмотки, позволяет уменьшить габариты и стоимость трансформатора при улучшении распределения напряжения. Выполнение магнитопровода из эллиптических сердечников и применение пространственной магнитной системы позволяет уменьшить до 1,5 раза габариты трансформатора и улучшить распределение магнитных потоков.

ВЫВОДЫ

1. Установлены зависимости основных параметров трансформаторов от ОЛР.

2. Предложены критерии выбора трансформаторов и их серий с использованием ОЛР, позволяющие проводить их сравнение на основе известных геометрических размеров.

3. Выполнена сравнительная оценка трансформаторов известных отечественных и зарубежных производителей, приведены рекомендации по улучшению параметров трансформаторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вольдек А.И. Электрические машины. – М.: Энергия, 1974. – 839 с.
2. Загирняк М.В., Невзлин Б.И. Функциональная взаимосвязь массогабаритных и энергетических параметров трансформаторов. Ч. 1. Известные теоретические и экспериментальные зависимости между энергетическими, электромагнитными и массогабаритными параметрами трансформаторов // Изв. вузов. Электромеханика. – 2004. – № 6. – С. 47-52.
3. Загирняк М.В., Невзлин Б.И. Функциональная взаимосвязь массогабаритных и энергетических параметров трансформаторов. Ч. 2. Исследования реальных взаимосвязей параметров трансформаторов с обобщенным линейным размером // Изв. вузов. Электромеханика. – 2005. – № 4. – С. 21-29.
4. Загирняк М.В., Невзлин Б.И., Дьяченко Ю.Ю., Аль-Зурейгат А.М.М. Функциональная взаимосвязь массогабаритных и энергетических параметров трансформаторов Ч. 3. Оценка соответствия новых теоретических и экспериментальных зависимостей. Критерии рационального выбора трансформаторов // Изв. вузов. Электромеханика. – 2007. – № 2. – С. 11-21.
5. Крысенко С.И., Пуйло Г.В., Чайковский В.П. Влияние экономических факторов на технико-экономические характеристики трансформатора // Электромашиностроение и электрооборудование. Респ. межвед. научн.-техн. сборник. К.: Техника, 1992. С. 90-93.

6. Dry-Type Transformers Resibloc. Masstabelle dimension table. – P. 2-4.
7. Catalog AEG. Cast Resin Dry Type Transformers GETI, 2000. – 6 p.
8. Официальный сайт ООО "Тесла Электрикс" <http://transformator.kiev.ua/>, каталоги трансформаторов.
9. Официальный сайт ПАО «Электроапарат» <http://www.uea.com.ua/catalogue>, каталоги трансформаторов.
10. Официальный сайт ПАО «Супер» («Запорожский завод сверхмощных трансформаторов») <http://www.zst.ua>.

Bibliography (transliterated): 1. Vol'dek A.I. Elektricheskie mashiny. – M.: Energija, 1974. – 839 s. 2. Zagirnyak M.V., Nevzlin B.I. Funkcional'naja vzaimosvjaz' massogabaritnyh i energeticheskikh parametrov transformatorov. Ch. 1. Izvestnye teoreticheskie i eksperimental'nye zavisimosti mezhdru energeticheskimi, elektromagnitnymi i massogabaritnymi parametrami transformatorov // Izv. vuzov. Elektromehaniка. – 2004. – № 6. – S. 47-52. 3. Zagirnyak M.V., Nevzlin B.I. Funkcional'naja vzaimosvjaz' massogabaritnyh i energeticheskikh parametrov transformatorov. Ch. 2. Issledovanija real'nyh vzaimosvjazej parametrov transformatorov s obobchennym linejnym razmerom // Izv. vuzov. Elektromehaniка. – 2005. – № 4. – S. 21-29. 4. Zagirnyak M.V., Nevzlin B.I., D'jachenko Ju.Ju., Al'-Zurejgat A.M.M. Funkcional'naja vzaimosvjaz' massogabaritnyh i energeticheskikh parametrov transformatorov Ch. 3. Ocenka sootvetstvija novyh teoreticheskikh i eksperimental'nyh zavisimostej. Kriterii racional'nogo vybora transformatorov // Izv. vuzov. Elektromehaniка. – 2007. – № 2. – S. 11 – 21. 5. Krysenko S.I., Pujlo G.V., Chajkovskij V.P. Vlijanie ekonomicheskikh faktorov na tehniko-ekonomicheskie karakteristiki transformatora // Elektromashinostroenie i elektrooborudovanie. Resp. mezhdved. nauchn.-tehn. sbornik. K.: Tehnika, 1992. S. 90–93. 6. Dry-Type Transformers Resibloc. Masstabelle dimension table. – P. 2-4. 7. Catalog AEG. Cast Resin Dry Type Transformers GETI, 2000. – 6 p. 8. Oficial'nyj sajt ООО "Tesla Elektriks" <http://transformator.kiev.ua/>, katalogi transformatorov. 9. Oficial'nyj sajt ПАО «Elektroapparat» <http://www.uea.com.ua/catalogue>, katalogi transformatorov. 10. Oficial'nyj sajt ПАО «Super» («Zaporozhskij zavod sverhmochhnyh transformatorov») <http://www.zst.ua>

Поступила 26.10.11

Загирняк Михаил Васильевич, д.т.н., проф.

Прус Вячеслав Вячеславович, к.т.н., доц.

Невзлин Борис Исаакович, к.т.н., доц.

Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского,
кафедра электрических машин и аппаратов
Украина, 39614, Кременчуг, ул. Первомайская, 20
тел. (05366) 3-62-19, e-mail: mzagirn@kdu.edu.ua

Zagirnyak M., Prus V., Nevzlin B.

Estimation of transformers and their series using functional dependences of parameters on the generalized linear size.

Dependences of transformer main parameters on the generalized linear size have been revealed. Comparison criteria for transformers and their series have been formulated. Comparative estimation of transformers made by famous manufacturers has been carried out. Recommendations for transformer parameter improvement have been worked out.

Key words – transformer, generalized linear size, parameter dependences, comparison criteria.

ТИПОВІ ПОМИЛКИ ПРИ ВИГОТОВЛЕННІ ОБМОТОК ДВООБМОТКОВИХ АСИНХРОННИХ МАШИН

Розглянуті електромагнітні процеси в чотириполюсній обмотці, виконаній двома паралельними гілками в кожній фазі, при наявності шестиполусного поля. Видані рекомендації щодо технології виготовлення чотириполюсних обмоток в двообмоткових асинхронних машинах.

Рассмотрены электромагнитные процессы в четырехполюсной обмотке, выполненной двумя параллельными ветвями в каждой фазе, при наличии шестиполусного поля. Выданы рекомендации по технологии изготовления четырехполюсных обмоток в двухобмотковых асинхронных машинах.

Вступ. Питання будови, теорії та роботи обмоток є найважливішими в електричних машинах. Недостатня увага до цієї складної та найбільш уразливої частини електричної машини, яка практично повністю визначає якість машини, здатна привести до аварійних режимів під час роботи

Актуальність проблеми. Останнім часом почастилися випадки аварійної роботи після капітального ремонту обмоток двообмоткових асинхронних машин, у яких одна обмотка – чотириполюсна з двома паралельними гілками у фазах. Це асинхронний вітрогенератор M2CG400XL4/6, у якого шестиполусна обмотка розрахована на 120 кВт корисної потужності, а чотириполюсна обмотка – на 600 кВт, а також асинхронні багатшвидкісні двигуни серії 4A100-250/8/6/4 та серії ВАО і АО2-61-92/8/6/4, які під час експлуатації використовують тільки дві швидкості: чотириполюсну і шестиполусну, тому під час ремонту полюсоперемикальну 8/4-полюсну обмотку замінюють стандартною чотириполюсною обмоткою, виконаною з двома паралельними гілками в кожній фазі. При цьому паралельні гілки утворюють із поряд розміщених котушкових груп, це загальноприйнята практика при виготовленні таких обмоток [1]. Але при такій схемі виготовлення фазних обмоток при наявності шестиполусного поля, створеного шестиполусною обмоткою, в кожній фазі чотириполюсної обмотки виникають зрівняльні струми, які роблять роботу шестиполусної обмотки неможливою. По відношенню до шестиполусної обмотки чотириполюсна обмотка в такому виконанні є трифазною короткозамкненою обмоткою.

Аналіз попередніх досліджень і публікацій. В опублікованих раніше книгах і монографіях про обмотки відсутня повноцінна і достатня інформація з цього питання.

В [2, §3.6] є вказівка, що якщо з'єднати будь-яку обмотку в паралельні гілки, то в обмотці можуть з'явитися зрівняльні струми від магнітного поля іншої полюсності.

В [3, §2-11д] з питання, що нас цікавить, є така вказівка: "В багатшвидкісних двигунах з двома обмотками в статорі при роботі вмикається тільки одна обмотка. Якщо не ввімкнена обмотка з'єднана трикутником або має паралельні гілки, то її коло виявляється замкнутим, і обертове магнітне поле працюючої обмотки може визвати в ній ЕРС і струм, що, звичайно, небажано. В таких випадках непрацюючу обмотку рекомендується розмикати". Така рекомендація призводить до ускладнення комутаційної апаратури та до збільшення капітальних і експлуатаційних витрат і, зрозуміло, не може нас задовольнити.

Мета роботи – дослідити фізику електромагнітних процесів, що виникають в двообмоткових асинхронних машинах, і дати рекомендації щодо правильного виконання обмоток в цих машинах.

Матеріал і результати досліджень. В чотириполюсних обмотках можливі два варіанти виконання двох паралельних гілок в фазах: паралельні гілки утворюють із поряд розміщених котушкових груп

(рис. 1а,б, перший варіант), або котушкові групи фази з'єднують через одну (рис. 1в,г, другий варіант). На рис. 1,а,в показані схеми чотириполюсної зосередженої з діаметральним кроком обмотки, паралельні гілки якої виконані по різному. На рис. 1,б,г, на яких котушкові групи позначені як індуктивні елементи, показані схеми з'єднань цих котушкових груп в паралельні гілки. На рис. 1,д зображено шестиполусне магнітне поле, що утворюється шестиполусною обмоткою. Це поле рухається відносно нерухомої чотириполюсної обмотки в якомусь напрямі і наводить ЕРС в активних провідниках обмотки, що лежать в пазах. Ця ЕРС показана в нижній частині пазів стрілками, напрямки яких визначаються полярністю шестиполусного поля, що в дану мить перетинає провідники. ЕРС показана стрілками і на рис. 1б,г.

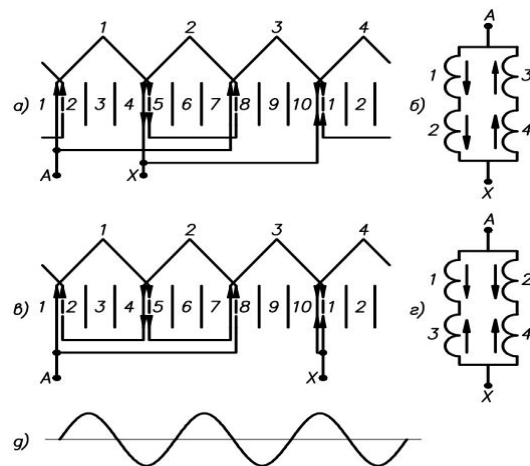


Рис. 1. Фази чотириполюсної обмотки:

- а) паралельні гілки, утворені із поряд розміщених котушкових груп (перший варіант); б) принципова схема першого варіанту; в) паралельні гілки, утворені із котушкових груп, з'єднаних через одну (другий варіант); г) принципова схема другого варіанту; д) шестиполусне магнітне поле

Як видно із рис. 1,б, ЕРС котушкових груп 1 і 2, що складають паралельну гілку, направлені узгоджено. Також узгоджено направлені ЕРС котушкових груп 3 і 4, що складають другу паралельну гілку. Але найприємнішим є той факт, що ЕРС паралельних гілок направлені узгоджено в замкненому контурі, який утворюється двома паралельними гілками. Обмотковий коефіцієнт для цієї ЕРС, утвореної шестиполусним полем,

$$k_{об} = k_p \cdot k_{ск} = 1 \cdot \sin \frac{\gamma}{\tau} 90^\circ = \sin \frac{1,5\tau}{\tau} \cdot 90^\circ = \sin 135^\circ = 0,707.$$

В фазах чотириполюсної обмотки, паралельні гілки якої утворені по першому варіанту, утворюється потужний зрівняльний струм, який можна назвати струмом короткого замикання і який неважко підрахувати в кожному конкретному випадку.

В обмотці, виконаній по другому варіанту, ЕРС котушкових груп 1 і 3, що складають одну паралельну гілку,

і ЕРС котушкових груп 2 і 4, що складають другу паралельну гілку, направлені зустрічно (рис. 1,в,г) і зрівняльний струм в чотириполюсній обмотці буде відсутній.

Такий спосіб знаходження ЕРС в фазах розподіленої, виконаної зі скороченим кроком обмотки від поля іншої полюсності є недостатній, потрібні числові методи розрахунків високої точності і достовірності. Таку можливість надає універсальна методика розрахунку обмоткових коефіцієнтів, в якій геометричну суму ЕРС одержують з допомогою комплексних чисел [4].

Відповідно до нашої задачі геометричну суму ЕРС $2p_1$ -полюсної обмотки від дії $2p_2$ -полюсного поля визначають так:

$$\begin{aligned} \dot{E} = & \sum_{n=1,2,\dots,n} (\cos n\alpha_2 + j \sin n\alpha_2) - \\ & - \sum_{k=1+y_1, 2+y_2+\dots, n+y_n} (\cos k\alpha_2 + j \sin k\alpha_2), \end{aligned} \quad (1)$$

де n – позитивні значення ЕРС активних сторін, які при обході обмотки направлені знизу вгору; k – від’ємні значення ЕРС активних сторін, які при обході направлені зверху вниз, α_2 – кут в електричних градусах для $2p_2$ -полюсного поля між поряд розміщеними пазами:

$$\alpha_2 = (360^\circ \cdot p_2) / z, \quad (2)$$

де p_2 – число пар полюсів $2p_2$ -полюсної обмотки; z – число пазів, в яких розміщена $2p_1$ -полюсна обмотка.

Ілюструємо користування формулами (1) і (2) на прикладі фази розподіленої чотириполюсної обмотки, $q = 2$, $y = 5 \cdot \tau / 6 = 5$, виконаної двома паралельними гілками різними способами (рис. 2, 3).

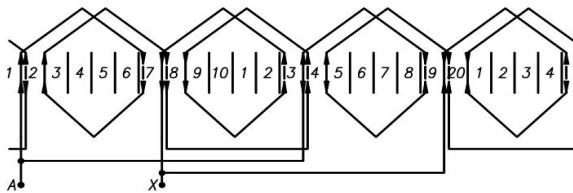


Рис. 2. Фаза чотириполюсної обмотки з паралельними гілками, утвореними із поряд розміщених котушкових груп

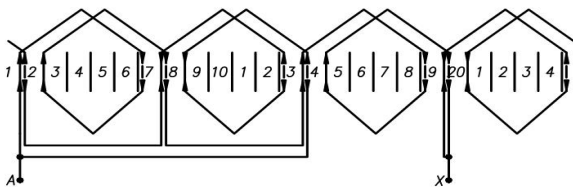


Рис. 3. Фаза чотириполюсної обмотки з паралельними гілками, утвореними із котушкових груп, з'єднаних через одну

У верхній частині обмоток стрілками показаний напрям струму I_1 , що створює чотириполюсне поле ($2p_1=4$). Оскільки нас цікавить ЕРС, що утворюється в замкнутому колі, утвореному двома паралельними гілками від $2p_2$ -полюсного поля ($2p_2=6$), то при обході обмотки в першій гілці ми йдемо за струмом, а в другій гілці – проти струму. Цей напрям обходу показаний стрілками в нижній частині пазів. У відповідності до цих стрілок для обмотки на рис. 2:

$$n = 1, 2, 12, 13, 18, 19, 20; k = 1, 6, 7, 7, 8, 13, 14, 24;$$

$$\alpha = \frac{360^\circ \cdot 3}{24} = 45^\circ.$$

Підставляючи n , k і α в формулу (1), одержимо геометричну суму ЕРС в комплексному вигляді:

$$\dot{E} = -6,828 + j6,828.$$

Обмотковий коефіцієнт вираховуємо як відношення модуля комплексної величини \dot{E} до арифметичної суми активних провідників обмотки [4]. Сума активних провідників:

$$N = \sum n + \sum k = \frac{2z}{m} = \frac{2 \cdot 24}{3} = 16;$$

$$k_{об.} = \frac{E}{N} = \frac{\sqrt{(-6,828)^2 + 6,828^2}}{16} = 0,604.$$

Обмотковий коефіцієнт по чотириполюсному полю для обмотки на рис. 2:

- для першої гілки

$$n = 1, 2, 12, 13; k = 6, 7, 7, 8; \alpha = \frac{360^\circ \cdot 2}{24} = 30^\circ; N = 8;$$

$$\dot{E} = 6,464 + j3,732;$$

$$k_{об.} = \frac{E}{N} = \frac{\sqrt{6,464^2 + 3,732^2}}{8} = 0,933;$$

- для другої гілки

$$n = 13, 14, 24, 1; k = 18, 19, 19, 20; \alpha = \frac{360^\circ \cdot 2}{24} = 30^\circ;$$

$$N = 8; \dot{E} = 6,464 + j3,732; k_{об.} = 0,933.$$

Геометрична сума ЕРС для обмотки на рис. 3 по шестиполюсному полю:

$$n = 1, 2, 13, 14, 19, 20, 7, 8; k = 1, 6, 7, 12, 13, 18, 19, 24;$$

$$\alpha = 45^\circ; \dot{E} = 0; k_{об.} = 0.$$

Як бачимо, в обмотці з паралельними гілками, утвореними із котушкових груп, з'єднаних через одну, ЕРС від шестиполюсного поля відсутня.

Висновки. В двообмоткових асинхронних машинах фази обмотки, виконуваної із паралельних гілок, потрібно перевіряти на відсутність ЕРС від магнітного поля, створеного іншою обмоткою. В разі наявності ЕРС у всіх варіантах, можливих для виконання паралельних гілок, потрібно виготовляти обмотку без паралельних гілок.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Андриєнко В.М., Кувєда В.П. Електричні машини: Навч. посіб. – К.: НУХТ, 2010. – 366 с.: іл.
2. Жерве Г.К. Обмотки електричних машин. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд. 1989. – 400 с.: іл.
3. Обмотки електрических машин / В.И. Зимин и др. Л.: Энергия, 1975.
4. Лущик В.Д. Універсальна методика розрахунку обмоткових коефіцієнтів // Електротехніка і електромеханіка. – 2011. – № 1. – С. 28-31.

Bibliography (transliterated): 1. Andricenko V.M., Kuevda V.P. Elektrichni mashini: Navch. posib. - K.: NUHT, 2010. - 366 s.: il. 2. Zherve G.K. Obmotki `elektricheskikh mashin. - L.: `Energoatomizdat. Leningr. otd. 1989. - 400 s.: il. 3. Obmotki `elektricheskikh mashin / V.I. Zimin i dr. L.: `Energiya, 1975. 4. Lushchik V.D. Universal'na metodika rozrahunku obmotkovih koefitsientiv // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2011. - № 1. - S. 28-31.

Надійшла 27.01.2012

Лущик В'ячеслав Данилович, д.т.н., проф.
Донбаський державний технічний університет
кафедра електричних машин та апаратів,
94204, Алчевськ, пр. Леніна, 16,
тел.: (06442) 2-31-23, e-mail: v.d.luschik@yandex.ua

Береда Ігор Миколайович,
ТОВ ВО "Індустріал-Сервіс"
Нікополь, пр. Трубників, 56
тел.: (05662) 25073, e-mail: bereda.i.n@mail.ru

Lushchik V.D., Bereda I.N.

Common mistakes at dual-winding asynchronous machine winding manufacturing.

Electromagnetic processes in a 4-pole winding made with two parallel branches in each phase are considered in the presence of a 6-pole field. Recommendations for 4-pole windings manufacturing techniques in dual-winding asynchronous machines are given.

Key words – asynchronous machines, windings, stator, parallel branches, equalizing currents.

ЕКСТРЕМАЛЬНА НЕСИМЕТРІЯ ВУЗЛА ЖИВЛЕННЯ АСИНХРОННИХ МОТОРІВ

Пропонується математична модель заживленого трансформатором вузла навантаження асинхронних моторів при обриві фаз окремих споживачів. Диференціальні рівняння електромеханічного стану системи записано в нормальній формі Коші.

Предлагается математическая модель питаемого трансформатором узла нагрузки асинхронных двигателей при обрыве фаз отдельных потребителей. Дифференциальные уравнения электромеханического состояния системы записаны в нормальной форме Коши.

ВСТУП

Вузол живлення асинхронних моторів – чи не найпопулярніший випадок у практиці експлуатації електричних машин. Його теорії автор приділив значну увагу [1, 2]. А останнім часом на цю тему навіть видав у співавторстві монографію [3]. Не дивлячись на те, що в цій теорії задіяні методи загальної теорії нелінійних диференціальних рівнянь, електромагнетних кіл, електромагнетного поля, на підставі яких ураховано такі важливі фізичні явища як скін-ефект, насичення магнетопроводів, комутаційні стрибки струмів, задача все таки далека від завершення. Зокрема це стосується екстремальних несиметричних станів, пов'язаних з обривами і короткими замиканнями. У даній роботі розв'язується перша з цих задач – обриву фаз окремих елементів. Її розв'язання стало можливим завдяки появі таких робіт як [3, 4]. Що ж до другої, то будемо надіятися, що в найближчий час вона буде розв'язана.

Виходячи з основного задуму, залишимо поза увагою непринципові фізичні явища, що мають місце в системі, а зосередимо увагу на основному, використавши найпростіші математичні моделі елементів системи. Тим більше, що ці явища можуть бути легко враховані на підставі [1-3].

МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ЕЛЕМЕНТІВ

Як основне рівняння елементів електромеханічної системи використаємо А-модель трифазного асинхронного мотора в трифазному стані [1, 2] за умови неврахування насиченням магнетного кола і скін-ефектом у пазах ротора

$$\begin{aligned} di_S / dt &= A_S e_S + A_{S_r} e_R; \\ di_R / dt &= A_{RS} e_S + A_R e_R, \end{aligned} \quad (1)$$

де

$$\begin{aligned} i_S &= \begin{bmatrix} i_{SA} \\ i_{SB} \end{bmatrix}; i_R = \begin{bmatrix} i_{RA} \\ i_{RB} \end{bmatrix}; u_S = \begin{bmatrix} u_{SA} \\ u_{SB} \end{bmatrix}; e_S = u_S - \begin{bmatrix} r_S i_{SA} \\ r_S i_{SB} \end{bmatrix}; \\ e_R &= \begin{bmatrix} -\omega(\Psi_{RA} + 2\Psi_{RB})/\sqrt{3} - r_R i_{RA} \\ \omega(2\Psi_{RA} + \Psi_{RB})/\sqrt{3} - r_R i_{RB} \end{bmatrix}; \\ A_k &= \alpha_k (1 - \alpha_k \tau) \begin{bmatrix} 1 & \\ & 1 \end{bmatrix}, \quad k = S, R; \\ A_{SR} &= A_{RS} = -\alpha_S \alpha_R \tau \begin{bmatrix} 1 & \\ & 1 \end{bmatrix}; \quad \tau = 1/(\alpha_S + \alpha_R + \alpha_m), \end{aligned} \quad (2)$$

де i_{SA}, i_{SB} – фазні струми обмотки статора за умови, що $i_{SC} = -i_{SA} - i_{SB}$; u_{SA}, u_{SB} – фазні напруги обмотки статора; i_{RA}, i_{RB} – перетворені струми обмотки ротора; Ψ_{RA}, Ψ_{RB} –

перетворені повні потокозчеплення обмотки ротора; ω – кутова швидкість ротора в ел.рад./с; $\alpha_S = 1/l_S$; $\alpha_R = 1/l_R$, $\alpha_m = 1/l_m$ – обернені індуктивності: основна й дисипації (l_S, l_R, l_m – відповідні індуктивності); r_S, r_R – резистивні опори обмотки статора й ротора.

Повні потокозчеплення обмотки ротора

$$\Psi_{Rk} (k = A, B) = (i_{Sk} + i_{Rk}) / \alpha_m + i_{Rk} / \alpha_R. \quad (3)$$

Рівняння електромагнетного стану (1) треба доповнити рівняннями механічного руху (штивністю і дисипацією механічних ланок зазвичай нехтуємо)

$$d\omega/dt = p_0 (M_E - M) / J, \quad (4)$$

де $M = M(\omega, t)$ – механічний момент; J – момент інерції; p_0 – число пар магнетних полюсів; M_E – електромагнетний момент

$$M_E = \sqrt{3} p_0 (i_{SB} i_{RA} - i_{SA} i_{RB}) / \tau. \quad (5)$$

Диференціальні рівняння (1), (4) – найпростіша А-модель трифазного асинхронного мотора [1]. Її основні переваги над відомими моделями:

- рівняння записані в нормальній формі Коші, що спрощує обчислення й забезпечує потрібну точність аналізу тривалих перехідних процесів;
- модель оперує реальними струмами статора, що спрощує аналіз несиметричних процесів.

Рівняння А-моделі трифазного асинхронного мотора в однофазному стані також використаємо у вигляді (1), але деякі матричні позначення згідно з [4] будуть дещо інші

$$e_S = u_{SA} - u_{SB} - 2r_S i_{AB}; \quad i_S = i_{AB};$$

$$A_R = \frac{\tau}{2} \begin{bmatrix} \frac{\alpha_R}{\alpha_R + \alpha_m} \left(\alpha_S \alpha_R + \frac{2\alpha_m}{\tau} \right) & -\frac{\alpha_S \alpha_R^2}{\alpha_R + \alpha_m} \\ -\frac{\alpha_S \alpha_R^2}{\alpha_R + \alpha_m} & \frac{\alpha_R}{\alpha_R + \alpha_m} \left(\alpha_S \alpha_R + \frac{2\alpha_m}{\tau} \right) \end{bmatrix}; \quad (6)$$

$$A_S = \alpha_S (\alpha_R + \alpha_m) \tau / 2; \quad A_{RS} = \frac{\tau}{2} \begin{bmatrix} -\alpha_S \alpha_R \\ \alpha_S \alpha_R \end{bmatrix}; \quad A_{SR} = (A_{RS})_t;$$

де $i_{AB} = i_{SA} = -i_{SB}$ – струм статора. Фаза С вважається обірваною.

Диференціальне рівняння руху (4) залишається таким самим, але вираз електромагнетного моменту (5) спрощується

$$M_E = -\sqrt{3} p_0 i_{AB} (i_{RA} + i_{RB}) / \tau. \quad (7)$$

Найпростіші диференціальні рівняння трансформатора одержуємо також з (1) за умови, що $\omega = 0$ і заміни індексів $S \rightarrow 1, R \rightarrow 2$, які вказують на причетність до первинної і вторинної обмоток. Оскільки вони будуть наслідком (1), то ми їх записувати не будемо.

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СИСТЕМИ

Математична модель системи складається зі структурних рівнянь, що описують спосіб з'єднання елементів, і рівнянь самих елементів – трансформатора й асинхронних моторів в одно- й трифазному станах.

Рівняння елементів. Рівняння асинхронного мотора в трифазному стані (1) запишемо у зручнішій формі

$$di_S / dt = Su_S + E_S; di_R / dt = Su_S + E_R. \quad (8)$$

Тут і далі перебудова матриць здійснюється в елементарний спосіб, тому оговорювати цього більше не будемо.

Відповідні (8) рівняння асинхронного мотора в однофазному стані згідно з (6) запишемо подібно

$$\begin{aligned} di_{AB} / dt &= S_{AB}(u_{SA} - u_{SB}) + E_{AB}; \\ di_R / dt &= T_{AB}(u_{SA} - u_{SB}) + E_{RAB}. \end{aligned} \quad (9)$$

Аби спростити далі математичний виклад перше рівняння (9) доцільно записати теж у вигляді (8). Це легко зробити, якщо ввести нові позначення

$$i_S = \begin{bmatrix} i_{SA} \\ -i_{SA} \end{bmatrix}; E_S = \begin{bmatrix} E_{AB} \\ -E_{AB} \end{bmatrix}; S = S_{AB} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Відповідні (8), (10) рівняння трифазного трансформатора будуть

$$di_1 / dt = S_1 u_1 + T_1 u_2 + E_1; di_2 / dt = T_2 u_1 + S_2 u_2 + E_2. \quad (11)$$

Тут

$$i_k = \begin{bmatrix} i_{kA} \\ i_{kB} \end{bmatrix}; u_k = \begin{bmatrix} u_{kA} \\ u_{kB} \end{bmatrix}, k = 1, 2. \quad (12)$$

Структурні рівняння. Структурні рівняння записуємо на підставі закону струмів і закону напруг для головних вузлів і головних контурів електричного кола вузла живлення (спільних шин)

$$i_2 + \sum_{i=1}^m i_{Si} = 0; u_2 = u_{Si} = V, i = 1, 2, \dots, m, \quad (13)$$

де V – колонка незалежних напруг вузла; m – число заживлених у вузлі асинхронних моторів у трифазному й однофазному станах.

Якщо перше рівняння (13) беззастережно, то друге потребує доведення із-за можливої появи напруг перекосу нейтралів. Але при симетричних обмотках елементів вони відсутні, оскільки в такому разі $V_A + V_B + V_C = 0$. Це легко довести, просумувавши рівняння фаз вторинної обмотки трансформатора.

Рівняння електромагнетного стану системи. Диференціюючи за часом перше рівняння (13) і підставляючи в одержаний результат перше рівняння (8) і друге (11), одержимо алгебраїчне рівняння для обчислення напруги вузла

$$V = - \left(S_2 + \sum_{i=1}^m S_i \right)^{-1} \left(T_2 u_1 + E_2 + \sum_{i=1}^m E_{Si} \right) \quad (14)$$

Оскільки тут обертанню підлягає матриця другого порядку, то в практичному аналізі вона заздалегідь обертається аналітично. Напруги первинної обмотки трансформатора вважаються заданими.

Звертаємо увагу, що формула (14) передбачає, що обрив має місце лише у фазах C моторів. При потребі вона може бути адаптована для обривів і в інших фазах, у тому числі і трансформатора. При обриві застру-

млених фаз неминуче виникають стрибки комутаційних струмів, які обов'язково треба враховувати на підставі узагальнених законів комутації [1-3] інакше подальший аналіз втратить будь-який сенс.

Знаючи на кожному часовому кроці інтегрування напругу (14), диференціальні рівняння системи розпадаються на автономні рівняння окремих елементів – трансформатора (11) і моторів (4), (8), (9), які заздалегідь представлені в нормальній формі Коші!

Вхідні дані: $r_S, r_R, \alpha_S, \alpha_R, p_0, J, m$ моторів і трансформатора $r_1, r_2, \alpha_T, \alpha_1, \alpha_2$. Вхідні сигнали: напруга мережі (U_m, ω_0) і моменти навантаження всіх $M(\omega, t)$ m моторів.

ВИСНОВОК

Запропонована математична модель дає можливість аналізувати перехідні процеси вузла живлення асинхронних моторів у безаварійному експлуатаційному стані й у випадку екстремальної несиметрії, зумовленої обривом окремих фаз. Метод аналізу може бути легко узагальнений на випадок врахування явища магнетного насичення, електричного скін-ефекту, стрибкоподібної зміни комутаційних струмів [1-3].

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Чабан В. Математичне моделювання електромеханічних процесів. – Львів, 1997. – 344 с.
2. Чабан В. Математичне моделювання в електротехніці. – Л.: Вид-во Тараса Сороки, 2010. – 508 с.
3. Чабан В., Лишук В. Математична модель вузла живлення асинхронних машин. – Луцьк: РВВ ЛНТУ, 2011. – 116 с.
4. Чабан В., Гоголь З. Математична модель трифазного асинхронного мотора в однофазному стані // Електротехніка і електромеханіка. – 2011. – № 3. – С. 43-45.

Bibliography (transliterated): 1. Chaban V. Matematichne modelyuvannya elektromehanichnih procesiv. - L'viv, 1997. - 344 s. 2. Chaban V. Matematichne modelyuvannya v elektrotehnicі. - L.: Vid-vo Tarasa Soroki, 2010. - 508 s. 3. Chaban V., Lishuk V. Matematichna model' vuzla zhivlennya asinhronnih mashin. - Luc'k: RVV LNTU, 2011. - 116 s. 4. Chaban V., Gogol' Z. Matematichna model' trifaznogo asinhronnogo motora v odnofaznomu stani // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2011. - № 3. - S. 43-45.

Надійшла 20.02.2012

Чабан Василь Йосипович, д.т.н., проф.

Національний університет "Львівська політехніка" й Рязівський університет
79021, Львів, вул. Кульпарківська, 142, кв. 33.
тел: (067) 7202181, e-mail: vtchaban@polynet.lviv.ua

Чабан Остап Васильович, к.т.н., доц.

Національний університет "Львівська політехніка"
79021, Львів, вул. Лазаренка, 38, кв. 14
тел: (067) 6734482

Tchaban V.Y., Tchaban O.V.

Extreme dissymmetry of induction motor power node.

In the paper, a mathematical model of induction motors load node supplied by a transformer is described under separate customers phase loss. Differential equations of the system electromechanical state are given in normal Cauchy form.

Key words – power node, induction motor, extreme dissymmetry, mathematical model.

М.И. Баранов

ПОЛУЧЕНИЕ ДИСПЕРСНЫХ МАТЕРИАЛОВ С МИКРОННЫМИ, СУБМИКРОННЫМИ И НАНОСТРУКТУРНЫМИ ЧАСТИЦАМИ ВЕЩЕСТВА ПРИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ВЗРЫВЕ ТОНКИХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПРОВОДНИКОВ

Представлено результати експериментальних досліджень, пов'язаних з отриманням за допомогою електричного вибуху в технологічній камері з технічною водою тонких мідних дротів мікронних, субмікронних і наноструктурних струмопровідних утворень. Показано, що лінійні розміри таких дрібнодисперсних утворень при максимальній щільності імпульсного струму провідності в мідних дротах до 350 кА/мм^2 знаходяться в діапазоні від 10 нм до 10 мкм.

Представлены результаты экспериментальных исследований, связанных с получением при помощи электрического взрыва в технологической камере с технической водой тонких медных проволочек микронных, субмикронных и наноструктурных токопроводящих образований. Показано, что линейные размеры таких мелкодисперсных образований при максимальной плотности импульсного тока проводимости в медных проволочках до 350 кА/мм^2 находятся в диапазоне от 10 нм до 10 мкм.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в различных областях прикладной науки и техники, во многих отраслях промышленного производства, в химии, биологии и медицине широкое применение находят дисперсные материалы, характеризующиеся той или иной степенью раздробленности своего вещества на частицы. Одним из перспективных методов получения широкой гаммы мелкодисперсных электропроводящих неорганических материалов является тот, который базируется на импульсном электрофизическом процессе электрического взрыва (ЭВ) тонких металлических проводников [1-4]. Электротехнология, основанная на ЭВ проводников в не- и конденсированных средах, получила название ЭВП-технологии. Основными преимуществами данной технологии являются [1-3]: 1) высокий КПД передачи электрической энергии от ее накопителя (обычно конденсаторного типа) к объему взрываемого (сублимируемого) металла проводников; 2) возможность регулирования параметров процесса ЭВ проводников для получения требуемой дисперсности их вещества и соответственно необходимых геометрических характеристик его частиц; 3) универсальность этого метода диспергирования материалов, позволяющего получать широкий спектр размерных показателей их частиц; 4) сравнительно невысокая относительно других физических методов диспергирования материалов стоимость высоковольтного электрофизического оборудования для осуществления ЭВП-технологии. Указанные выше достоинства ЭВП-технологии позволили за последние годы создать в ряде зарубежных стран (России, США и др.) опытное высоковольтное электрофизическое оборудование для производства дисперсных неорганических материалов методом электровзрыва металлических проводников [3,4]. В этой связи актуальной представляется автору задача по дальнейшему исследованию на имеющемся сейчас в НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" отечественном мощном высоковольтном электрофизическом оборудовании возможностей электровзрывной технологии получения высокодисперсных материалов.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Используем для проведения экспериментальных исследований электротехнологических возможностей рассматриваемой ЭВП-технологии действующее высоковольтное электрофизическое оборудование, размещенное на исследовательско-испытательном полигоне НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" (п. Андреевка, Харьковской обл.) и содержащее мощный генератор тока искусственной молнии (ГТМ) [5]. В качестве объекта испытаний (ОИ) в проводимых экспериментах применим тонкие сплошные прямолинейные медные проволочки практически без изоляции наружным диаметром $d_k=0,2 \text{ мм}$ и длиной $l_k=100 \text{ мм}$, погруженные в техническую воду технологической рабочей камеры (РК), схематически изображенной на рис. 1.

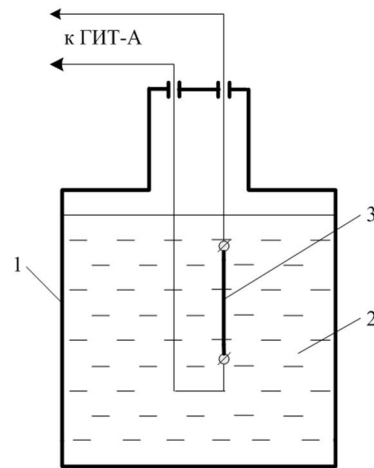


Рис. 1. Технологическая камера РК с электрически взрывающейся тонкой медной проволочкой в ее жидкой среде – технической воде (1 – изоляционная стенка камеры; 2 – жидкая среда (вода); 3 – взрывающийся тонкий провод)

Отметим, что высоковольтный ввод в технологическую камеру РК с технической водой объемом 1,5 л был выполнен при помощи радиочастотного кабеля марки РК 75-7-11, в разрыв электрической цепи которого подсоединялся электрически взрываемый тонкий медный провод диаметром $d_k=0,2 \text{ мм}$ и длиной $l_k=100 \text{ мм}$. Для осуществления явления ЭВ данной медной проволочки нами был применен генератор импульс-

ных токов (ГИТ-А), являющийся составной частью генератора ГТМ и предназначенный для формирования на электрической нагрузке импульсной А- компоненты тока линейной молнии [5]. Общий вид генератора ГИТ-А и его рабочего стола приведен на рис. 2.

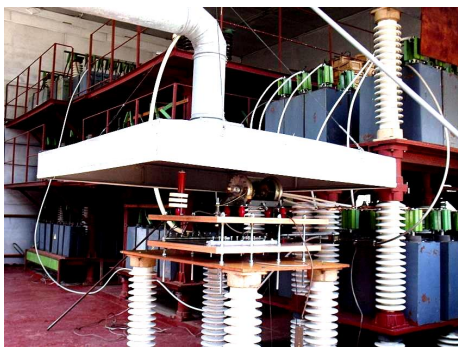


Рис. 2. Внешний вид мощного генератора ГИТ-А на запасаемую номинальную электрическую энергию в 420 кДж (на переднем плане находится рабочий стол с трехэлектродным воздушным коммутатором K_1 и системой воздушной вытяжки, а на заднем плане справа – генератор ГИТ-А для получения импульсной А- компоненты тока искусственной молнии или импульсного тока иной формы) [5]

На рис. 3 в упрощенном виде приведена принципиальная электрическая схема используемого в проводимых нами в лабораторных условиях на открытом воздухе высоковольтных электровзрывных опытах общим числом до 20 шт. мощного генератора ГИТ-А.

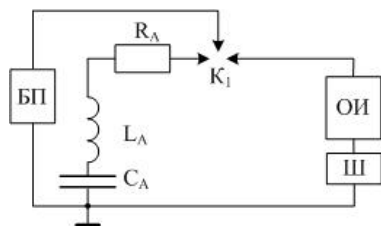


Рис. 3. Электрическая схема разрядной цепи мощного высоковольтного генератора ГИТ-А для получения при помощи подводного ЭВ тонких медных провололок мелкодисперсных проводниковых материалов (БП – высоковольтный блок электрического поджига воздушного трехэлектродного коммутатора K_1 , формирующий микросекундный импульс напряжения амплитудой до ± 100 кВ; ОИ – объект испытаний в виде электрически взрывающегося в технологической камере РК с технической водой тонкого металлического проводника; Ш – измерительный шунт типа ШК-300 [5, 6])

В соответствии со схемой рис. 3 собственные электрические параметры генератора ГИТ-А имели следующие численные значения [5]: емкость $C_A=333$ мкФ; индуктивность $L_A=2,5$ мкГн; активное сопротивление $R_A=0,057$ Ом. Измерительный шунт ШК-300 характеризовался собственным активным сопротивлением 0,185 мОм и коэффициентом преобразования, равным около 11261 А/В [5,6]. Для регистрации полезного электрического сигнала с шунта ШК-300 были использованы триаксиальная кабельная линия связи длиной до 60 м и цифровой запоминающий осциллограф типа Tektronix TDS 1012, размещенный в заглубленном экранированном измерительном бункере.

На рис. 4 показана изоляционная технологическая камера РК с электрически взрывающимся в ее технической воде тонким медным проводом, подключенным в зоне рабочего стола ГТМ к силовоточной разрядной цепи высоковольтного генератора ГИТ-А.



Рис. 4. Внешний вид элементов рабочего стола, силовоточной разрядной цепи высоковольтного генератора ГИТ-А и технологической камеры РК с электрически взрывающимся в ее технической воде тонким медным проводом диаметром $d_k=0,2$ мм и длиной $l_k=100$ мм (изоляция тонкостенная камера РК объемом 1,5 л для исключения разрушения ее стенки при подводном электровзрыве в ней провода дополнительно размещена в открытой металлической толстостенной емкости с технической водой объемом до 15 л)

Требуется с помощью указанных выше мощного стационарного высоковольтного электрофизического оборудования, тонких медных проводов и лабораторного образца технологической камеры РК с технической водой опытным путем исследовать возможности ЭВП-технологии получения дисперсных материалов.

2. ОПЫТНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ПОЛУЧЕНИЯ ВЫСОКОДИСПЕРСНЫХ МАТЕРИАЛОВ ПРИ ПОДВОДНОМ ЭВ ТОНКИХ МЕДНЫХ ПРОВОДОВ

Первоначально остановимся на амплитудно-временных параметрах (АВП) импульсного тока $i_A(t)$, протекающего в силовоточной разрядной цепи генератора ГИТ-А с номинальным зарядным напряжением $U_{3A}=\pm 50$ кВ его импульсных конденсаторов типа ИК-50-3 как до подводного ЭВ тонких медных провололок в технологической камере РК, так и в его быстропротекающем процессе. На рис. 5 приведена осциллограмма данного разрядного тока для случая, когда в камере РК с водой вместо исследуемой тонкой медной провололки был установлен массивный медный токопровод диаметром $d_0=2$ мм и длиной $l_0=100$ мм, шунтирующий соответствующий разрядный промежуток вдоль круглой полиэтиленовой изоляции в зоне концевой разделки кабеля марки РК 75-7-11. Зарядное напряжение U_{3A} отрицательной полярности конденсаторов генератора ГИТ-А при этом составляло величину, примерно равную 7 кВ. Из данных рис. 5 следует, что в этом случае первая амплитуда затухающего синусоидального тока в цепи генератора ГИТ-А численно составляет при $t_{mA}=45$ мкс около $I_{mA}=-4,44$ В \times 11261 А/В $=-50$ кА. Максимальное значение второй положительной полуволны тока проводимости в массивном медном токопроводе равно примерно 17,1 кА, а третьей отрицательной полуволны тока – 3,6 кА.

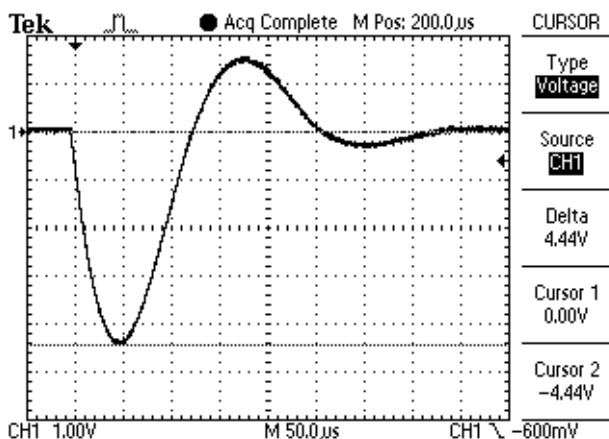


Рис. 5. Осциллограмма импульсного тока в сильноточной разрядной цепи высоковольтного генератора ГИТ-А (в технологической камере РК с технической водой вместо тонкого медного провода диаметром $d_k=0,2$ мм и длиной $l_k=100$ мм установлен шунтирующий массивный медный токопровод диаметром $d_0=2$ мм и длиной $l_0=100$ мм; $U_{3A}=-7$ кВ; $I_{mA}=-50$ кА; $\delta_{mA}=15,91 \cdot 10^9$ А/м²; масштаб по вертикали – 11,26 кА/клетка; масштаб по горизонтали – 50 мкс/клетка)

Согласно данным рис. 5 период колебаний импульсного тока в разрядной цепи генератора ГИТ-А был равен примерно $T_A=252$ мкс. При емкости $C_A=333$ мкФ конденсаторной батареи генератора ГИТ-А это значение T_A обуславливает величину полной индуктивности разрядной цепи генератора ГИТ-А в 4,83 мкГн. Так как согласно рис. 5 логарифмический декремент колебаний Δ_A импульсного тока в цепи разряда генератора ГИТ-А составляет величину 2,63, то из равенства $\Delta_A=\delta_A \cdot T_A$ при указанном значении T_A получаем, что в рассматриваемом случае коэффициент затухания δ_A импульсного тока оказывается равным около $10,44 \cdot 10^3$ с⁻¹. Поэтому в этом случае величина полного активного сопротивления в сильноточной разрядной цепи генератора ГИТ-А со всеми токопроводящими элементами, включая и шунтирующий медный токопровод диаметром $d_0=2$ мм и длиной $l_0=100$ мм технологической изоляционной камеры РК, будет составлять значение, равное примерно 100,8 мОм. На рис. 6 приведена осциллограмма импульсного тока в разрядной цепи генератора ГИТ-А при осуществлении в выбранной нами изоляционной РК подводного ЭВ тонкого медного провода диаметром $d_k=0,2$ мм и длиной $l_k=100$ мм. Из данных рис. 6 видно, что при рассматриваемом ЭВ исследуемого медного провода импульсный ток из колебательного режима (см. рис. 5) переходит в критический режим, приближающийся к аperiодическому. Амплитуда импульсного тока, протекающего через электрически взрывающийся тонкий медный провод, численно составляет при этом значение, примерно равное $I_{mA}=-3,52$ В \times 11261 А/В $=-39,64$ кА ($t_{mA}=43$ мкс). Максимальное значение модуля плотности δ_{mA} импульсного тока в тонком медном проводе теоретически может достигать численного показателя, примерно равного $\delta_{mA}=I_{mA}/S_{np}=12,62 \cdot 10^{11}$ А/м², где $S_{np}=3,14 \cdot 10^{-8}$ м² – величина поперечного сечения электрически взрывающегося в воде РК тонкого медного провода. Видно,

что плотность δ_{mA} импульсного тока проводимости в исследуемом медном проводе гипотетически может принимать значение, соответствующее согласно [1] быстрому ЭВ металлического проводника. Из-за того, что ЭВ исследуемой тонкой медной проволоочки практически происходит на нарастающей части первой полуволны разрядного тока в цепи генератора ГИТ-А (примерно при времени $t_B=3,2$ мкс и токе $i_A(t_B)=11$ кА), то реальная плотность δ_{mA} импульсного тока в ней достигает около $3,5 \cdot 10^{11}$ А/м². Эта величина δ_{mA} в тонкой медной проволоочке также соответствует указанному выше режиму ее быстрого ЭВ [1].

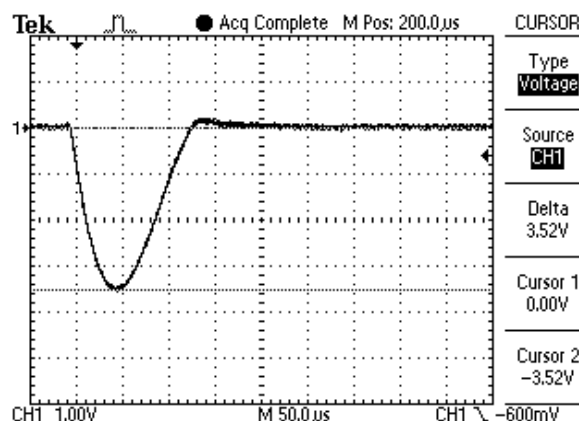


Рис. 6. Осциллограмма импульсного тока в сильноточной разрядной цепи высоковольтного генератора ГИТ-А при подводном ЭВ в камере РК с водой тонкого медного провода диаметром $d_k=0,2$ мм и длиной $l_k=100$ мм ($U_{3A}=-7$ кВ; $I_{mA}=-39,64$ кА; $\delta_{mA}=3,5 \cdot 10^{11}$ А/м²; масштаб по вертикали – 11,26 кА/клетка; масштаб по горизонтали – 50 мкс/клетка)

Далее остановимся на результатах микроскопического исследования неорганических продуктов, образовавшихся в технической воде используемой нами технологической камеры РК от подводного ЭВ в ней тонких медных проволоочек ($d_k=0,2$ мм; $l_k=100$ мм) при АВП разрядного тока $i_A(t)$ генератора ГИТ-А, соответствующих данным рис. 6. Укажем, что подобные исследования взвешенных в технической воде камеры РК мелкодисперсных проводниковых фракций от ЭВ в ней выбранных тонких медных проволоочек проводились на оптическом микроскопе типа МБС-9 (с окуляром 8X и сменной измерительной шкалой), люминесцентном микроскопе типа Люмам-МП-4 и просвечивающем электронном микроскопе типа ПЭМ-145К. При этом на их столе наблюдений исследовались капельные порции воды из технологической камеры РК, взятые после осуществления в ней одного подводного ЭВ и последующего механического перемешивания (взбалтывания) ее содержимого.

На рис. 7 приведен общий вид скопления округлых микронных и субмикронных неорганических частиц, образовавшихся при подводном ЭВ медного провода ($d_k=0,2$ мм; $l_k=100$ мм) в электродинамическом режиме, когда $I_{mA}=-39,64$ кА и $\delta_{mA}=3,5 \cdot 10^{11}$ А/м². Из данных рис. 7 видно, что линейные размеры этих частиц составляют от 10 до 1 мкм. Характерной особенностью для данных микрочастиц является наличие вокруг них внешних оксидных оболочек, вероятно

образующихся при резком охлаждении в воде радиально разлетающихся при ЭВ микрострат меди от сублимируемого (испаряющегося) вещества провода.

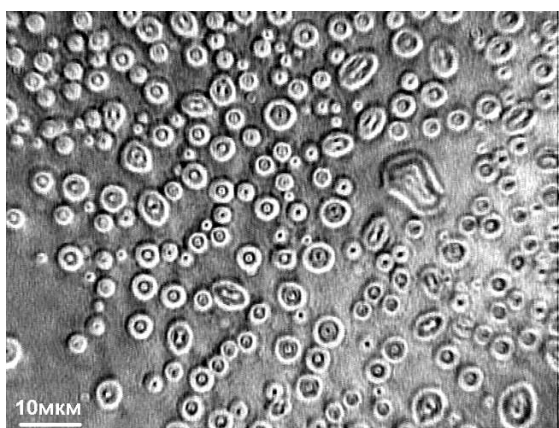


Рис. 7. Массив округлых микронных и субмикронных неорганических образований твердого вещества при подводном ЭВ в сильноточной разрядной цепи высоковольтного генератора ГИТ-А тонкого медного провода ($d_k=0,2$ мм; $l_k=100$ мм; $U_{3A}=-7$ кВ; $I_{mA}=-39,64$ кА; $\delta_{mA}=3,5 \cdot 10^{11}$ А/м²; линейный масштаб – 10 мкм/метка)

Расчетная оценка усредненных линейных размеров возможных микрострат меди при ЭВ исследуемых тонких проволочек, выполненная по квантовомеханической формуле (2.26) из [7], характерной для усредненной ширины волновых электронных пакетов в этих проволочках, показывает, что при $\delta_{mA}=3,5 \cdot 10^{11}$ А/м² данные размеры могут приблизительно характеризоваться величиной в 4,5 мкм. В этой связи квантовомеханический подход, представленный автором в [7] для описания процесса распределения тока проводимости в металлических проводниках, может в первом приближении использоваться и при нахождении размеров крупнодисперсных частиц при ЭВ проводов.

На рис. 8 представлены отдельные округлые наноструктурные неорганические частицы, также присутствующие в исследуемой под микроскопом микрокапле воды, взятой из технологической камеры РК после осуществления в ней одного подводного ЭВ медного провода ($d_k=0,2$ мм; $l_k=100$ мм; $I_{mA}=-39,64$ кА; $\delta_{mA}=3,5 \cdot 10^{11}$ А/м²). Из данных рис. 8 следует, что эти округлые наночастицы имеют диаметр 100 нм и менее. Согласно принятой классификации в нанотехнологии рассматриваемые ультрадисперсные частицы вещества относятся к наноматериалам 1-го рода [8].

Из области бурно развивающейся сейчас во всем мире нанотехнологии известно, что именно с геометрического размера конденсированной фазы вещества менее 100 нм и начинают резко проявляться размерные эффекты для наноматериалов 1-го рода [8]. На рис. 9 показано скопление округлых наноструктурных неорганических частиц диаметром до 10 нм, выявленных в исследуемых микродозах воды из технологической камеры РК с продуктами электровзрыва в ней меди при меньшем, чем на рис. 8 линейном масштабе.

На рис. 10 приведены отдельные округлые наноструктурные неорганические частицы диаметром от 30 до 10 нм (при линейном масштабе в 20 нм на метку), присутствующие в кластерах малых доз техниче-

ской воды, взятой из технологической камеры РК после протекания в ней явления одиночного подводного ЭВ исследуемой тонкой медной проволочки в разрядной цепи высоковольтного генератора ГИТ-А ($d_k=0,2$ мм; $l_k=100$ мм; $I_{mA}=-39,64$ кА; $\delta_{mA}=3,5 \cdot 10^{11}$ А/м²).

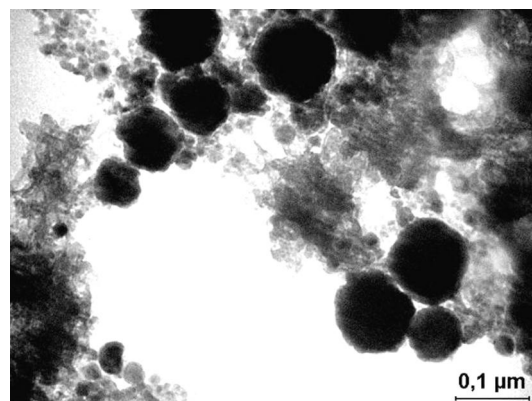


Рис. 8. Отдельные из фрактального кластера округлые наноструктурные неорганические образования твердого вещества при подводном ЭВ в сильноточной разрядной цепи высоковольтного генератора ГИТ-А тонкого медного провода ($d_k=0,2$ мм; $l_k=100$ мм; $U_{3A}=-7$ кВ; $I_{mA}=-39,64$ кА; $\delta_{mA}=3,5 \cdot 10^{11}$ А/м²; линейный масштаб – 100 нм/метка)

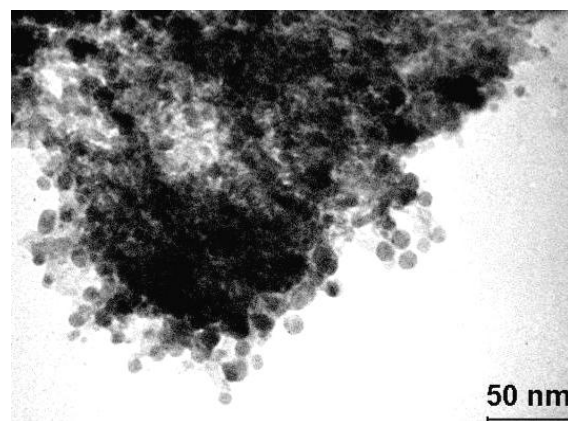


Рис. 9. Массив округлых наноструктурных неорганических образований твердого вещества (фрактальный кластер) при подводном ЭВ в сильноточной разрядной цепи высоковольтного генератора ГИТ-А тонкого медного провода ($d_k=0,2$ мм; $l_k=100$ мм; $U_{3A}=-7$ кВ; $I_{mA}=-39,64$ кА; $\delta_{mA}=3,5 \cdot 10^{11}$ А/м²; линейный масштаб – 50 нм/метка)

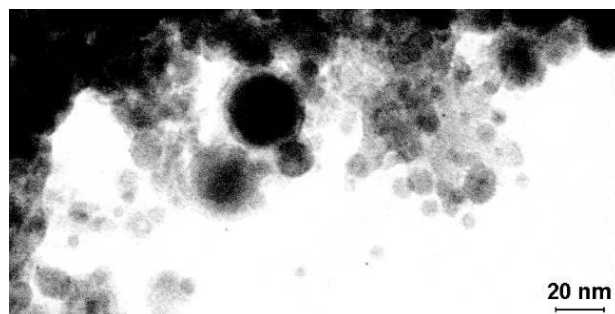


Рис. 10. Отдельные из фрактального кластера округлые наноструктурные неорганические образования твердого вещества при подводном ЭВ в сильноточной разрядной цепи высоковольтного генератора ГИТ-А тонкого медного провода ($d_k=0,2$ мм; $l_k=100$ мм; $U_{3A}=-7$ кВ; $I_{mA}=-39,64$ кА; $\delta_{mA}=3,5 \cdot 10^{11}$ А/м²; линейный масштаб – 20 нм/метка)

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Экспериментально установлено, что при подводном электровзрыве тонких круглых медных проволочек диаметром $d_k=0,2$ мм и длиной $l_k=100$ мм в сильноточной разрядной цепи высоковольтного генератора ГИТ-А ($U_{3A}=7$ кВ; $I_{mA}=-39,64$ кА; $\delta_{mA}=3,5 \cdot 10^{11}$ А/м²) в технической воде технологической камеры РК со взрывающимся проводом образуется высокодисперсный материал, содержащий широкий размерный спектр округлых неорганических частиц вещества диаметром от 10 мкм до 10 нм.

2. Результаты проведенных исследований могут иметь определенные электротехнологические перспективы при лабораторном (промышленном) получении дисперсных проводящих материалов с микронными, субмикронными и наноструктурными частями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Столович Н.Н. Электровзрывные преобразователи энергии / Под ред. В.Н. Карнышина. – Минск: Наука и техника, 1983. – 151 с.
2. Гулый Г.А. Научные основы разрядно-импульсных технологий. – Киев: Наукова думка, 1990. – 208 с.
3. Лернер М.И. Электровзрывные нанопорошки неорганических материалов: технология производства, характеристики, области применения. Автореферат дис. ... докт. техн. наук (01.04.07). – Томск (Россия), 2007. – 31 с.
4. Григорьев А.Н. Исследование электрического взрыва проводников как источника импульсного давления. Автореферат дис. ... канд. техн. наук (05.14.12). – Томск (Россия), 2011. – 22 с.
5. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. и др. Генератор тока искусственной молнии для натуральных испытаний технических объектов // Приборы и техника эксперимента. – 2008. – № 3. – С. 81-85.
6. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Лысенко В.О. Экспериментальная оценка основных электрических характеристик сильноточного плазменного канала подводного искрового разряда в цепи высоковольтного генератора импульсной компоненты тока искусственной молнии // Электротехника и электромеханика. – 2011. – № 6. – С. 59-63.
7. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 2-х томах. Том 2, Кн. 1: Теория электрофизических эффектов и задач. – Харьков: Изд-во НТУ "ХПИ", 2009. – 384 с.
8. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике: Монография в 2-х томах. Том 1. – Харьков: Изд-во "НТМТ", 2011. – 311 с.

Bibliography (transliterated): 1. Stolovich N.N. `Elektrovzryvnye preobrazovateli `energii / Pod red. V.N. Karnyushina. – Minsk: Nauka i tehnika, 1983. – 151 s. 2. Gulij G.A. Nauchnye osnovy razryadno-impul'snyh tehnologij. – Kiev: Naukova dumka, 1990. – 208 s. 3. Lerner M.I. `Elektrovzryvnye nanoporoshki neorganicheskikh materialov: tehnologiya proizvodstva, harakteristiki, oblasti primeneniya. Avtoreferat dis. ... dokt. tehn. nauk (01.04.07). – Tomsk (Rossiya), 2007. – 31 s. 4. Grigor'ev A.N. Issledovanie `elektricheskogo vzryva provodnikov kak istochnika impul'snogo davleniya. Avtoreferat dis. ... kand. tehn. nauk (05.14.12). – Tomsk (Rossiya), 2011. – 22 s. 5. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I. i dr. Generator toka iskusstvennoj molnii dlya naturalnykh ispytaniy tehniceskikh ob`ektov // Pribory i tehnika `eksperimenta. – 2008. – № 3. – S. 81-85. 6. Baranov M.I., Koliushko G.M., Lysenko V.O. `Eksperimental'naya ocenka osnovnykh `elektricheskikh harakteristik sil'notochnogo plazmennogo kanala podvodnogo iskrovogo razryada v cepi vysokovol'nogo generatora impul'snoy komponenty toka iskusstvennoj molnii // Elektrotehnika i elektromehaniка. – 2011. – № 6. – S. 59-63. 7. Baranov M.I. Izbrannye voprosy `elektrofiziki: Monografiya v 2-h tomah. Tom 2, Kn. 1: Teoriya `elektrofizicheskikh `effektov i zadach. – Har'kov: Izd-vo NTU "HPI", 2009. – 384 s. 8. Baranov M.I. Antologiya vydayushchisya dostizhenij v nauke i tehnike: Monografiya v 2-h tomah. Tom 1. – Har'kov: Izd-vo "NTMT", 2011. – 311 s.

Поступила 28.02.2012

*Баранов Михаил Иванович, д.т.н., с.н.с.
НИПКИ "Молния"
Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
61013, Харьков, ул. Шевченко, 47
тел. (057) 7076841, e-mail: eft@kpi.kharkov.ua*

Baranov M.I.

Preparation of disperse materials with micron, submicron and nanostructured matter particles under electric explosion of thin metallic conductors.

Results of experimental research into formation of micron, submicron and nanostructured conductive products through electric explosion of thin copper wires in a technological chamber with process water are presented. It is shown that linear size of such fine-dispersed materials at maximum pulse conduction current density in the copper wires under 350 kA/mm² lies in the range of 10 nm through 10 μm.

Key words – large pulse current, electric explosion, metallic conductor, fine-dispersed materials.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИММЕТРИЧНЫХ ИНДУКЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С ИДЕНТИЧНЫМИ ФЕРРОМАГНИТНЫМИ ТОНКОСТЕННЫМИ ЭКРАНОМ И ЛИСТОВОЙ ЗАГОТОВКОЙ

Стаття присвячена дослідженню симетричної індукційної індукторної системи з ідентичними ферромагнітними тонкостінними екраном і листовою заготовкою. Отримані основні аналітичні залежності для розрахунку основних електродинамічних характеристик – компонент вектора електромагнітного поля, що порушується в металі ферромагнітних екрану і листової заготовки для симетричної індукційної індукторної системи.

Статья посвящена исследованию симметричной индукционной индукторной системы с идентичными ферромагнитными тонкостенными экраном и листовой заготовкой. Получены основные аналитические зависимости для расчета основных электродинамических характеристик – компонент вектора электромагнитного поля, возбуждаемого в металле ферромагнитных экрана и листовой заготовки для симметричной индукционной индукторной системы.

ВВЕДЕНИЕ

Постановка проблемы. На современном этапе технического развития практическое использование энергии импульсных электромагнитных полей открывает большие перспективы для создания и внедрения прогрессивных технологий, основанных на обработке материалов любой физической природы. Особенный интерес представляют системы и устройства, позволяющие производить обработку ферромагнитных металлов. К таким системам, в частности, относятся некоторые разновидности индукционных индукторных систем (ИИС).

Анализ основных достижений и публикаций. На данный момент в лаборатории электромагнитных технологий ХНАДУ разработано несколько видов ИИС, которые требуют проведения дополнительных исследований [1-4]. Особенно это относится к симметричным индукторным системам, т.к. конструктивная и электродинамическая симметрия приводит к более эффективному электромагнитному воздействию данной конструкции инструментов на объект обработки [5].

Цель настоящей работы – получение основных зависимостей для расчёта электродинамических характеристик в симметричной индукционной системе с идентичными ферромагнитными тонкостенными экраном и листовой заготовкой.

РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Практическая работоспособность индукционной индукторной системы определяется, собственно, её геометрией, электрофизическими, геометрическими характеристиками экрана и заготовки, а также амплитудно-временными параметрами токового импульса в их взаимосвязи.

Для анализа электромагнитных процессов примем расчётную модель в цилиндрической системе координат, показанную на рис. 1 (e_r, e_φ, e_z – направляющие орты цилиндрической системы координат).

При решении задачи примем следующие допущения.

- Амплитудно-временные параметры тока индуктора $I(t)$ таковы, что справедливо квазистационарное приближение по Ландау: $(\omega/c) \cdot l \ll 1$, где ω – циклическая (радиальная) частота, c – скорость света в вакууме, l –

наибольший характерный размер системы [6, 7].

- Виток индуктора имеет цилиндрическую форму, а его толщина пренебрежимо мала, так что металл витка не оказывает никакого влияния на протекающие электромагнитные процессы.

- Имеет место аксиальная симметрия ($\partial/\partial\varphi=0$, φ – азимутальный угол) и симметрия системы относительно плоскости витка индуктора ($z=0$).

- Экран и заготовка есть одинаковые листовые металлы с довольно большими поперечными размерами, достаточно малой толщиной – d , электропроводностью – γ и абсолютной магнитной проницаемостью – $\mu=\mu_r \cdot \mu_0$ (μ_r – относительная магнитная проницаемость металла, μ_0 – магнитная проницаемость вакуума), они расположены на одинаковом расстоянии от витка индуктора – h .

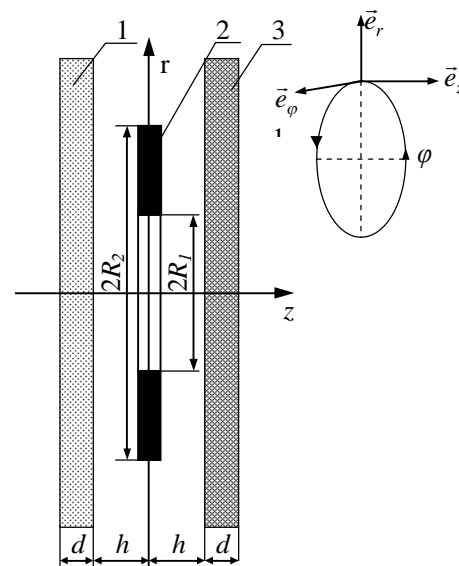


Рис. 1. Расчётная модель в цилиндрической системе координат, 1 – виток индуктора; 2 – экран; 3 – заготовка; R_1 – внутренний радиус; R_2 – внешний радиус; d – толщина; h – расстояния от витка индуктора до экрана или заготовки

Уравнения Максвелла для возбуждаемых составляющих вектора электромагнитного поля ($E_\varphi \neq 0$, $H_{r,z} \neq 0$), преобразованных по Лапласу с учётом нулевых начальных условий, имеют вид (1)-(3) [6, 7]:

$$\begin{cases} \frac{\partial H_r(p, r, z)}{\partial z} - \frac{\partial H_z(p, r, z)}{\partial r} = j_\varphi(p, r, z); & (1) \\ \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot E_\varphi(p, r, z)) = -\mu_0 \cdot p \cdot H_z(p, r, z); & (2) \\ \frac{\partial E_\varphi(p, r, z)}{\partial z} = \mu_0 \cdot p \cdot H_r(p, r, z). & (3) \end{cases}$$

где p – параметр преобразования Лапласа;

$$E_\varphi(p, r, z) = L\{E_\varphi(t, r, z)\};$$

$$H_{r, z}(p, r, z) = L\{H_{r, z}(t, r, z)\};$$

$$j_\varphi(p, r, z) = L\{j_\varphi(t, r, z)\}.$$

В общем случае плотность тока в правой части уравнения (1) записывается в виде:

$$j_\varphi(p, r, z) = (p \cdot \varepsilon_0 + \gamma) \cdot E_\varphi(p, r, z) + j_{\varphi i}(p, r, z), \quad (4)$$

где $j_\varphi(p, r, z)$ – плотность стороннего тока в индукторе, $j_{\varphi i}(p, r, z) = j(p) \cdot f(r) \cdot \delta(z)$, $j(p) = I(p)/(R_2 - R_1)$; $f(r)$ – функция радиального распределения тока в витке индуктора; $\delta(z)$ – дельта функция Дирака; ε_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума.

При решении поставленной задачи в принятой модели следует выделить области с однородными электрофизическими характеристиками.

Геометрическая и электродинамическая симметрия исследуемой системы в соответствии с рис. 1 позволяет считать, что таковыми являются:

а) пространство между металлическими листами $z \in [-h, h]$;

б) область металла идентичных экрана и заготовки, $z \in [h, (h+d)]$;

в) свободное полупространство с внешней стороны металлических листов, $z \in [(h+d), \infty]$.

Решая дифференциальные уравнения (1)-(3) с учетом выражения (4) в рамках принятых допущений получим уравнения для азимутальной компоненты напряженности электрического поля $E_\varphi(p, r, z)$ в выделенных областях (5)-(7).

В пространстве между металлическими листами, $z \in [-h, h]$, получаем, что

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 E_\varphi(p, r, z)}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot E_\varphi(p, r, z)) \right) = & (5) \\ = \mu_0 \cdot p \cdot j_{\varphi i}(p, r, z); \end{aligned}$$

В металле экрана и заготовки, $z \in [h, (h+d)]$:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 E_\varphi(p, r, z)}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot E_\varphi(p, r, z)) \right) - & (6) \\ - (p \cdot \gamma \cdot \mu) \cdot E_\varphi(p, r, z) = 0. \end{aligned}$$

Вне системы, $z \in [(h+d), \infty]$:

$$\frac{\partial^2 E_\varphi(p, r, z)}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot E_\varphi(p, r, z)) \right) = 0 \quad (7)$$

Условию ограниченности радиального распределения $E_\varphi(p, r, z)$ из уравнений (5)-(7) при $r=0$ и $r=\infty$ удовлетворяет интегральное преобразование Фурье-Бесселя [8]:

$$E_\varphi(p, r, z) = \int_0^\infty E_\varphi(p, \lambda, z) \cdot J_1(\lambda \cdot r) \cdot \lambda \cdot d\lambda, \quad (8)$$

где $J_1(\lambda \cdot r)$ – функция Бесселя первого порядка.

В соответствии с (8) уравнения (5)-(7) приводятся к обыкновенным дифференциальным уравнениям второго порядка:

а) в пространстве между металлическими листами, $z \in [-h, h]$:

$$\frac{d^2 E_\varphi(p, \lambda, z)}{dz^2} - \lambda^2 \cdot E_\varphi(p, \lambda, z) = K(p, \lambda) \cdot \delta(z), \quad (9)$$

где $K(p, \lambda) = \mu_0 \cdot p \cdot j(p) \cdot f(\lambda)$;

$$f(\lambda) = \int_0^\infty f(r) \cdot J_1(\lambda \cdot r) \cdot r \cdot dr,$$

б) в металле экрана и заготовки, $z \in [h, (h+d)]$:

$$\frac{d^2 E_\varphi(p, \lambda, z)}{dz^2} - q^2(p, \lambda) \cdot E_\varphi(p, \lambda, z) = 0, \quad (10)$$

где $q(p, \lambda) = \sqrt{\lambda^2 + p \cdot \mu \cdot \gamma}$ – волновое число в металле с удельной электропроводностью – γ и магнитной проницаемостью – μ ,

в) вне металла листовой заготовки, $z \in [(h+d), \infty]$:

$$\frac{d^2 E_\varphi(p, \lambda, z)}{dz^2} - \lambda^2 \cdot E_\varphi(p, \lambda, z) = 0. \quad (11)$$

Общие интегралы уравнений (9)-(11) для выделенных областей имеют вид [8]:

а) в пространстве между экраном и листовой заготовкой, $z \in [-h, h]$, условию симметрии относительно плоскости $z=0$ удовлетворяет функция:

$$\begin{aligned} E_\varphi^{(1)}(p, \lambda, z) = C(p, \lambda) \cdot ch(\lambda z) + & (12) \\ + \frac{K(p, \lambda)}{\lambda} \cdot \left(\eta(z) \cdot sh(\lambda z) + 0.5 \cdot e^{-\lambda z} \right), \end{aligned}$$

где $C(p, \lambda)$ – произвольная постоянная интегрирования;

б) в металле экрана и заготовки, $z \in [h, (h+d)]$:

$$\begin{aligned} E_\varphi^{(2)}(p, \lambda, z) = D_1(p, \lambda) \cdot e^{q(p, \lambda) \cdot (z-h)} + & (13) \\ + D_2(p, \lambda) \cdot e^{-q(p, \lambda) \cdot (z-h)}, \end{aligned}$$

где $D_{1,2}(p, \lambda)$ произвольные постоянные интегрирования;

в) в пространстве вне системы, $z \in [(h+d), \infty]$, условию ограниченности при $z \rightarrow \infty$ удовлетворяет функция:

$$E_\varphi^{(3)}(p, \lambda, z) = B(p, \lambda) \cdot e^{-\lambda(z-(h+d))}, \quad (14)$$

где $B(p, \lambda)$ – произвольная постоянная интегрирования.

Из уравнения (3) с помощью (12), (13) и (14) находим тангенциальную компоненту напряженности магнитного поля:

а) $z \in [-h, h]$,

$$\begin{aligned} H_r^{(1)}(p, \lambda, z) = \frac{\lambda}{p\mu_0} \cdot (C(p, \lambda) sh(\lambda z) + & (15) \\ + \frac{K(p, \lambda)}{\lambda} (\eta(z) ch(\lambda(z)) - 0.5 e^{-\lambda z})) \end{aligned}$$

б) $z \in [h, (h+d)]$,

$$H_r^{(2)}(p, \lambda, z) = \frac{q(p, \lambda)}{p\mu} \cdot \left(D_1(p, \lambda) e^{q(p, \lambda)(z-h)} - D_2(p, \lambda) e^{-q(p, \lambda)(z-h)} \right), \quad (16)$$

в) $z \in [(h+d), \infty]$,

$$H_r^{(3)}(p, \lambda, z) = -\frac{\lambda}{p\mu_0} \cdot B(p, \lambda) \cdot e^{-\lambda(z-(h+d))}. \quad (17)$$

Из условия непрерывности касательных компонент напряжённости электромагнитного поля на границах выделенных областей получаем системы алгебраических уравнений для определения неизвестных произвольных постоянных интегрирования в выражениях (12)-(17) [6, 7].

Для $z=h$,

$$\begin{cases} C(p, \lambda) \cdot \text{ch}(\lambda h) + \frac{K(p, \lambda)}{2\lambda} \cdot e^{\lambda h} = \\ = D_1(p, \lambda) + D_2(p, \lambda); \\ C(p, \lambda) \cdot \text{sh}(\lambda h) + \frac{K(p, \lambda)}{2\lambda} \cdot e^{\lambda h} = \\ = \frac{q(p, \lambda)}{\lambda\mu_r} \cdot (D_1(p, \lambda) - D_2(p, \lambda)), \end{cases} \quad (18)$$

Для $z = (h+d)$,

$$\begin{cases} D_1(p, \lambda) \cdot e^{q(p, \lambda)d} + \\ + D_2(p, \lambda) \cdot e^{-q(p, \lambda)d} = B(p, \lambda); \\ \frac{q(p, \lambda)}{\lambda\mu_r} \cdot (D_1(p, \lambda) \cdot e^{q(p, \lambda)d} - \\ - D_2(p, \lambda) \cdot e^{-q(p, \lambda)d}) = -B(p, \lambda). \end{cases} \quad (19)$$

В конечном итоге нас интересуют поля, возбуждаемые в металле экрана и заготовки, то есть, неизвестные $D_1(p, \lambda)$ и $D_2(p, \lambda)$.

Исключая $B(p, \lambda)$ в системе линейных алгебраических уравнений (19), находим что

$$D_1(p, \lambda) = -D_2(p, \lambda) \cdot e^{-2q(p, \lambda)d} \cdot \frac{\left(1 - \frac{q(p, \lambda)}{\lambda\mu_r}\right)}{\left(1 + \frac{q(p, \lambda)}{\lambda\mu_r}\right)}. \quad (20)$$

Из (18) с помощью (20) определяем искомые $D_1(p, \lambda)$ и $D_2(p, \lambda)$.

$$\begin{cases} D_1(p, \lambda) = \frac{K(p, \lambda)}{2 \cdot \lambda} \cdot \frac{1}{F(p, \lambda)} \cdot e^{-2q(p, \lambda)d} \cdot \frac{\left(1 - \frac{q(p, \lambda)}{\lambda\mu_r}\right)}{\left(1 + \frac{q(p, \lambda)}{\lambda\mu_r}\right)} \\ D_2(p, \lambda) = -\frac{K(p, \lambda)}{2 \cdot \lambda} \cdot \frac{1}{F(p, \lambda)}, \end{cases} \quad (21)$$

где

$$F(p, \lambda) = \text{sh}(\lambda h) \cdot \left[1 - e^{-2q(p, \lambda)d} \cdot \frac{\left(1 - \frac{q(p, \lambda)}{\lambda\mu_r}\right)}{\left(1 + \frac{q(p, \lambda)}{\lambda\mu_r}\right)} \right] + \\ + \left(\frac{q(p, \lambda)}{\lambda\mu_r} \right) \cdot \text{ch}(\lambda h) \cdot \left[1 + e^{-2q(p, \lambda)d} \cdot \frac{\left(1 - \frac{q(p, \lambda)}{\lambda\mu_r}\right)}{\left(1 + \frac{q(p, \lambda)}{\lambda\mu_r}\right)} \right].$$

Выражения (21) следует подставить в формулы (13) и (16).

После тождественных преобразований и обратного преобразования Фурье-Бесселя записываем формулу для L – изображения напряжённости электрического поля в терминах продольной пространственной переменной, связанной собственно с заготовкой:

$$E_\varphi^{(2)}(p, r, \zeta) = \frac{p\mu_0 j(p)}{2} \cdot \int_0^\infty \frac{f(\lambda)}{G(p, \lambda)} \times \\ \times \left(\text{sh}(q(p, \lambda)(\zeta - d)) - \left(\frac{q(p, \lambda)}{\lambda\mu_r} \right) \cdot \text{ch}(q(p, \lambda)(\zeta - d)) \right) \times \\ \times J_1(\lambda r) d\lambda, \quad (22)$$

где $\zeta = z - h$, $z \in [0, d]$ – пространственная переменная по толщине пластины,

$$G(p, \lambda) = \text{sh}(q(p, \lambda)d) \left[\text{sh}(\lambda h) + \left(\frac{q(p, \lambda)}{\lambda\mu_r} \right)^2 \text{ch}(\lambda h) \right] + \\ + \text{ch}(q(p, \lambda)d) \left(\frac{q(p, \lambda)}{\lambda\mu_r} \right) e^{\lambda h}.$$

С помощью уравнений Максвелла (2), (3) и выражения (22) определяем тангенциальную (r – составляющая) и нормальную (z – составляющая) компоненты напряжённости магнитного поля.

$$H_r^{(2)}(p, r, \zeta) = \frac{j(p)}{2\mu_r} \cdot \int_0^\infty \frac{f(\lambda) \cdot q(p, \lambda)}{G(p, \lambda)} \cdot (\text{ch}(q(p, \lambda)(\zeta - d)) - \\ - \left(\frac{q(p, \lambda)}{\lambda\mu_r} \right) \cdot \text{sh}(q(p, \lambda)(\zeta - d))) \cdot J_1(\lambda r) d\lambda, \quad (23)$$

$$H_z^{(2)}(p, r, \zeta) = -\frac{j(p)}{2\mu_r} \cdot \int_0^\infty \frac{f(\lambda) \cdot \lambda}{G(p, \lambda)} \cdot (\text{sh}(q(p, \lambda)(\zeta - d)) - \\ - \left(\frac{q(p, \lambda)}{\lambda\mu_r} \right) \cdot \text{ch}(q(p, \lambda)(\zeta - d))) \cdot J_0(\lambda r) d\lambda. \quad (24)$$

Формулы (22), (23), (24) представляют собой решение поставленной задачи об определении электродинамических характеристик – компонент вектора электромагнитного поля, возбуждаемого в металле ферромагнитных экрана и листовой заготовки.

Следует отметить, что предельные переходы в выражениях (22) и (23) при $\mu_r \rightarrow 1$ с точностью до обозначений совпадают с выражениями для аналогичных характеристик возбуждаемых полей в случае немагнитных экрана и заготовки, найденных авторами работы [5].

Выражения (22) – (24) представляют собой решения поставленной задачи, записанные в пространстве изображений по Лапласу. Обратное интегральное

преобразование и соответствующий переход к оригиналам, как математические операции, можно существенно упростить, рассматривая конкретные физические условия работы исследуемой индукционной индукторной системы.

ВЫВОДЫ

1. Получены расчетные аналитические зависимости для расчета электродинамических характеристик симметричной индукционной индукторной системы с идентичными ферромагнитными тонкостенными экраном и листовой заготовкой.

2. Решения записаны в виде L – образов компонент вектора возбуждаемого электромагнитного поля.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Батыгин Ю.В. Расчет электродинамических усилий в индукционной индукторной системе с неферромагнитными массивным экраном и листовой заготовкой / Ю.В. Батыгин А.В. Гнатов // *Электротехника і електромеханіка.* – 2009.– №4. – С. 56-59.
2. Батыгин Ю.В. Расчет усилий в индукционной индукторной системе прямоугольной геометрии с неферромагнитными массивным экраном и заготовкой / Ю.В. Батыгин А.В. Гнатов, Г.С. Сериков // *Электротехніка і електромеханіка.* – 2009.– № 3.– С. 61-64.
3. Индукционная индукторная система с одновитковым соленоидом в полости массивного экрана и листовой заготовкой: сборник трудов Международной научно-технической конференции "Проблемы электротехники, электроэнергетики и электротехнологии", Тольятти, 12-15 мая 2009 г. В 3-х ч. / Ю.В. Батыгин А.В. Гнатов, С.А. Драченко. – Тольятти: ТГУ, 2009. –Ч. 1 – С. 26-29.
4. Гнатов А.В. Расчет электромагнитных процессов в индукционной индукторной системе с массивным экраном конечной толщины / А.В. Гнатов // *Электротехніка і електромеханіка.* – 2009. – № 5. – С. 59-62.
5. Туренко А.Н. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Том 3. Теория и эксперимент притяжения тонкостенных металлов импульсными магнитными полями: монография / А.Н. Туренко, Ю.В. Батыгин, А.В. Гнатов. – Харків: ХНАДУ, 2009 – 240 с.
6. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М., Теория поля. – М: Наука. 1973. – 502 с.
7. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Электродинамика сплошных сред. – М: Наука. 1982. – 620 с.
8. Дж. Мэтьюз, Р. Уокер, Математические методы физики. Пер. с англ. Крайнова В.П. – М: Атомиздат, 1972. – 399 с.

Bibliography (transliterated): 1. Batygin Yu.V. Raschet `elektrodinamicheskikh usilij v indukcionnoj induktornoj sisteme s neferromagnitnymi massivnym `ekranom i listovoj zagotovkoj / Yu.V. Batygin A.V. Gnatov // *Elektrotehnika i elektromehanika.* - 2009.- №4. - S. 56-59. 2. Batygin Yu.V. Raschet usilij v indukcionnoj induktornoj sisteme pryamougol'noj geometrii s neferromagnitnymi massivnym `ekranom i zagotovkoj / Yu.V. Batygin A.V. Gnatov, G.S. Serikov // *Elektrotehnika i elektromehanika.* - 2009.- № 3.- S. 61-64. 3. Indukcionnaya induktornaya sistema s odnovitkovym solenoidom v polosti massivnogo `ekrana i listovoj zagotovkoj: sbornik trudov Mezhdunarodnoj nauchno-tehnicheskaya konferencii "Problemy `elektrotehniki, `elektro`energetiki i `elektrotehnologii", Tol'yatti, 12-15 maya 2009 g. V 3-h ch. / Yu.V. Batygin A.V. Gnatov, S.A. Drachenko. - Tol'yatti: TGU, 2009. -Ch. 1 - S. 26-29. 4. Gnatov A.V. Raschet `elektromagnitnyh processov v indukcionnoj induktornoj sisteme s massivnym `ekranom konechnoj tolschiny / A.V. Gnatov // *Elektrotehnika i elektromehanika.* - 2009. - № 5. - S. 59-62. 5. Turenko A.N. Impul'snye magnitnye polya dlya progressivnyh tehnologij. Tom 3. Teoriya i `eksperiment prityazheniya tonkostennyh metallov impul'snymi magnitnymi polyami: monografiya / A.N. Turenko, Yu.V. Batygin, A.V. Gnatov. - Harkiv: HNADU, 2009 - 240 s. 6. Landau L.D., Lifshic E.M., Teoriya polya. - M: Nauka. 1973. - 502 s. 7. Landau L.D., Lifshic E.M. `Elektrodinamika sploshnyh sred. - M: Nauka. 1982. - 620 s. 8. Dzh. M'et'yuz, R. Uoker, Matematicheskie metody fiziki. Per. s angl. Krajnova V.P. - M: Atomizdat, 1972. - 399 s.

Поступила 10.01.2012

*Батыгин Юрий Викторович, д.т.н., проф.,
Гнатов Андрей Викторович, к.т.н., доцент,
Аргун Щасяна Валиковна,
Еремина Елена Федоровна, к.т.н., доцент*
Харьковский национальный
автомобильно-дорожный университет
кафедра физики
61002, Харьков, ул. Петровского, 25
тел. (057) 7003853, e-mail: batygin48@mail.ru,
shasyana@yandex.ru, kalifus@yandex.ru.

Batygin Yu.V., Gnatov A.V., Argun Sh.V., Yeryomina E.F.

Electromagnetic processes in symmetric induction systems with identical ferromagnetic thin-walled screen and sheet blank.

The article investigates a symmetric inductor induction system with identical ferromagnetic thin-walled screen and sheet blank. The basic analytical dependences for calculation of the basic electrodynamic characteristics, namely, components of the electromagnetic field excited in the ferromagnetic metal screen and the sheet blank are obtained for the symmetric inductor induction system.

Key words – inductor induction system, magnetic pulse action, analytical dependences.

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОРАЗРЯДНОГО КОНТУРА С ИНДУКТИВНО-ЕМКОСТНЫМ НАКОПИТЕЛЕМ ЭНЕРГИИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РАЗРЯДА

У магнітогідродинамічному наближенні виконано чисельне моделювання характеристик потужного електричного розряду у повітрі в контурі з індуктивно-ємнісним накопичувачем енергії та електровибуховим фольговим розмикачем. Визначено вплив параметрів розрядного контуру (довжини плазмового каналу, напруги підімкнення плазмового навантаження в контур розряду, індуктивності індуктивного накопичувача) на характеристики розряду.

В магнітогідродинамічному приближении выполнено численное моделирование характеристик мощного электрического разряда в воздухе в контуре с индуктивно-емкостным накопителем энергии и электровзрывным фольговым размыкателем. Определено влияние параметров разрядного контура (длины плазменного канала, напряжения подключения плазменной нагрузки в контур разряда, индуктивности индуктивного накопителя) на характеристики разряда.

АКТУАЛЬНОСТЬ ПРОБЛЕМЫ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

В работах [1, 2] показаны перспективы применения индуктивных накопителей энергии (ИНЭ) в энергоемких разрядно-импульсных системах со скоростью вывода первоначально запасенной энергии в плазменную нагрузку (канал электрического разряда в сплошной среде) $10^{10} \dots 10^{12}$ Вт. Поскольку емкостный накопитель энергии (ЕНЭ), как и индуктивный, способен обеспечить быстрый вывод энергии в плазменный канал то, как показано в [1], в ряде случаев целесообразно совместное использование накопителей обоих типов (индуктивного и емкостного) в разрядно-импульсных системах. Емкостный накопитель в этом случае также выполняет функции первичного накопителя зарядки ИНЭ. Таким образом, в таких системах вывод энергии в нагрузку осуществляется комбинированным индуктивно-емкостным накопителем (ИЕНЭ). В работах [2, 3] представлена математическая модель расчета пространственно-временных процессов электрического разряда в сплошных средах в магнитогидродинамическом приближении. В ее основу положен численный метод решения задач магнитной гидродинамики, основанный на применении полностью консервативных разностных схем [4]. В [2, 3] также показана адекватность математической модели реальным процессам, происходящим в разрядных контурах разрядно-импульсных установок. Электроразрядные процессы в разрядном контуре с ИЕНЭ рассмотрены в [5]. Настоящая работа посвящена исследованию характеристик электрического разряда в контуре с ИЕНЭ, в частности, влиянию параметров разрядного контура – длины межэлектродного промежутка, определяющего длину канала разряда, напряжения пробоя коммутатора в ветви нагрузки, индуктивности индуктивного накопителя в составе ИЕНЭ на электроразрядные характеристики.

Цель настоящей работы – изучение влияния параметров контура с ИЕНЭ на характеристики канала, что необходимо для обоснованного и оптимального проектирования разрядно-импульсных установок. Схема замещения разрядного контура с индуктивно-емкостным накопителем энергии представлена на рис. 1. В разрядном контуре межэлектродный промежуток сформирован вдоль оси цилиндрической разрядной камеры. В нем инициируется канал разряда. На рис. 1 обозначено: C – емкость ЕНЭ; R_{b1}, L_{b1} – суммарные сопротивление и индуктивность разрядника, конден-

саторной батареи и шин контура накачки ИЕНЭ; R_1, L_1 и R_2, L_2 – сопротивления и индуктивности ИЕНЭ и размыкателя соответственно; R_{b2}, L_{b2} – сопротивление и индуктивность шин и разрядника ветви нагрузки. В такой цепи при обрыве тока I_2 в контуре заряда ИЕНЭ электровзрывным фольговым размыкателем за счет импульса высокого напряжения осуществляется пробой разрядника в ветви нагрузки и ток из ИЕНЭ и конденсаторной батареи переключается в межэлектродный промежуток.

Поскольку математическая модель опубликована ранее [2, 3, 5], в настоящей работе для общности изложения материала представлены ее основные уравнения, способствующие анализу переходных процессов в разрядном контуре с ИЕНЭ (рис. 1).

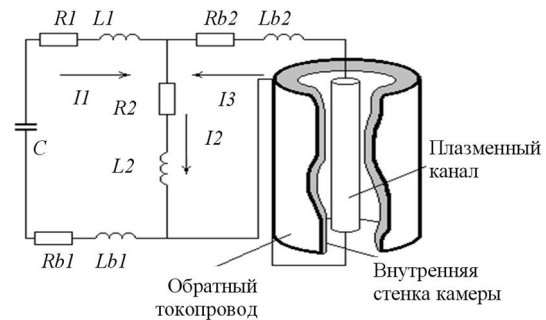


Рис. 1. Схема замещения разрядного контура с ИЕНЭ

Уравнения математической модели, записанные в одномерном магнитогидродинамическом приближении в лагранжевых массовых координатах, имеют вид

$$i = \rho \frac{\partial(rH)}{\partial s}, \quad \mu_0 \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{H}{\rho r} \right) = \frac{\partial E}{\partial s}, \quad (1)$$

$$i = \sigma E, \quad f = \frac{\mu_0 i H}{\rho}, \quad q = \sigma E^2, \quad (2)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{\rho} \right) = \frac{\partial}{\partial s} (rv), \quad \frac{\partial v}{\partial t} = -r \frac{\partial p}{\partial s} + f, \quad v = \frac{\partial r}{\partial t}, \quad (3)$$

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial t} = -p \frac{\partial(rv)}{\partial s} + q - \frac{\partial W}{\partial s} - Q_V, \quad W = -\chi \rho r \frac{\partial T}{\partial s}, \quad (4)$$

$$\chi_R = \frac{16}{3} \sigma_B T^3 l_R, \quad l_R = 6,8 \cdot 10^{-10} \left(\frac{T}{10^4} \right)^{1,33} \left(10^3 \rho \right)^{-7/4}, \quad (5)$$

$$p = p(\rho, T), \quad \varepsilon = \varepsilon(\rho, T), \quad \chi = \chi(\rho, T), \quad \sigma = \sigma(\rho, T), \quad (6)$$

$$R_2 = R_2(j_{2m}, Q_2, dQ_2/dt), \quad j_{2m} = I_{2m}/S_0, \quad (7)$$

$$Q_2 = \int I_2(t)^2 \cdot R_2 dt, \quad (8)$$

где r – пространственная координата; t – время; s – лагранжева массовая координата ($ds = r dr$); μ_0 – магнитная постоянная; σ – удельная электропроводность; f, q – плотность электромагнитной силы и мощность тепловых источников в пересчете на единицу массы; W – суммарный тепловой поток; Q_V – объемные потери энергии излучением; χ – удельная теплопроводность, определяемая суммой удельной электронной χ_E , молекулярной χ_M и лучистой χ_R теплопроводности; σ_B – постоянная Стефана-Больцмана; l_R – средняя длина свободного пробега излучения по Росселанду; I_{2m}, j_{2m} – амплитудные значения тока и плотности тока в фольге электровзрывного коммутатора; S_0 – начальная площадь поперечного сечения фольги; Q_2 – энергия, выделившаяся в коммутаторе.

Электродинамические процессы в разрядной камере описываются уравнениями электромагнитного поля (1) – (2). Движение среды количественно характеризуется законами сохранения массы и количества движения (3). Закон сохранения энергии (4) представляет собой уравнение баланса энергии по видам: механической, электромагнитной, тепловой, излучения. В рассматриваемом случае высокой оптической плотности плазмы справедливо приближение лучистой теплопроводности [6]. В конце активной стадии разряда, когда плотность плазмы мала вследствие ее расширения она начинает излучать из всего объема. В этом случае необходим учет Q_V в (4). Зависимости (6), характеризуют термодинамические функции и коэффициенты переноса среды в межэлектродном промежутке [7].

Изменение сопротивления алюминиевой фольги электровзрывного коммутатора определяется соотношениями (7), полученными экспериментально для широкого диапазона значений диссипированной в нем энергии [8, 9].

Значение разрядного тока в (9) определяется совместным решением уравнений электромагнитного поля с уравнениями внешней электрической цепи [2, 4]. Для замкнутого контура любой схемы замещения в условиях цилиндрической симметрии разрядной камеры справедливо уравнение Максвелла в интегральной форме

$$\oint E dm = - \frac{\mu_0 l}{2\pi} \frac{d}{dt} \left[I_3(t) \ln \frac{r_\Gamma}{r_k(t)} \right], \quad (9)$$

где l – длина межэлектродного промежутка; I_3 – ток плазменного канала; r_Γ – радиус камеры; r_k – радиус канала.

В расчетах задавались базовые параметры разрядного контура, соответствующие параметрам малоиндуктивной установки [8] со значениями емкости ЕНЭ $15,3 \cdot 10^{-6}$ Ф, заряженного до начального напряжения $8 \cdot 10^4$ В, суммарной индуктивности ЕНЭ и разрядника в цепи накачки ИНЭ $5 \cdot 10^{-8}$ Гн, индуктивности размыкателя $1,3 \cdot 10^{-7}$ Гн, паразитной индуктивности ветви нагрузки $9 \cdot 10^{-8}$ Гн, активных сопротивлений шин контура накачки ИНЭ и ветви нагрузки 10^{-2} Ом и $7 \cdot 10^{-3}$ Ом соответственно, длины канала разряда 0,2 м и радиуса обратного токопровода 0,13 м. Заданное время бездугового разрыва цепи в моделируемой схеме ($\sim 10^{-6}$ с) обеспечивалось размыкателем с длиной фольги 0,93 м, шириной 0,15 м, толщиной 10^{-5} м. Индуктивность ИНЭ в контуре составляла $1,5 \cdot 10^{-7}$ Гн.

ЗАВИСИМОСТЬ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В РАЗРЯДНОМ КОНТУРЕ ОТ ДЛИНЫ КАНАЛА РАЗРЯДА

Исследование влияния длины межэлектродного промежутка на характеристики электрического разряда выполнялось с учетом нелинейности сопротивления и индуктивности канала на всей активной стадии переходного процесса, включающей и стадию переключения тока в канал. Длина межэлектродного промежутка варьировалась в диапазоне 0,01–0,8 м. Остальные параметры разрядного контура соответствовали базовым значениям.

До момента начала переключения тока в плазменную нагрузку процессы в разрядном контуре не зависят от ее параметров (рис. 2,а). Увеличение длины плазменного канала характеризуется:

- снижением амплитуды тока разряда и скорости переключения его в нагрузку (рис. 2,а);
- уменьшением начальной скорости переключения тока в канал (рис. 2,б);
- увеличением скачка напряжения на размыкателе (рис. 2,в);
- возрастанием энергии, расходуемой из индуктивного накопителя на размыкание цепи (табл. 1);
- независимым значением напряжения и энергии емкостного накопителя в момент окончания размыкания контура (табл. 1);
- снижением энергии, введенной в канал за время всей активной стадии разряда.

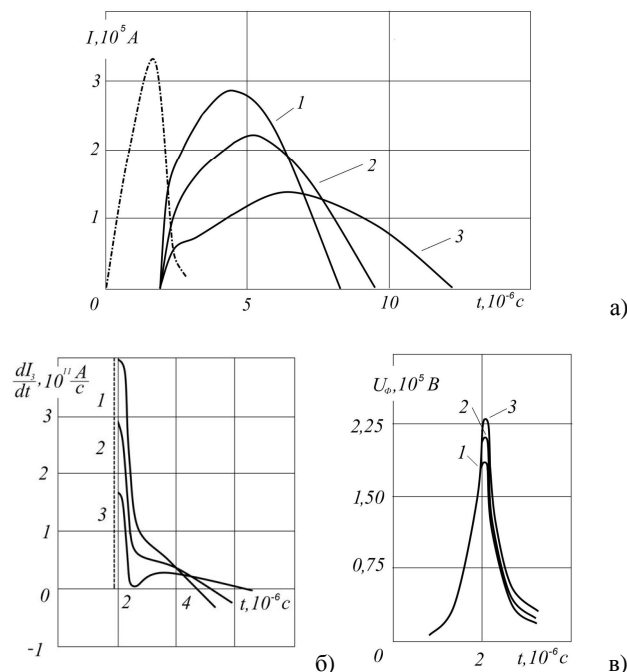


Рис. 2. Влияние длины канала на электрические характеристики разряда: а – токи в ветвях контура: ток размыкателя I_2 (штрих-пунктир); ток канала I_3 (сплошные линии); б – скорость изменения тока в межэлектродном промежутке; в – напряжение на коммутаторе (активная составляющая). Кривые: 1 – $l = 0,2$ м; 2 – $l = 0,4$ м; 3 – $l = 0,8$ м

Таблица 1
Выделившаяся или запасенная энергия (10^3 Дж) в элементах контура в момент окончания процесса размыкания для различных значений длины канала разряда

Элемент схемы замещения	Длина канала (м)		
	0,2	0,4	0,8
Емкостный накопитель	15,2	15,2	15,2
Индуктивный накопитель	3,1	1,6	0,5
Активное сопротивление размыкателя	24,8	26,4	27,7
Активное сопротивление канала	3,6	3,3	3,0

Временные зависимости тока (рис. 2,а), радиуса канала и удельной электропроводности плазмы (рис. 3) для различных значений его длины l поясняют поведение остальных электродинамических характеристик канала (рис. 4). Слабое влияние длины канала на изменение радиуса плазменного столба в начальной стадии протекания через него тока, а также снижение амплитуды тока при увеличении длины межэлектродного промежутка приводят к ниспадающему характеру зависимостей $i_m(l)$, $q_m(l)$, $H_m(l)$ и $f_m(l)$, изображенных на рис. 4.

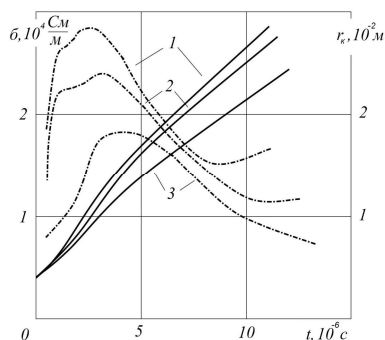


Рис. 3. Влияние длины на удельную электропроводность плазмы (штрих-пунктирные линии) и радиус токопроводящего столба (сплошные линии).

Кривые: 1 – $l = 0,2$ м; 2 – $l = 0,4$ м; 3 – $l = 0,8$ м

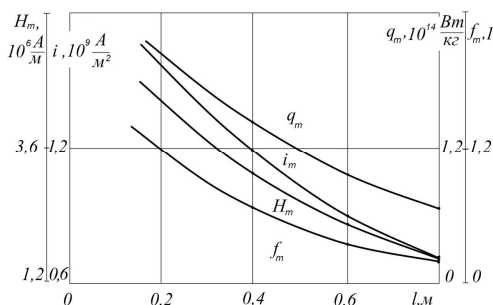


Рис. 4. Влияние межэлектродного расстояния на электродинамические характеристики канала разряда

Следует отметить, что при увеличении длины канала снижается уровень энергии, остающейся в индуктивном накопителе в момент окончания коммутации (табл. 1). Так, при длине $l = 0,8$ м уже более 90 % запасенной в ИНЭ энергии расходуется к моменту окончания процесса размыкания ветви электровзрывным коммутатором.

Результаты выполненных расчетов свидетельствуют также о том, что значение энергии, введенной в канал на стадии переключения тока, имеет максимум при длине межэлектродного промежутка $l = 0,1$ м.

Уровень энергии, вложенной в канал, плавно снижается в окрестности этого значения. Более крутой спад наблюдается только при $l \leq 0,05$ м, когда индуктивность канала значительно меньше паразитной индуктивности ветви нагрузки и не влияет на увеличение амплитуды тока, а сопротивление канала становится сравнимым с сопротивлением шин цепи разряда. В противном случае, при длине канала разряда ($l > 0,3$ м) его индуктивность и активное сопротивление ограничивают амплитуду тока. В пределе $l = \infty$, $R_n = \infty$, $I_3 = 0$, $W_n = 0$ (режим холостого хода). Этим объясняется уменьшение амплитудных значе-

ний температуры и давления плазмы при увеличении длины канала разряда.

Так, при заданных параметрах контура давление и температура канала оказываются сильно зависящими от длины межэлектродного промежутка. Изменение l от 0,2 м до 0,8 м приводит к уменьшению расчетных максимальных значений давления на оси цилиндрического плазменного канала от $4,4 \cdot 10^7$ Па до $1,7 \cdot 10^7$ Па, а температуры – от $4,0 \cdot 10^4$ К до $2,7 \cdot 10^4$ К.

Необходимо отметить, что из-за высокого сопротивления и собственной индуктивности канала его подпитка от ИНЭ оказывается малоэффективной при $l = 0,8$ м. В этом режиме скорость переключения тока падает практически до нуля (кривая 3 на рис. 2,б) в конце процесса размыкания. И только лишь по мере увеличения удельной электропроводности плазмы за счет нагрева (медленный подъем кривой $\sigma(t)$ при $l = 0,8$ м иллюстрирует кривая 3 на рис. 3) и роста радиуса токопроводящей области скорость изменения тока на второй стадии переключения возрастает.

ВЛИЯНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ПОДКЛЮЧЕНИЯ ВЕТВИ НАГРУЗКИ НА ПРОЦЕССЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РАЗРЯДА

При обрыве размыкателем тока I_2 (рис. 1) на ИНЭ и на элементах ветви нагрузки, в том числе и на включенном в ней газовом разряднике, происходит скачкообразное увеличение напряжения. В связи с этим возникает задача исследования зависимости характеристик разряда от напряжения пробоя U_n разрядника в ветви нагрузки контура с ИЕНЭ. Для решения задачи в указанной постановке в численных расчетах напряжение срабатывания разрядника относительно начального напряжения U_0 на конденсаторной батарее $U'_p = U_n/U_0$ варьировалось в пределах $1 \leq U'_p \leq 3,5$. Нижний предел этого неравенства задан из условия обеспечения подключения ветви нагрузки в момент начала размыкания цепи зарядки ИНЭ. С другой стороны, в контуре с заданными параметрами при $U'_p > 3,5$ напряжение пробоя превышает определенное экспериментально максимально достижимое значение (в режиме холостого хода без ветви нагрузки) перенапряжения на размыкателе и подключения межэлектродного промежутка в контур разряда не происходит [8].

В контуре электрического разряда с ИЕНЭ коммутация тока в нагрузку осуществляется в две стадии (рис. 5,а). Для первой (быстрой) стадии характерна высокая начальная скорость переключения тока в нагрузку. Влияние напряжения пробоя U'_p на процессы в течение этой стадии выражается в задержке коммутации тока в канал с ростом U'_p . Это объясняется возрастанием времени до срабатывания разрядника при увеличении напряжения его пробоя. При этом растет как значение энергии, выделившейся в размыкателе, так и его сопротивление в момент начала коммутации тока в ветвь нагрузки (табл. 2). Увеличение расхода энергии на размыкание цепи происходит за счет дополнительного вывода магнитной энергии из ИНЭ. Поэтому большим значениям напряжения U'_p соответствуют меньшие значения тока первой стадии переключения.

Из этого следует, что в результате роста напряжения подключения межэлектродного промежутка в контур на быстрой стадии коммутации уменьшается максимальное значение тока, протекающего через канал, но увеличивается амплитуда скорости его изменения. Такое двоякое влияние напряжения U'_p на

электрические и энергетические характеристики разряда приводит к характерному изгибу кривых зависимостей амплитудных значений характеристик $i_m(U'_p)$, $q_m(U'_p)$, $H_m(U'_p)$, представленных на рис. 6. Действительно, ввиду того, что радиус канала не остается постоянным за время размыкания контура (рис. 7), максимальные значения этих характеристик определяются как значением тока, так и скоростью его переключения в канал. При высоких напряжениях пробоя ($U'_p = 3$) значение тока в канале к моменту окончания коммутации невелико (рис. 5, а, кривая 3).

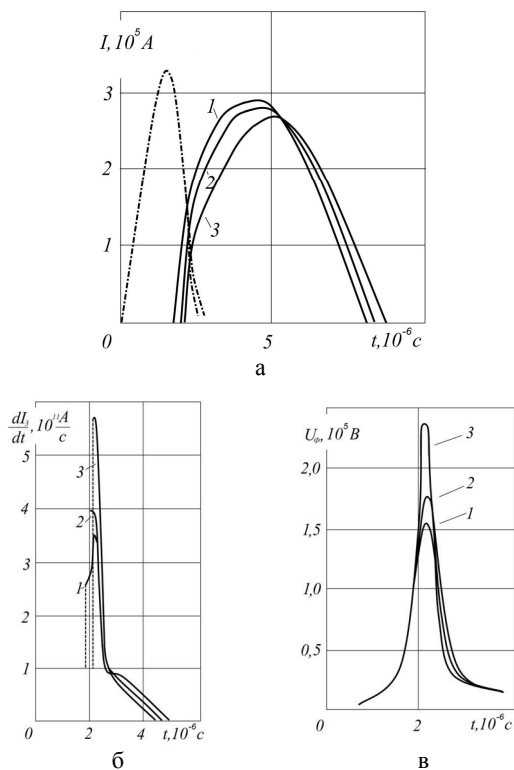


Рис. 5. Электрические характеристики разряда при различных значениях напряжения подключения ветви нагрузки: а – токи в ветвях контура: ток размыкателя, I_1 (штрих-пунктир); ток канала, I_2 (сплошные линии); б – скорость переключения тока в канал; в – напряжение на коммутаторе. Кривые: 1 – $U'_p = 1$; 2 – $U'_p = 1,5$; 3 – $U'_p = 3$

Выделившаяся или запасенная энергия (10^3 Дж) в элементах контура в момент окончания электровзрывной коммутации для различных значений напряжения пробоя разрядника U'_p

Элемент схемы замещения	Напряжение пробоя U'_p (о.е)		
	1,0	1,5	3,0
Емкостный накопитель	13,6	15,2	3,0
Индуктивный накопитель	4,2	3,1	1,5
Активное сопротивление размыкателя	23,8	24,8	27,1
Активное сопротивление канала разряда	5,1	3,6	0,9

В соответствии с рис. 5 при повышении U'_p происходит:

- увеличение времени до начала коммутации тока в межэлектродный промежуток;
- снижение максимального значения тока первой стадии разряда;
- возрастание скорости переключения тока;
- уменьшение длительности первой стадии переключения тока от момента коммутации до момента излома на кривой тока;
- рост перенапряжения на размыкателе.

Однако в рассмотренном диапазоне изменения параметров контура с ИЕНЭ особенностью разряда является отсутствие экстремумов у зависимостей электродинамических характеристик от напряжения пробоя (рис. 6). Одновременно следует отметить, что в контуре с ИЕНЭ эти зависимости имеют более высокие значения, чем в случае разряда в контуре с ИНЭ [5]. Расчеты свидетельствуют о том, что указанные различия объясняются подпиткой межэлектродного промежутка от емкостного накопителя энергии. Как следует из рис. 7, на радиус токопроводящей области слабо влияет значение напряжения коммутации разрядника. Поэтому зависимость сопротивления канала от напряжения пробоя определяется влиянием U'_p на удельную электропроводность плазмы.

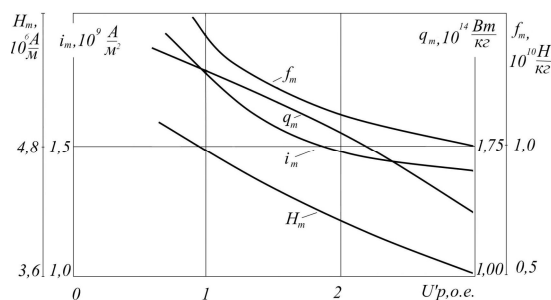


Рис. 6. Влияние напряжения подключения межэлектродного промежутка на максимальные значения электродинамических характеристик разряда в контуре с ИЕНЭ

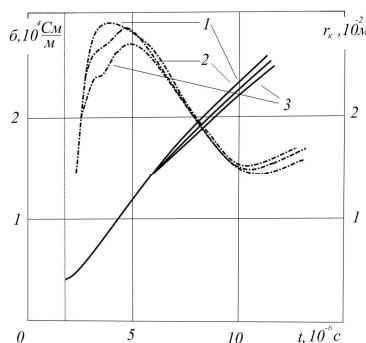


Рис. 7. Временные зависимости удельной электропроводности плазмы на оси канала (штрих-пунктир) и радиуса токопроводящего столба (сплошные линии) от напряжения подключения нагрузки. Кривые: 1 – $U'_p = 1$; 2 – $U'_p = 1,5$; 3 – $U'_p = 3$

Таким образом, при увеличении напряжения пробоя разрядника в ветви нагрузки из-за возрастания потерь энергии в размыкателе энергетический ввод в канал на первой стадии переключения тока снижается (табл. 2). В результате уменьшается температура плазмы, ее удельная электропроводность (рис. 7) и увеличивается сопротивление канала. Это затрудняет ввод в него энергии из емкостного накопителя на второй, более медленной стадии электрического разряда и приводит к снижению максимальных значений электродинамических характеристик канала при увеличении U'_p (рис. 6).

Значения амплитуд давления и температуры на оси канала аналогично электродинамическим характеристикам уменьшаются соответственно с $4,5 \cdot 10^7$ Па и $4,1 \cdot 10^4$ К при $U'_p = 1$ до $3,2 \cdot 10^7$ Па и $3,8 \cdot 10^4$ К, если $U'_p = 3$.

На второй стадии переключения тока, когда сопротивление канала из-за его расширения и увеличе-

ния электропроводности уже относительно мало, энергетика в межэлектродный промежуток из ИЭЭ с увеличением напряжения пробоя возрастает. При больших U_p за счет этого несколько компенсируется недостаток энергии, введенной в межэлектродный промежуток при больших U_p на первой стадии переключения. В результате крутизна функции $i_{3m}(U_p)$ уменьшается (рис. 6). Однако время достижения тока амплитудного значения возрастает.

Таким образом, в контуре с ИЭЭ зависимости электродинамических характеристик от напряжения пробоя U_p не имеют экстремумов. Это объясняется неодинаковым уровнем подпитки межэлектродного промежутка конденсаторной батареей. Кроме того, характеристики имеют крутой спад в области малых значений U_p (рис. 6). Следствием этого является значительная чувствительность амплитуды давления плазмы канала к напряжению пробоя.

ВЛИЯНИЕ ИНДУКТИВНОСТИ ИЭЭ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

Теоретический и практический интерес представляет также выяснение влияния индуктивности накопителя на характеристики электрического разряда в межэлектродных промежутках разрядных контуров с ИЭЭ. В настоящей работе при проведении численных расчетов значение индуктивности ИЭЭ изменялось в пределах $5 \cdot 10^{-8} \dots 10^{-6}$ Гн. Остальные параметры схемы замещения соответствовали базовым.

Анализ результатов численного моделирования свидетельствует о существовании такого диапазона изменения значений индуктивности, в котором возможно эффективное управление характеристиками канала разряда, а также давлением и температурой плазмы в нем.

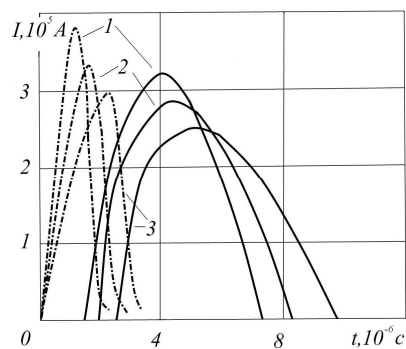
Процессы начальной стадии переключения тока в нагрузку при увеличении индуктивности ИЭЭ характеризуются:

- а) увеличением времени от начала разряда в контуре до момента возникновения тока в межэлектродном промежутке (рис. 8,а);
- б) снижением амплитуды тока ИЭЭ в докоммутационной стадии разряда;
- в) ростом максимального значения тока канала на первой стадии переключения;
- г) уменьшением скачка напряжения на размыкателе (рис. 8,б);
- д) увеличением энергии, запасенной в ИЭЭ в момент начала переключения тока (табл. 3).

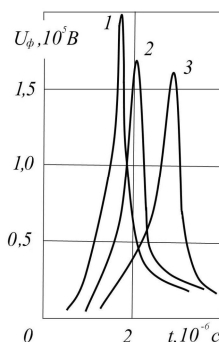
При этом максимальное значение скорости переключения тока изменяется незначительно (рис. 8,в).

Рост индуктивности ИЭЭ приводит к уменьшению амплитуды тока канала. При этом возрастает как время до наступления максимума тока, так и до перехода тока через ноль.

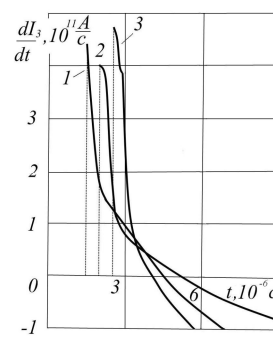
Уменьшение амплитуды тока разряда при увеличении индуктивности ИЭЭ объясняется снижением запаса энергии в конденсаторной батарее к моменту окончания первой стадии переключения тока. О динамике процессов, сопровождающих энергетика в межэлектродный промежуток, можно судить по совмещенным во времени зависимостям удельной электропроводности плазмы, радиуса токопроводящего столба (рис. 9), а также других важных характеристик разряда.



а



б



в

Рис. 8. Временные зависимости характеристик электрического разряда в контуре с комбинированным индуктивно-емкостным накопителем при различных значениях индуктивности ИЭЭ: а – токораспределение в ветвях контура: штрих-пунктирные линии – ток размыкателя, I_2 ; сплошные линии – ток канала, I_3 ; б – напряжение на размыкателе; в – скорость изменения тока в канале. Кривые: 1 – $L_I = 5 \cdot 10^{-8}$ Гн; 2 – $L_I = 1,5 \cdot 10^{-7}$ Гн; 3 – $L_I = 3 \cdot 10^{-7}$ Гн

Таблица 3

Выделившаяся или запасенная энергия (10^3 Дж) в элементах контура в момент начала коммутации для различных значений индуктивности ИЭЭ

Элемент схемы замещения	Индуктивность ИЭЭ (Гн)		
	$5 \cdot 10^{-8}$	$1,5 \cdot 10^{-7}$	$3 \cdot 10^{-7}$
Емкость конденсаторной батареи	23,3	20,3	17,2
Индуктивность ИЭЭ	2,6	6,8	10,3
Активное сопротивление размыкателя	13,9	14,0	14,7
Активное сопротивление канала разряда	0	0	0

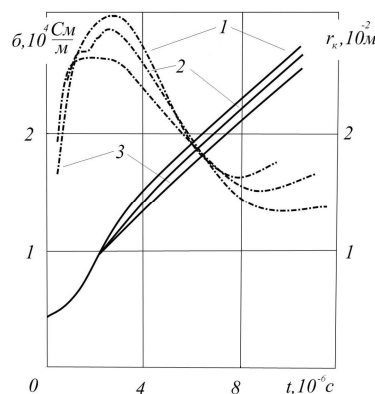


Рис. 9. Временные зависимости радиуса канала разряда (сплошные линии) и удельной электропроводности плазмы на его оси (штрих-пунктирные линии) для различных значений индуктивности ИЭЭ. Кривые: 1 – $L_I = 5 \cdot 10^{-8}$ Гн; 2 – $L_I = 1,5 \cdot 10^{-7}$ Гн; 3 – $L_I = 3 \cdot 10^{-7}$ Гн

Удельная электропроводность плазмы достигает своего амплитудного значения на второй стадии переключения тока, когда температура плазмы близка к максимальной. Причем, чем больше индуктивность накопителя, тем ниже амплитуда зависимостей $\sigma(t)$, $T(t)$ на оси канала. Однако скорость увеличения удельной электропроводности максимальна на первой стадии переключения тока и тем выше, чем значительнее объемная мощность, обеспечиваемая запасом магнитной энергии, то есть, чем выше индуктивность ИНЭ.

Анализ электродинамических характеристик (рис. 10) показывает, что поведение зависимостей максимальных значений плотности тока и удельной объемной мощности от индуктивности накопителя определяется скоростью ввода магнитной энергии ИНЭ в межэлектродный промежуток.

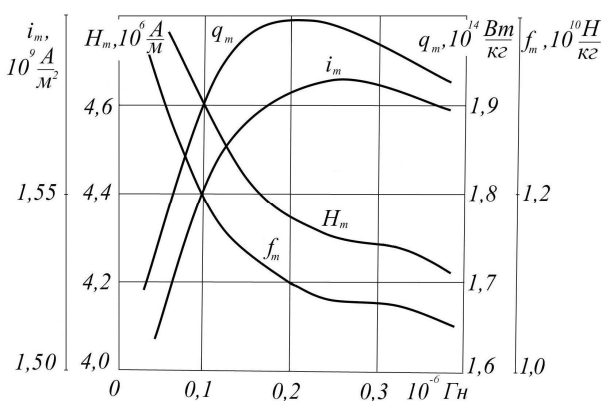


Рис. 10. Влияние индуктивности ИНЭ на электродинамические характеристики разряда

В рассматриваемом случае питания канала от индуктивно-емкостного накопителя увеличение индуктивности ИНЭ L_I приводит к снижению амплитуды тока, что определяет уменьшение значений зависимости напряженности магнитного поля от индуктивности накопителя. Характер кривой электромагнитной силы определяется поведением функций $i_m(L_I)$, $H_m(L_I)$ (рис. 10).

Характерно, что амплитуда давления канала определяется значением удельной электромагнитной мощности. Именно поэтому кривая давления достигает максимума на уровне $4,4 \cdot 10^7$ Па при $L_I = 1,5 \cdot 10^{-7}$ Гн. В то же время максимальная температура на оси канала коррелирует с амплитудой тока, составляя $4,3 \cdot 10^4$ К и $3,7 \cdot 10^4$ К при изменении L_I от $5 \cdot 10^{-8}$ Гн до $3 \cdot 10^{-7}$ Гн соответственно.

ВЫВОДЫ

1. Определен количественный характер изменения значений электродинамических характеристик разряда, а также давления и температуры плазмы в зависимости от длины канала, напряжения включения плазменной нагрузки в разрядный контур, индуктивности ветви нагрузки.

2. Выполненный анализ свидетельствует о том, что изменение параметров разрядного контура позволяет в широких пределах изменять режимы выделения энергии в плазменной нагрузке и влиять на характеристики электрического разряда, что важно для разработки разрядно-импульсного оборудования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бурцев В.А., Калинин Н.В., Лучинский А.В. Электрический взрыв проводников и его применение в электрофизических установках. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 432 с.
2. Щерба А.А., Дубовенко К.В. Высоковольтные электро-разрядные компактные системы. К.: Наукова думка, 2008. – 270 с.
3. Дубовенко К.В. Взаимодействие ударных волн в плазме канала сильнооточного разряда в камере высокого давления // Журн. техн. физики, 1992. – Т. 62, № 6. – С. 83-93.
4. Самарский А.А., Попов Ю.П. Разностные методы решения задач газовой динамики. – М.: Наука, 1980. – 352 с.
5. Дубовенко К.В. Влияние параметров электровзрывного размыкателя на характеристики электрического разряда в контуре с индуктивным накопителем энергии // Вестник НТУ "ХПИ". – 2009. – № 41. – С. 54-61.
6. Зельдович Я.Б., Райзер Ю.П. Физика ударных волн и высокотемпературных газодинамических явлений. – М.: Наука, 1966. – 686 с.
7. Замышляев Б.В., Ступицкий Е.Л., Гузь А.Г. Состав и термодинамические функции плазмы. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 144 с.
8. Бурцев В.А., Литунский В.Н., Прокопенко В.Ф. Исследование электрического взрыва фольг // Журн. техн. физики. – 1977. – №8. – С. 1642-1652.
9. Бурцев В.А., Калинин Н.В. Индуктивно-емкостные накопители энергии и их коммутация с помощью электрического взрыва фольг // Вопр. атомной науки и техн. – М., 1983. – Вып. 2: Термоядерный синтез. – С. 27-46.

Bibliography (transliterated): 1. Burcev V.A., Kalinin N.V., Luchinskij A.V. `Elektricheskiy vzryv provodnikov i ego primeneniye v `elektrofizicheskikh ustanovkakh. - M.: `Energoatomizdat, 1990. - 432 s. 2. Scherba A.A., Dubovenko K.V. `Vysokovol'tnyye `elektrozryadnye kompaktnyye sistemy. K.: Naukova dumka, 2008. - 270 s. 3. Dubovenko K.V. `Vzaimodejstvie udarnykh voln v plazme kanala sil'notochnogo razryada v kamere vysokogo davleniya // Zhurn. tehn. fiziki, 1992. - T. 62, № 6. - S. 83-93. 4. Samarskiy A.A., Popov Yu.P. `Raznostnyye metody resheniya zadach gazovoy dinamiki. - M.: Nauka, 1980. - 352 s. 5. Dubovenko K.V. `Vliyanie parametrov `elektrovzryvnogo razmykatelya na karakteristiki `elektricheskogo razryada v konture s induktivnym nakopitelem `energii // Vestnik NTU "HPI". - 2009. - № 41. - S. 54-61. 6. Zel'dovich Ya.B., Rajzer Yu.P. `Fizika udarnykh voln i vysokotemperaturnykh gazodinamicheskikh yavlenij. - M.: Nauka, 1966. - 686 s. 7. Zamyshlyayev B.V., Stupickij E.L., Guz' A.G. `Sostav i termodinamicheskie funktsii plazmy. - M.: `Energoatomizdat, 1984. - 144 s. 8. Burcev V.A., Litunovskij V.N., Prokopenko V.F. `Issledovanie `elektricheskogo vzryva fol'g // Zhurn. tehn. fiziki. - 1977. - №8. - S. 1642-1652. 9. Burcev V.A., Kalinin N.V. `Induktivno-ekmostnyye nakopiteli `energii i ih kommutatsiya s pomosh'yu `elektricheskogo vzryva fol'g // Voпр. atomnoj nauki i tehn. - M., 1983. - Vyp. 2: Termoyadernyj sintez. - S. 27-46.

Поступила 30.01.2012

Дубовенко Константин Викторович, д.т.н.
Николаевский государственный аграрный университет
кафедра электротехнологий и электроснабжения
54010, Николаев, ул. Парижской Коммуны, 9
тел.: (0512) 341082, e-mail: dubovenko2010@gmail.com

Dubovenko K.V.

Influence of parameters of an electrical discharge circuit with an inductive-capacitive energy store on spark discharge characteristics.

Numerical simulation of high power air spark discharge characteristics in a circuit with an inductive-capacitive energy store and a foil blasting release has been carried out with a magnetohydrodynamic approach application. Influence of the discharge circuit parameters (the plasma channel length, voltage of the plasma load connection to the discharge circuit, inductor store inductance) on the spark characteristics has been determined.

Key words – electrical discharge, circuit parameters, inductive-capacitive energy store.

СПОСІБ ЗНИЖЕННЯ КИДКІВ СТРУМУ В СИСТЕМІ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ТЯГИ В АВАРІЙНОМУ РЕЖИМІ "ЗНЯТТЯ ВІДНОВЛЕННЯ" НАПРУГИ НА СТРУМОПРИЙМАЧІ

Експериментальними та теоретичними методами виконано оцінку впливу режиму "відриву-торкання" струмоприймача на електромагнітні процеси в електрорухомому складі постійного струму. Запропоновано застосовувати накопичувачі електричної енергії для зменшення кидків струму в момент відновлення живлення.

Експериментальними та теоретичними методами виконана оцінка впливу режиму "отрыв-касание" токоприемника на электромагнитные процессы в электроподвижном составе постоянного тока. Предложено использовать накопители электрической энергии для уменьшения бросков тока в момент восстановления питания.

ВСТУП

Режим короткочасного зняття напруги на струмоприймачі електрорухомого складу (ЕРС) з наступним її відновленням, на рівні з режимом короткого замикання в елементах системи електричної тяги, є найчастішим і найбільш небезпечним аварійним режимом. Як випливає з результатів багатьох досліджень [1, 2], у цьому режимі виникають 3,5...4-кратні і навіть більші струмові перенавантаження тягових електродвигунів (ТЕД) ЕРС, що призводять до колових вогнів на їх колекторах, а, отже, і до виходу із ладу самих двигунів. Одночасно, як показують наші експериментальні та теоретичні (шляхом математичного моделювання) дослідження, у цьому режимі "зняття-відновлення" напруги, який спостерігається, наприклад, при відриві струмоприймача від контактної проводу з наступним його доторканням, мають місце також кидки і фідерних струмів у системі тягового електропостачання (рис.1 і 2).

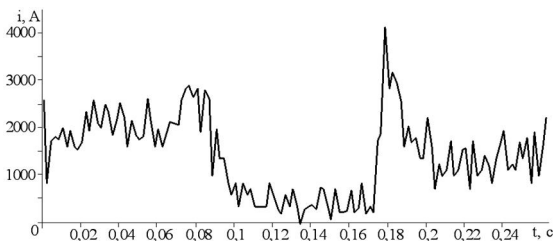


Рис. 1. Експериментальна осцилограма фідерного струму на ділянці Горяїнове-Сухачівка у режимі "відриву-доторкання" струмоприймача електровозу ЧС-7

Як відомо, основною причиною появи зазначених кидків струму в колах ЕРС, а, отже, і фідерних струмів є характер зміни в часі магнітного потоку $\Phi(t)$ магнітопроводу ТЕД. При тривалості часу зняття напруги $t_{\text{зн}} > 0,5$ с величина $\Phi(t)$ суттєво загасає. Відповідно і величина проти-е.р.с. якорів $e(t) = C_e \cdot \omega \cdot \Phi(t)$ складає невелике значення, (швидкість обертання ω якорів не змінюється за інтервал часу перехідного процесу, що розглядається). При миттєвому відновленні напруги U_c на ЕРС (після доторкання струмоприймача до контактної проводу) магнітний потік $\Phi(t)$, а, отже, і проти-е.р.с., ТЕД починають зростати, але не кидком, як напруга U_c , а сповільнено внаслідок демпферуючої дії вихрових струмів [2] магнітопроводу ТЕД (рис. 3).

Як результат, в початковий момент відновлення напруги на струмоприймачі U_c створюється різниця між цією напругою і проти-е.р.с., яка при малому активному опорі обмоток якоря і збудження (ОЗ) ТЕД і

обумовлює значний кидок струму якоря ТЕД (а, отже, і фідерного струму). Тобто, для недопущення виникнення кидків струмів можливо використання одного із таких двох підходів. Перший – недопущення значного зменшення магнітного потоку $\Phi(t)$ після втрати напруги (й тим самим зменшення струму в ОЗ $i_a(t)$ ТЕД до нуля). Другий – різке прискорення збільшення $\Phi(t)$ до його початкового усталеного значення після повного відновлення напруги на струмоприймачі.

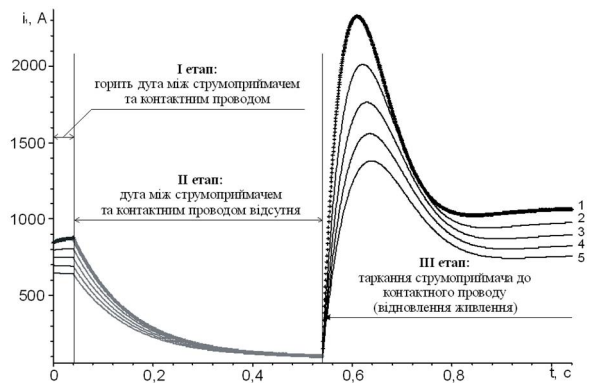


Рис. 2. Розрахункові часові залежності зміни фідерного струму тягової підстанції на протязі всього режиму "відриву-доторкання" струмоприймача при різній відстані від ТП до ЕРС (км): 1 – 2,0; 2 – 4,0; 3 – 6,0; 4 – 8,0; 5 – 10,0

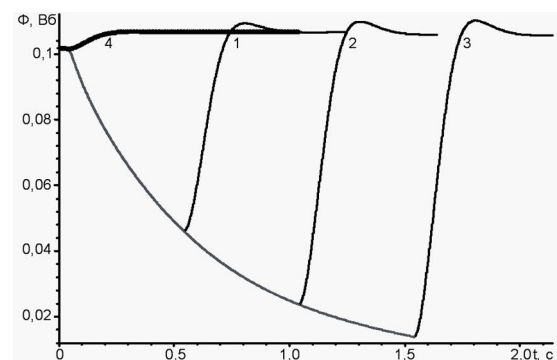


Рис. 3. Часові залежності зміни магнітного потоку в ТЕД на протязі всього режиму "відриву-доторкання" струмоприймача при різній тривалості етапу відсутності дуги (с): 1 – 0,5; 2 – 1,0; 3 – 1,5; 4 – 2-ий етап відсутній

СУТНІСТЬ ЗАПРОПОНОВАНОГО СПОСОБУ

На думку автора, існує практична можливість вирішити поставлену задачу за першим підходом. Для цього треба паралельно обмотці збудження кожного ТЕД увімкнути ємнісний (конденсаторний) накопичувач С електроенергії (рис. 4).

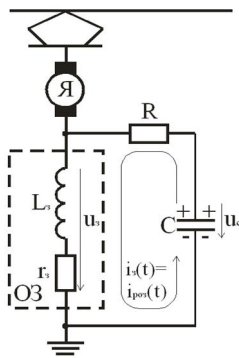


Рис. 4. Схема вмикання ємнісного накопичувача до ОЗ ТЕД

В останні 3...5 років ідея використання ємнісних накопичувачів в силових колах систем електричної тяги все частіше і у більшій степені цікавить дослідників, хоча публікацій ще замало. В [3, 4] ємнісні накопичувачі пропонуться використовувати для поліпшення тягових властивостей ЕРС шляхом збільшення сили тяги за зчепленням. Для зменшення розрахункової потужності тягових підстанцій (ТП) автор роботи [5] пропонує встановлювати на ЕРС "суперконденсаторні" батареї, накопичувати в них енергію електричного гальмування, а потім її передавати в тягову електромережу. Подібна пропозиція міститься в роботі [6], але конденсаторні накопичувачі плануються встановлювати на ТП. Застосування конденсаторних накопичувачів для пуску і розгону ЕРС, а також для стабілізації тягового навантаження запропоновано в [7]. Як впливає із цього аналізу, про використання ємнісних накопичувачів в аварійному режимі "втрата-відновлення" напруги публікації відсутні. Тому розглянемо докладно функції конденсаторного накопичувача і взагалі електромагнітні процеси в колі (рис. 4) на кожному з етапів явища "відриву-торкання" струмоприймача.

В нормальному усталеному режимі роботи ЕРС, коли струмоприймач торкається контактного провада, постійний струм (який дещо коливається, але з дуже низькою частотою) протікає по якорю і ОЗ, а конденсатор, зарядившись, має напругу U_C , яка дорівнює напрузі U_3 на обмотці збудження. Оскільки активний опір останньої r_3 малий, то і напруга на накопичувачі U_C теж має невелике значення. При відриві струмоприймача від контактного провада на початковому етапі, етапі горіння дуги, наприклад, тривалістю 40 мс для електровоза ДЕ1, у режимі повного збудження напруга на електровозі зменшується незначно на 50...70 В (рис. 5), сила струму в паралельних вітках силового тягового кола електровоза (тобто в якорях і ОЗ, рис. 6) знижується лише на 25...40 А, а в електровозі на 50...80 А тому і магнітний потік $\Phi(t)$ змінюється незначно, від 1,04 до 1,0 Вб (рис. 3).

У наступному етапі відриву струмоприймача (після розриву дуги) напруга на струмоприймачі різко знижується до нуля (рис. 5); теж саме стосується і струму в якорі, в ОЗ (рис. 6) і напруги на ній. В результаті ємнісний накопичувач починаючи розряджуватися через ОЗ (рис. 4), підтримує майже незмінним магнітний потік $\Phi(t)$ за весь термін часу відриву струмоприймача. Щоб останнє виконувалось потрібно здійснити вибір необхідного значення ємності конденсаторного накопичувача, враховуючи деякі умови, розглянемо їх.

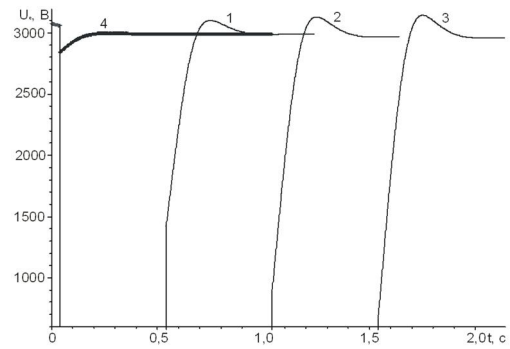


Рис. 5. Розрахункові часові залежності зміни напруги на струмоприймачі електровоза для умов рис. 3

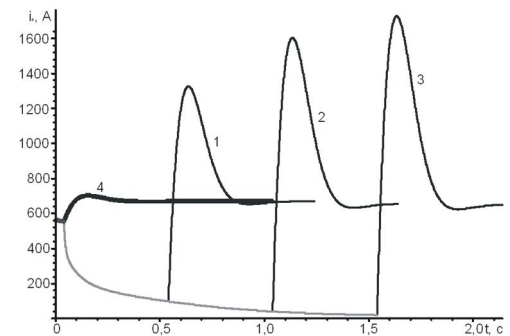


Рис. 6. Розрахункові часові залежності зміни струму якоря ТЕД електровоза для умов рис. 3

ВИБІР ПАРАМЕТРА НАКОПИЧУВАЧА

Умова перша. Як відомо [8], при розряді ємності через котушку (rL – кола), в залежності від значень параметрів r, L, C можливі три процеси розряду: аперіодичний, граничний і періодичний (коливальний). Виходячи із змісту поставленої задачі і характеру часової зміни перехідних величин у зазначених процесах [8], необхідно щоб процес розряду накопичувача через ОЗ (r_3, L_3 – коло) (рис. 4) був аперіодичним. Умовою такого розряду є те, щоб активний опір ОЗ r_3 перевищував критичний опір кола "накопичувач-ОЗ",

який дорівнює $2\sqrt{\frac{L_3}{C}}$ [8], тобто

$$r_3 > 2\sqrt{\frac{L_3}{C}}. \quad (1)$$

Звідки перша умова для визначення ємності C накопичувача полягає в тому, що

$$C > 4 \frac{L_3}{r_3^2}. \quad (2)$$

Умова друга. Для утворення і підтримки практично незмінного магнітного потоку $\Phi(t)$ на протязі всього терміну часу зняття t_{zn} напруги в цей інтервал часу через ОЗ повинен протікати перехідний розрядний струм $i_3(t)=i_{pos}(t)$ (рис. 4). А для цього тривалість перехідного процесу $T_{ПП}$ розряду ємності C через ОЗ повинна бути більшою, ніж t_{zn} , чи дорівнювати найбільшому значенню цього інтервалу часу:

$$T_{ПП} \geq t_{zn}^{max} \approx 1,5...2,0 \text{ с}. \quad (3)$$

Як відомо [8], тривалість будь-якого перехідного процесу $T_{ПП}$ визначається як

$$T_{ПП} = (4...5)\tau, \quad (4)$$

де τ – стала часу електричного кола, в якому протікає досліджуваний перехідний процес.

Визначимо τ для кола рис. 4, користуючись відомою методикою [8].

Комплексний опір кола

$$\underline{Z}(j\omega) = r_3 + j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C}.$$

Змінимо оператор $j\omega$ на оператор p , маємо

$$Z(p) = r_3 + pL_3 + \frac{1}{pC}.$$

Звідки характеристичне рівняння буде

$$r_3 + pL_3 + \frac{1}{pC} = 0, \quad (5)$$

$$\text{або } p^2 + p\frac{r_3}{L_3} + \frac{1}{L_3C} = 0.$$

Розв'язавши отримаємо корені:

$$p_{1,2} = -\frac{r_3}{2L_3} \pm \sqrt{\left(\frac{r_3}{2L_3}\right)^2 - \frac{1}{L_3C}}. \quad (6)$$

Якщо коло має один реактивний елемент, тоді корінь буде один (p) і тоді стала часу дорівнює:

$$\tau = \frac{1}{|p|}. \quad (7)$$

В нашій задачі два реактивних елементи і тому два кореня: p_1, p_2 що визначаються за (6). Тоді, користуючись формально формулами (3), (4), (6) і (7), можна записати

$$t_{3H}^{\max} \leq \frac{5}{\left| -\frac{r_3}{2L_3} + \sqrt{\left(\frac{r_3}{2L_3}\right)^2 - \frac{1}{L_3C}} \right|}, \quad (8)$$

а, також

$$t_{3H}^{\max} \leq \frac{5}{\left| -\frac{r_3}{2L_3} - \sqrt{\left(\frac{r_3}{2L_3}\right)^2 - \frac{1}{L_3C}} \right|}. \quad (9)$$

Формули (8), (9) є виразами другої умови вибору величини C , який потрібно здійснювати методом "перебору варіантів" (тобто значень до виконання нерівностей (8) і (9)).

Умова третя. В паралельному контурі рис. 4 не повинен виникати режим резонансу струмів, умовою якого є рівність реактивних провідностей паралельних віток: $B_{L0} = B_{C0}$, тобто

$$\frac{\omega_0 L_3}{(\omega_0 L_3)^2 + r_3^2} = \omega_0 C, \quad (10)$$

де ω_0 – кутова резонансна частота.

Далі треба діяти одним із таких двох підходів.

Перший. Вибравши значення ємності за першої і другої умовами і підставивши це значення в (10), знаходимо резонансну частоту ω_0 . Далі, виконуємо спектральний аналіз струму $i_3(t) = i_{\text{роз}}(t)$, що протікає через ОЗ, і аналізуємо та порівнюємо гармоніки цього струму з ω_0 на предмет можливості виникнення резонансу на певній частоті.

Другий. Виходячи із (10), робимо висновок, що резонанс струмів не виникне, якщо ємність буде

$$\frac{L_3}{(\omega L_3)^2 + r_3^2} \neq C. \quad (11)$$

Також виконуємо спектральний аналіз струму $i_3(t)$, знаходимо його гармоніки і почергово підставляючи їх в (11), визначаємо, при якій C буде виконуватись нерівність (11).

Вибравши значення ємності, треба реально переконатись, по-перше, що режим розряду буде аперіодичним, а не коливальним і, по-друге, визначити часову залежність потоку $\Phi(t)$, що дасть можливість встановити, чи дійсно він майже не змінюється за термін часу t_{3H} зняття напруги. Для цього запишемо рівняння за другим законом Кірхгофа для миттєвих величин для розрядного контура рис. 4.

$$r_3 \cdot i_3(t) + L_3 \frac{di_3}{dt} + u_C(t) = 0. \quad (12)$$

Враховуючи, що $i_3(t) = i_{\text{роз}}(t) = C(du_C/dt)$, після деяких простих перетворень, отримаємо:

$$\frac{d^2 u_C}{dt^2} + \frac{r_3}{L_3} \frac{du_C}{dt} + \frac{1}{CL_3} u_C(t) = 0. \quad (13)$$

Розв'язавши рівняння (13) при заданій початковій умові $u_C(t) = r_3 \cdot I$, знаходимо часову залежність зміни напруги $u_C(t)$ на ємності у перехідному процесі розряду накопичувача за відомим виразом

$$i_3(t) = i_{\text{роз}}(t) = C \frac{du_C}{dt}. \quad (13)$$

Визначаємо струм в ОЗ $i_3(t)$. Далі, для заданого певного двигуна ЕРС маємо криву намагнічення $\Phi(i_3)$. Перебудовуємо криві $i_3(t)$ і $\Phi(i_3)$, отримаємо $\Phi(t)$.

ВИБІР ТИПУ ЕЛЕМЕНТА НАКОПИЧУВАЧА

В якості ємнісного накопичувача пропонується використовувати іоністори або суперконденсатори. Згідно [9] розглядається застосування іоністорів типу ЭСМА серії 300, які випускаються серійно, мають ККД, рівний 0,86 і питому енергоємність $17,25 \cdot 10^5$ Дж/кг. Перспективними є також іоністори, що розроблені в лабораторіях ІОНХ ім. Вернадського [9]. Їх питома ємність складає 10 Ф/см³, енергоємність 45 Дж/кг, виготовлені на ємність 240...300 Ф і витримують мільйони циклів заряд-розряд при температурі від -50° до 70° .

В [3] в якості накопичувачів пропонується суперконденсатори, які можуть мати ємність $1...10^4$ Ф, до 107 циклів заряд-розряд без втрати ємності, напругу окремого елемента до 2,3 В. Промисловість виготовляє модулі з послідовним з'єднанням окремих елементів.

Автор роботи [10] пропонує використання конденсаторів типу 20ЭК404, які мають габарити $330 \times 346 \times 249$ мм, масу 25 кг, ємність 500 Ф, напругу 15 В і внутрішній опір 2,5 мОм.

Певно, з часом будуть розроблятися нові типи конденсаторів з покращеними параметрами і тому питання вибору типу накопичувача буде розв'язуватися простіше.

РЕЗУЛЬТАТИ ЧИСЕЛЬНИХ РОЗРАХУНКІВ ТА ЇХ АНАЛІЗ

Виконаємо вибір величини ємності C та розрахунок $i_3(t)$, $\Phi(t)$, для тягового електродвигуна типу ЕД141У1 електровоза ДЕ1; дані його обмотки збудження: $r_3 = 25,3$ мОм, $L_3 = 4,9$ мГн (при $I_{\text{ном}}$) [11].

Спектри миттєвих графіків тягового струму електровозів в їх нормальному режимі роботи приведені на рис. 7.

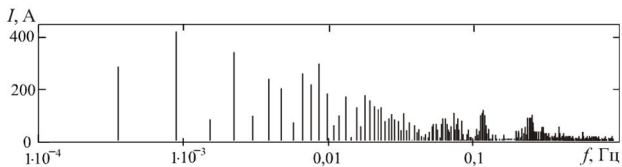


Рис. 7. Спектри миттєвих графіків тягового струму електровозу ДЭ1 [7]

Для визначення резонансної частоти ω_0 в аварійному режимі "зняття відновлення" напруги на струмоприймачі скористаємося дискретним перетворенням Фур'є [12]. Для перехідного струму якоря, представленого на рис. 6, дискретний спектр має вигляд рис. 8.

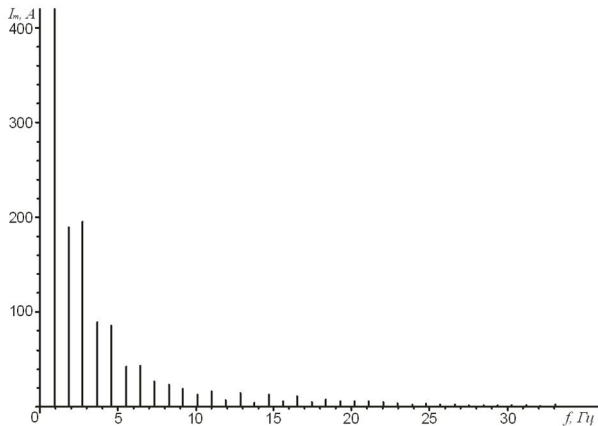


Рис. 8. Спектрограма струму якоря ТЕД в режимі "відрив-торкання" струмоприймача

Як випливає із рис. 7 та 8 найбільш значимі гармоніки коливаються у межах частот $f=(5 \cdot 10^{-4} \dots 15)$ Гц. Для уникнення резонансу струмів на цих частотах, дотримуючись умов (2), (8), (9), (11), нами було визначено, що значення ємності С повинно бути більше 30 Ф. Для реалізації вітки накопичення для розгляданого вище типу двигунів було обрано накопичувач з ємністю $C=500$ Ф.

Для уникнення значних кидків струму в початковий момент часу заряду і розряду конденсатора послідовно з суперконденсатором увімкнено резистори. Схема увімкнення вітки накопичення Н1...Н8 паралельно обмоткам збудження ОЗ1...ОЗ8 для "СП" з'єднання представлена на рис. 9.

Під час заряду конденсатора відкритий діод VD1, заряд відбувається через резистор опором 1 Ом, для обмеження струму заряду. Під час різкого спаду магнітного потоку при відриві струмоприймача, конденсатор розряджується через резистор опором 100 Ом: оскільки діод VD2 відкритий, а VD1 закритий. Вибір значення опору останнього резистора пояснюється налаштуванням на частоту $f=2,5 \cdot 10^{-5}$ Гц, яка знаходиться поза межами області значень найбільш впливових частот.

Для підтвердження розглядуваної практичної реалізації, за схемою заміщення рис. 9, автором було створено математичну модель "відриву-торкання" струмоприймача до контактного проводу. Вихідними даними математичного моделювання були основні параметри ТЕД ЕД-141У1: напруга на струмоприймачі $U_c=3000$ В, напругу заряду конденсатора визначено як незалежну початкову умову $U_C=15$ В струм якоря

на 40-й ходовій позиції "СП" з'єднання вантажного електровозу ДЕ1 прийнято $I_a=565$ А (встановлюється машиністом, під час руху електровозу). Значення кутової частоти та магнітного потоку для проти-е.р.с. ТЕД було отримано за електромеханічними характеристиками локомотива.

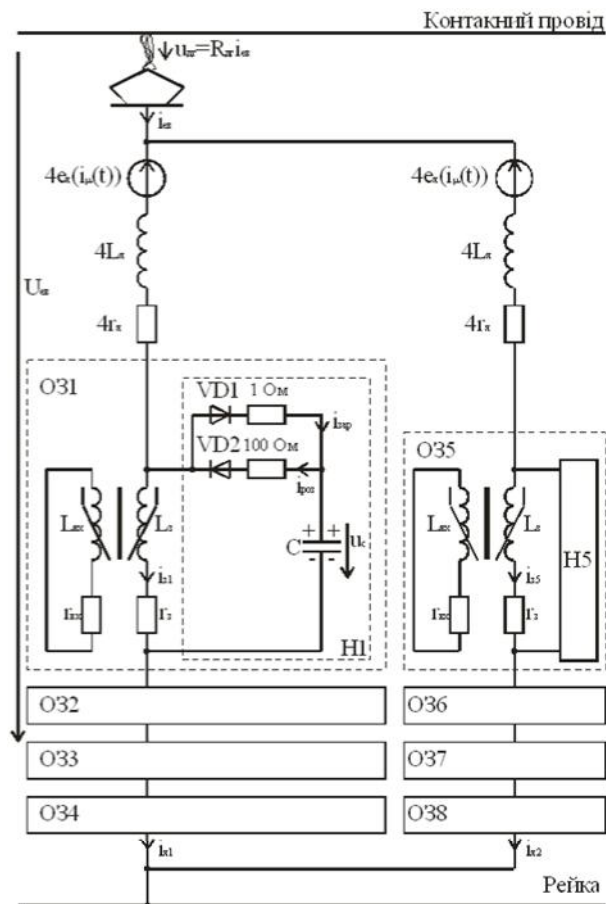


Рис. 9. Схема увімкнення вітки накопичення до обмотки збудження

Часові залежності магнітного потоку $\Phi(t)$ ТЕД і струму електровоза $i_{ев}(t)$ з накопичувачем і без нього зведені в одних площинах і представлені відповідно на рис.10 і 11.

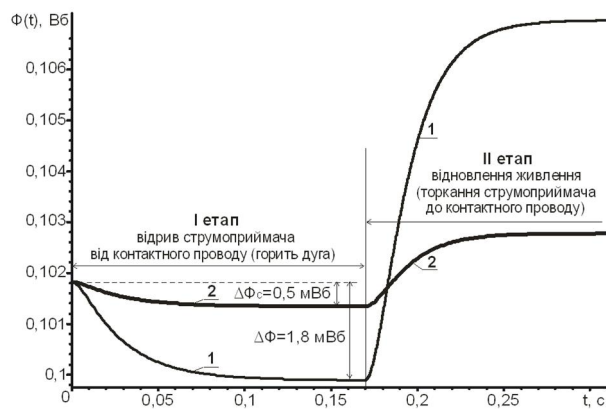


Рис. 10. Часові залежності зміни магнітного потоку ТЕД в режимі "зняття-відновлення" напруги на струмоприймачі: 1 – без ємнісного накопичувача; 2 – з суперконденсатором

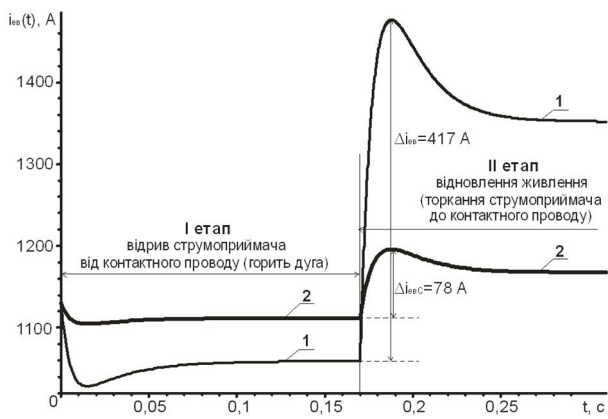


Рис. 11. Часові залежності зміни струму електровозу в режимі "зняття-відновлення" напруги на струмоприймачі: 1 – без ємнісного накопичувача; 2 – з суперконденсатором

З наведених графіків впливає таке.

1. Магнітний потік $\Phi(t)$ при наявності конденсаторного накопичувача спадає лише на $\Delta\Phi_c=0,5$ мВб, в той час як його спад без накопичувача дорівнює $\Delta\Phi=1,8$ мВб.

2. Наслідками п. 1 є значне зменшення кидка струму електровоза Δi_{es} , який у колі без накопичувача у $(417/78)\approx 5,3$ рази перевищує максимальне значення струму електровозу з вітками накопичення енергії.

Таким чином, наслідком увімкнення вітки накопичення паралельно ОЗ, буде значне покращення потенціального стану на колекторі ТЕД, а це, у свою чергу, зменшить кількість аварійних режимів перекриття колекторних пластин коловим вогнем.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- Сердинов С.М. Анализ работы и повышение надежности устройств энергоснабжения электрифицированных железных дорог. – М.: Транспорт, 1975 – 365 с.
- Мищенко Т.М. Підвищення ефективності роботи системи захисту силових кіл електровозів ДЕ 1 на основі досліджень перехідних аварійних електромагнітних процесів: Дис. канд. техн. наук. – Д.: ДНУЗТ, 2007. – 219 с.
- Широченко Н.Н., Алексеев Е.Н., Ванін І.В., Охотников Н.С. Канденсаторные накопители энергии для электроподвижного состава // Локомотив. – 2008. – № 8. – С. 31-33.
- Охотников Н.С. Использование накопителей энергии для повышения тяговых свойств электровозов // Вестник ВНИИЖТа. – 2010. – № 5. – С. 33-36
- Евстафьев А.М. Применение емкостных накопителей на электрическом подвижном составе // Электрификация, инновационные технологии, скоростное и высокоскоростное движение на железнодорожном транспорте. Материалы 5-го Международного симпозиума. Eltrans 2009. Российские железные дороги. Санкт-Петербург. 2009. – С. 537-545.
- Колб А.А. Аккумуляция энергии рекуперации электрифицированного транспорта с помощью емкостных энергонакопителей // Вісник ДНУЗТ. – 2010. – № 31. – С. 89-94.
- Саблін О.І. Повышение эффективности электропотребления электроподвижного состава постоянного тока: Дис. канд. техн. наук – Д.: 2009. – 190 с.
- Костін М.О., Шейкіна О.Г. Теоретичні основи електротехніки. – Д.: Вид-во ДНУЗТ, 2007. – Т. 2. – 276 с.
- Сергієнко М.І., Панасенко М.В., Пеліпейченко В.І., Гордієнко Д.О. Оцінка ефективності застосування накопичувачів електроенергії в енергетичній установці дизель-поїзда ДЕЛ-02 // Залізничний транспорт України. – 2011. – № 4. – С. 29-35.

10. Охотников Н.С. Повышение тяговых свойств электроподвижного состава при помощи накопителей энергии // Вестник ВНИИЖТа. – 2009. – № 3. – С. 27-31.

11. ЗТП.000.021.РЭ1. Электровоз магистральный ДЭ1. Руководство по эксплуатации. Описание и работа. – Д.: УЭЛНИИ, 2002. – Ч. 1. – 386 с.

12. М.О. Костін, П.Є. Михаліченко. Гармонійний склад фідерних напруг та струмів при аварійних режимах тягової мережі // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал. – Кременчук: КрНУ, 2011. – Вип. 4/2011 (16). – С. 85-90.

Bibliography (transliterated): 1. Serdinov S.M. Analiz raboty i povyshenie nadezhnosti ustrojstv `energосnabzheniya `elektrificirovannyh zheleznih dorog. - M.: Transport, 1975 - 365 s. 2. Mischenko T.M. Pidvischennya efektyvnosti roboty sistemi zahistu silovih kil elektrovoziv DE 1 na osnovi doslidzhen' perehidnih avarijnih elektromagnitnih procesiv: Dis. kand. tehn. nauk. - D.: DNUZT, 2007. - 219 s. 3. Shirochenko N.N., Alekseev E.N., Vanin I.V., Ohotnikov N.S. Kandensatornye nakopiteli `energii dlya `elektropodvizhnogo sostava // Lokomotiv. - 2008. - № 8. - S. 31-33. 4. Ohotnikov N.S. Ispolzovanie nakopitelej `energii dlya povysheniya tyagovyh svojstv `elektrovozov // Vestnik VNIIZhTa. - 2010. - № 5. - S. 33-36. 5. Evstafjev A.M. Primenenie emkostnyh nakopitelej na `elektricheskom podvizhnom sostave// `Elektrifikacija, innovacionnye tehnologii, skorostnoe i vysokoskorostnoe dvizhenie na zheleznodorozhnom transporte. Materialy 5-go Mezhdunarodnogo simpoziuma. Eltrans 2009. Rossijskie zheleznye dorogi. Sankt-Peterburg. 2009. - S. 537-545. 6. Kolb A.A. Akkumulirovanie `energii rekuperacii `elektrificirovannogo transporta s pomoshch'yu emkostnyh `energonakopitelej // Visnik DNUZT. - 2010. - № 31. - S. 89-94. 7. Sablin O.I. Povyshenie `effektivnosti `elektropotrebleniya `elektropodvizhnogo sostava postoyannogo toka: Dis. kand. tehn. nauk - D.: 2009. - 190 s. 8. Kostin M.O., Shejkina O.G. Teoretichni osnovi elektrotehniki. - D.: Vid-vo DNUZT, 2007. - T. 2. - 276 s. 9. Sergienko M.I., Panasenکو M.V., Pelepejchenko V.I., Gordienko D.O. Ocinka efektyvnosti zastosuvannya nakopichuvachiv elektroenergii v energetichnij ustanovci dizel'-poizda DEL-02 // Zalizничний транспорт України. - 2011. - № 4. - S. 29-35. 10. Ohotnikov N.S. Povyshenie tyagovyh svojstv `elektropodvizhnogo sostava pri pomoshchi nakopitelej `energii // Vestnik VNIIZhTa. - 2009. - № 3. - S. 27-31. 11. ЗТП.000.021.Р'Е1. `Elektrovoz magistral'nyj D'Е1. Rukovodstvo po `ekspluataciji. Opisanie i rabota. - D.: U'ЕINII, 2002. - Ch. 1. - 386 s. 12. M.O. Kostin, P.Є. Mihalichenko. Garmonijnij sklad fidernih naprug ta strumiv pri avarijnih rezhimah tyagovoi merezhi // Elektromehanični i energozberigayuchi sistemi. Schokvartal'nij naukovо-virobничий zhurnal. - Kremenчuk: KrNU, 2011. - Vip. 4/2011 (16). - S. 85-90.

Надійшла 13.03.2012

Михаліченко Павло Євгенович, к.т.н., доцент
Дніпропетровський національний університет
залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна
кафедра "ТОЕ"
49010, Дніпропетровськ, вул Академіка В.А. Лазаряна, 2
тел. (056) 3731537, e-mail: miha_pavel@mail.ru

Mihalichenko P.E.

A way of current surge reduction in an electric traction system in the emergency mode of deenergization-voltage recovery on the current collector.

Experimental and theoretical methods are employed to estimate influence of the current collector detachment-contact mode on electromagnetic processes in a DC electric train. It is proposed to use electric energy storage to reduce current surge at the moment of power supply recovery.

Key words – mathematical modeling, contact system, electromagnetic processes, DC electric train, current collector.

С. Атарод, В.О. Бржезицький, Я.О. Гаран, І.М. Маслюченко

РОЗРАХУНОК НАВЕДЕНОГО ПОТЕНЦІАЛУ В ЗАДАЧІ ВИСОКОВОЛЬТНОГО ПОДІЛЬНИКА НАПРУГИ

Розглянуто модель високовольтного подільника напруги, в якій враховується вплив наведеного потенціалу окремих секцій конструкції високовольтного плеча на загальну картину електричного поля. Запропоновано новий метод розрахунку геометричних параметрів високовольтного плеча та потенціалів окремих секцій подільника напруги.

Рассмотрена модель высоковольтного делителя напряжения, в котором учитывается влияние наведенного потенциала отдельных секций конструкции высоковольтного плеча на общую картину электрического поля. Предложен новый метод расчета геометрических параметров высоковольтного плеча и потенциалов отдельных секций делителя напряжения.

ВСТУП

Традиційно до вимірювань високих напруг висуваються значно менші "жорсткі" вимоги у порівнянні з вимірюваннями напруг аналогічних форм залежності зміни у часі в діапазоні десятків – сотень вольт, які на відміну від високих напруг звичайно називають "низькими" напругами. Зазначене положення обумовлене реально протікаючими складними, нелінійними процесами та просторово-польовими взаємодіями, що характерні для пристроїв високої напруги [1]. Висока матеріалоемність та вартість, відсутність (як правило) дублювання вузлів високої напруги та інші фактори обумовлюють в останній час підвищення вимог до точності вимірювань в техніці високих напруг.

Вищезазначене пояснює інтерес, який постійно зростає до точності високовольтних вимірювань, зазначений у багатьох публікаціях. В цьому ж напрямі сформовані документи Міжнародної електротехнічної комісії [2].

Розвиток теорії високовольтних подільників напруги є актуальним в зв'язку з тим, що ця категорія високовольтних масштабних перетворювачів є обов'язковою для визначення показників якості електричної енергії на високій напрузі. Тому визначення наведеного потенціалу в реальній конструкції високовольтного подільника напруги (ВПН) є важливим.

Метою статті є розробка методу розрахунку наведеного потенціалу, який утворюється на секціях ВПН при впливі на нього реальних елементів конструкції.

РОЗРАХУНОК НАВЕДЕНОГО ПОТЕНЦІАЛУ

Конструкція високовольтного подільника напруги представлена на рис. 1, де 1 – високовольтний електрод, 2 – екран, 3 – протикоронний екран, 4 – секція спіральної конструкції високовольтного плеча подільника напруги (представлена тороїдом), в якій знаходяться його послідовно-паралельно з'єднані резистори та конденсатори, 5 – заземлений електрод.

Наведемо приклад розрахунку для секції високовольтного плеча подільника напруги та основні положення, які були застосовані для одержання значень наведеного потенціалу на секціях ВПН.

Високовольтний подільник напруги, який розглядається, має наступні параметри: номінальна вхідна напруга $U_{ном}=100$ кВ, R – радіус закріплення секцій ВПН (радіус спіралі дорівнює 0,11 м), r – радіус перерізу тороїдальної секції високовольтного плеча ВПН

(дорівнює 0,015 м). Загальна висота h подільника напруги складає 1 м. Відповідно, його перша (верхня) секція знаходиться, за попередніми розрахунками, на висоті $h_c=0,881$ м від заземленого електроду з потенціалом 98 кВ.

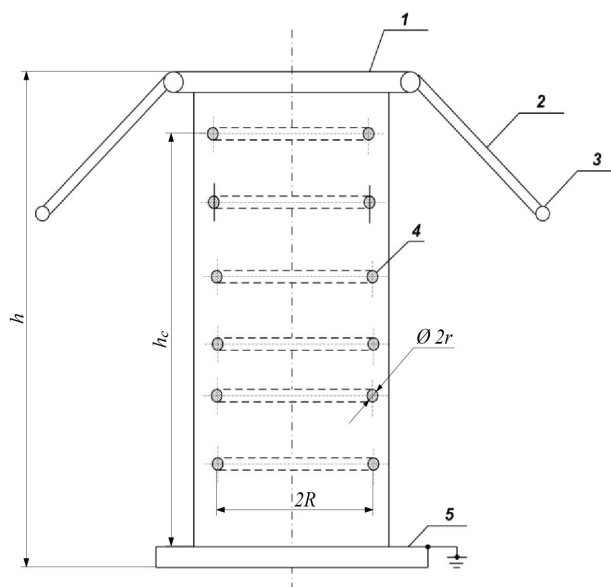


Рис. 1. Конструкція високовольтного подільника напруги

Для розрахунку значень наведеного потенціалу були застосовані комп'ютерні програми MathCAD 14 та Comsol Multiphysics 3.5 [3].

Вигляд моделі ВПН для розрахунку в програмі Comsol Multiphysics 3.5 наведено на рис. 2. Заземлені поверхні приміщення, в якому знаходиться високовольтний подільник напруги, представлені в моделі заземленою напівсферою радіусом 3 м. Електричне поле даної моделі ВПН формується як різницю потенціалів високовольтного й низьковольтного електродів подільника напруги, так і за рахунок наведеного потенціалу секцій високовольтного плеча ВПН, які знаходяться в певних точках просторової конструкції ВПН. Розрахунок наведеного потенціалу проводимо для кожної секції окремо. Даний розрахунок можна продемонструвати на прикладі першої секції ВПН.

По-перше, в програмі Comsol Multiphysics 3.5 отримуємо картину поля для обраної секції. Картина силових ліній електричного поля для обраної секції ВПН (першої) представлена на рис. 3.

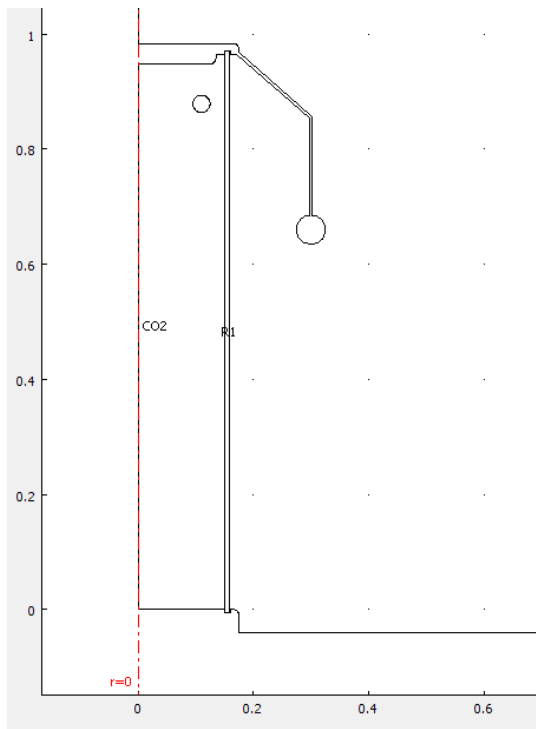


Рис. 2. Розрахункова модель ВПН

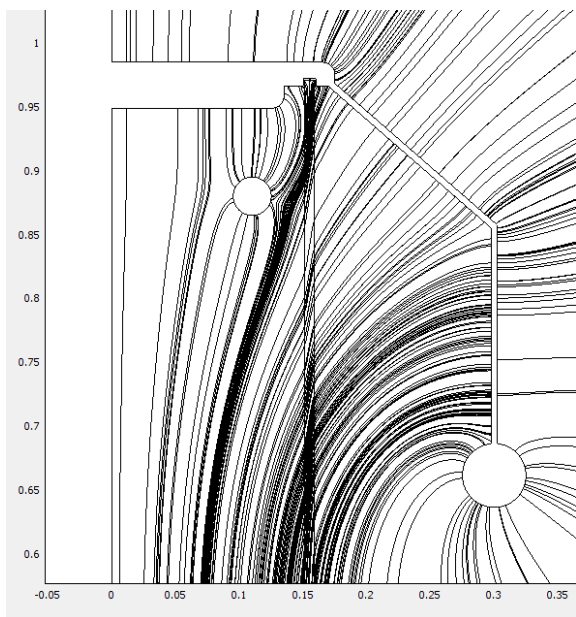


Рис. 3. Картина електричного поля для обраної секції ВПН

Картина силових ліній рис. 3 свідчить про наявність на поверхні тороїдальної секції ВПН позитивних зарядів, негативних зарядів та крайніх точок, в яких заряд дорівнює нулю.

Наступним кроком визначаємо заряд на поверхні цієї секції, обмеженої верхнім сегментом в діапазоні кутів α_1 та α_2 в поперечному перерізі секції при напруженості поля в крайніх точках, відповідно E_1, E_2 .

Визначення крайніх точок відбувається за допомогою пошуку "нульових" або близьких до $E=0$ значень. На рис. 4 показано графічне визначення "нульових" точок. Для вищезазначених умов для першої секції одержуємо крайні точки $\alpha_1=343,48^\circ$ (або $-16,52^\circ$); $\alpha_2=171,31^\circ$; $E_1=4,38$ В/м $E_2=4,27$ В/м.

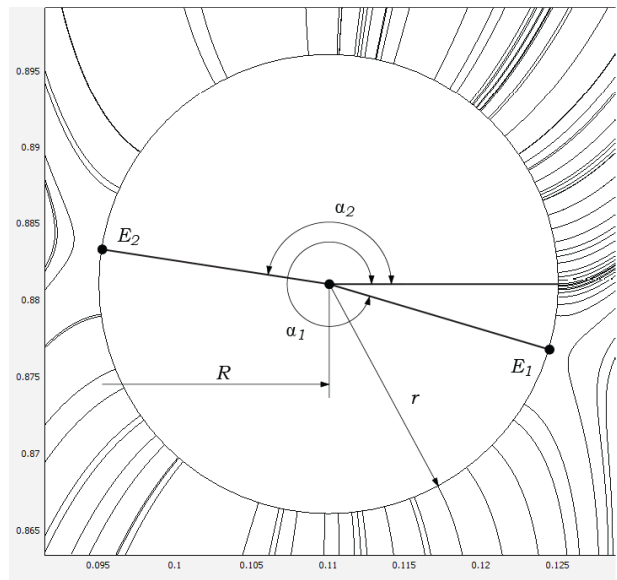


Рис. 4. Визначення крайніх точок картини поля секції ВПН

Розбиваємо даний кутовий інтервал на 19 рівних за різницею кутів i -проміжків, тобто отримаємо 20 j -точок на верхньому сегменті перерізу секції з власним значенням кута α_j . Збільшення кількості проміжків та точок, в яких визначатиметься нормальна складова напруженості електричного поля, збільшує точність розрахунків при інтегральному обчисленні (в рамках даного прикладу наведені наближені розрахунки). З картини електричного поля (рис. 4) визначаємо за допомогою програмного пакету Comsol Multiphysics 3.5 напруженість в кожній визначеній точці на верхньому сегменті секції (табл. 1).

Таблиця 1

№ j	Кут α_j (радіан)	E_j (В/м)
1	-0.28833	4.3803
2	-0.11581	11676
3	0.05672	22431
4	0.22924	32313
5	0.40177	41078
6	0.57429	48546
7	0.74682	54721
8	0.91934	59551
9	1.09187	62863
10	1.26439	64657
11	1.43692	64965
12	1.60944	63369
13	1.78197	60167
14	1.95449	55370
15	2.12702	48854
16	2.29954	41017
17	2.47207	32105
18	2.64459	21992
19	2.81711	11189
20	2.98964	4.2739

Приймаючи припущення, що на кожному з i -проміжків нормальна складова напруженості поля зростає лінійно, послідовно визначаємо значення i -го заряду для кожного з проміжних інтервалів верхнього сегменту секції ВПН за формулою, виведеною за допомогою теореми Остроградського-Гаусса [4]:

ВИСНОВОК

Запропонована методика розрахунку для реальної конструкції високовольтного подільника напруги дозволяє визначати наведений потенціал його секцій, отримати наближений до рівномірного розподіл напруги вздовж секцій високовольтного плеча та виконати відповідну корекцію розташування секцій високовольтного подільника напруги по висоті таким чином, щоб зменшити його похибку вимірювань високої напруги [5].

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Бржезицький В.О., Ісакова А.В., Рудаков В.В. та ін. Техніка і електрофізика високих напруг. Навч. посібник / За ред. В.О. Бржезицького та В.М. Михайлова. – Харків: НТУ "ХПІ" – Торнадо, 2005. – 230 с.
2. Internationale standard IEC 60-2/ High-voltage test techniques. – Part 2: Measuring Systems. – 2003. – 139 p.
3. FEMLAB User's Guide and Introduction. FEMLAB 2.3. COMSOL, Inc., 1994 – 2002. – 436 с.
4. Колечицкий Е.С. Расчет электрических полей устройств высокого напряжения. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 168 с.
5. Бржезицкий В.А. Прецизионные масштабные измерительные преобразователи высокого напряжения переменного тока/ Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. – Киевский политехнический институт. – Киев, 1992. – 513 с.

Bibliography (transliterated): 1. Brzhezickij V.O., Isakova A.V., Rudakov V.V. ta in. Tehnika i elektrofizika visokih naprug. Navch. posibnik / Za red. V.O. Brzhezickogo ta V.M. Mihajlova. - Harkiv: NTU "HPI" - Tornado, 2005. - 230 s. 2. Internationale standard IEC 60-2/ High-voltage test techniques. - Part 2: Measuring Systems. - 2003. - 139 p. 3. FEMLAB User's Guide and Introduction. FEMLAB 2.3. COMSOL, Inc., 1994 - 2002. - 436 s. 4. Kolechickij E.S. Raschet `elektricheskikh polej ustrojstv vysokogo napryazheniya. - M.: `Energoatomizdat, 1983. - 168 s. 5. Brzhezickij V.A. Precizionnye masshtabnye izmeritel'nye preobrazovateli vysokogo napryazheniya peremennogo toka/ Dissertaciya na soiskanie uchenoj stepeni doktora tehniceskikh nauk. - Kievskij politehnicheskij institut. - Kiev, 1992. - 513 s.

Надійшла 23.01.2012

Атарод Соруш,

Бржезицький Володимир Олександрович, д.т.н., проф.,

Гаран Ярослав Олександрович,

Маслюченко Ігор Миколайович

Національний технічний університет України

"Київський політехнічний інститут"

факультет електроенерготехніки та автоматики

кафедра техніки і електрофізики високих напруг

Київ, пр. Перемоги, 37

тел.: (044) 4068235, e-mail: brzhezitsky@mail.ru

Atarod S., Brzhezitsky V.A., Garan J.A., Masluchenko I.N.

Calculation of induced potential in a high-voltage voltage divider problem.

A high-voltage voltage divider model allowing for effect of induced potential of the high-voltage arm sections on the overall electric field pattern is considered. A new computational method for the divider high-voltage arm geometric parameters and its separate sections induced potential is introduced, allowing to refine its parameters of accuracy.

Key words – high-voltage voltage divider, induced potential, electric field pattern, computational method.

$$q_i(\alpha_{1j}, \alpha_{2j}, E_{1j}, E_{2j}, R, r) = 2 \cdot \pi \cdot r \cdot \varepsilon_0 \cdot \int_{\alpha_{1j}}^{\alpha_{2j}} (E_{1j} + \frac{E_{2j} - E_{1j}}{\alpha_{2j} - \alpha_{1j}} \cdot (\alpha - \alpha_{1j})) \cdot (R + r \cdot \cos \alpha) d\alpha, \quad (1)$$

де α_{1j}, α_{2j} – кути, які обмежують i -й проміжний інтервал верхнього сегменту секції ВПН; E_{1j}, E_{2j} – відповідні значення нормальної складової напруженості електричного поля в граничних точках даного i -го інтервалу.

В результаті, сумарний заряд на верхній частині тороїда дорівнює сумі зарядів на проміжних інтервалах верхнього сегменту секції ВПН. Для першої секції сумарний заряд дорівнює:

$$Q_{\text{верхн}} = \sum_1^{19} q_i = -4.302 \cdot 10^{-9} \text{ Кл}. \quad (2)$$

Аналогічно, проводимо розрахунок сумарного заряду на нижній частині тороїда секції ВПН та одержуємо:

$$Q_{\text{нижн}} = \sum_1^{19} q_i = 3.924 \cdot 10^{-9} \text{ Кл}. \quad (3)$$

Одержаний результат показав, що для досягнення критерію наведеного потенціалу $Q_{\text{верхн}} = Q_{\text{нижн}}$, необхідно зменшувати значення h_c .

Проводячи аналогічні розрахунки для $h_c = 0,879$ м, отримуємо наступні значення заряду на верхній та нижній частинах поверхні тороїду:

$$Q_{\text{верхн}} = \sum_1^{19} q_i = -4.099 \cdot 10^{-9} \text{ Кл}.$$

$$Q_{\text{нижн}} = \sum_1^{19} q_i = 4.12 \cdot 10^{-9} \text{ Кл},$$

що можна прийняти достатнім для умови $Q_{\text{верхн}} = Q_{\text{нижн}}$ в границях розглянутого прикладу розрахунку.

Після проведення розрахунків за наведеною методикою отримуємо картину розподілу потенціалу по секціях високовольтного подільника напруги (рис. 5).

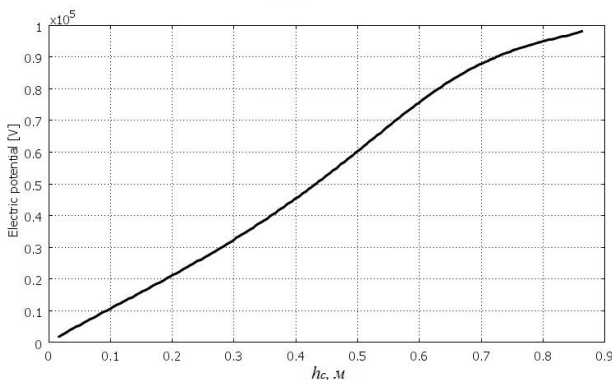


Рис. 5. Розподіл наведеного потенціалу по секціях високовольтного подільника напруги в залежності від висоти секції h_c .

НЕСИММЕТРИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ 750 КВ ОЭС УКРАИНЫ В НЕПОЛНОРЕАКТОРНЫХ РЕЖИМАХ

Представлена математична модель електричної мережі на основі рівнянь в фазних координатах, що дозволяє відтворювати несиметричні режими при наявності в мережі як простої (одномісної), так і складної (багатомісної) несиметрії. Виконані дослідження складної несиметрії в електричних мережах 750 кВ ОЕС України, зумовленої неповнофазними включеннями груп шунтуючих реакторів.

Представлена математическая модель электрической сети на основе уравнений в фазных координатах, позволяющая воспроизводить несимметричные режимы при наличии в сети как простой (одноместной), так и сложной (многоместной) несимметрии. Выполнены исследования сложной несимметрии в электрических сетях 750 кВ ОЭС Украины, обусловленной неполнофазными включениями групп шунтирующих реакторов.

ВВЕДЕНИЕ

Постановка проблемы. Электрическая сеть 750 кВ ОЭС Украины при общей протяженности ВЛ этого класса около 3000 км является источником значительной реактивной мощности, и ее избыток, особенно в минимальных режимах, является причиной повышения напряжений в системообразующих сетях. Для компенсации зарядной мощности ВЛ на объектах сети 750 кВ ОЭС установлены 28 групп (84 фазы) шунтирующих реакторов (ШР), которых для обеспечения баланса реактивной мощности вполне достаточно. Однако проблема обеспечения технически допустимых уровней напряжения остается актуальной из-за высокой аварийности шунтирующих реакторов, установленных на объектах ОЭС, и выходом из положения является вынужденное использование режимов с неполнофазными включениями групп ШР (неполнореакторных).

Анализ продолжительности использования ШР показывает [1], что в неполнофазных режимах могут находиться одновременно несколько (до 7-8 из 28) групп ШР (на разных ВЛ и в разных фазах). Коэффициент участия ШР в рабочем (полнофазном) режиме при этом составляет 0.67-0.7 и, учитывая высокую степень сработки ресурса, имеет тенденцию дальнейшего снижения. Исходя из этого следует рассматривать реальные режимы работы системообразующей сети 750 кВ ОЭС Украины с неполнофазными включениями групп ШР (неполнореакторные) как режимы со сложной (многоместной) несимметрией.

Расчеты эксплуатационных стационарных режимов электрических сетей, как правило, выполняются в предположении о том, что все элементы сети и все нагрузки симметричны. При этом допущении задача значительно упрощается, так как если считать, что все три фазы находятся в одинаковых условиях, то расчет достаточно выполнить на одну фазу. Однако в тех случаях (включая и рассматриваемый), когда в сети имеются источники несимметрии, вопросы о том, насколько справедливо принятое допущение, какова степень несимметрии, как она соотносится с величиной, допустимой ГОСТ на качество электроэнергии, и

можно ли вообще рассматривать расчетные режимы как симметричные, остаются открытыми, так как математические модели, и тем более, программные средства, обеспечивающие решение этой задачи и с требуемой точностью (2-4%), отсутствуют.

Анализ последних исследований и публикаций. Для решения этих вопросов расчеты стационарных режимов необходимо выполнять, рассматривая сеть как трехфазную, с несимметричными элементами, однако разработка трехфазных моделей (в фазных координатах) значительно более трудоемка, поэтому такие модели, если и разрабатываются, то только как узко специализированные [2, 3], для отдельных задач (расчет неполнофазного режима электропередачи, наведенных напряжений и т. п.).

Отсутствие моделей в фазных координатах уже становится фактором, сдерживающим решение целого ряда задач. Как подтверждение этого можно рассматривать появление целого ряда работ [4, 5], направленных на то, чтобы представить трехфазные схемы замещения сетей с несимметрией, как и однофазные схемы замещения в симметричных режимах, набором резистивных, индуктивных и емкостных элементов, для которых применимы (с некоторыми модификациями) существующие алгоритмы и программы расчетов режимов симметричных трехфазных систем. Для этого предлагается трехфазные элементы (ВЛ, КЛ, трансформаторы) представлять решетчатыми схемами замещения из RLC -элементов или синтезировать из схем в симметричных составляющих. В наиболее распространенном прикладном пакете SimPowersystems трехфазные трансформаторы моделируются путем объединения группы моделей однофазных трансформаторов. Там же используются модели трехфазных линий в виде простой П-образной модели или же в виде отрезков длинных линий.

Количество работ, направленных на разработку моделей в фазных координатах, невелико, что связано как с уже отмеченными выше сложностями, так и с тем, что попытки применения старых методов к новым задачам не дают желаемого эффекта.

Цель, задачи исследования. При высокой сте-

пени аварийности ШР из-за сработки ресурса наличие сложной несимметрии в сетях 750 кВ становится реальностью и для принятия решений о возможности и степени использования таких режимов необходимо иметь количественные оценки влияния неполнореакторных режимов на показатели качества электроэнергии. Для получения таких оценок необходимы, во-первых, разработки математических моделей, позволяющих воспроизводить режимы сети при наличии в ней произвольного количества несимметричных элементов (применительно к рассматриваемой задаче – произвольного количества неполнофазных и несимметричных групп реакторов в разных узлах сети и с различными аварийными фазами) и, во-вторых, возможно более полные исследования таких режимов.

Исходя из этого для разработки средств моделирования стационарных режимов работы энергосистемы с электропередачами 750 кВ, длительно работающими с неполными комплектами ШР, принята формулировка задачи математического моделирования стационарных режимов в обобщенной постановке [6], и выполнены исследования неполнореакторных режимов электрических сетей 750 кВ ОЭС Украины как режимов со сложной несимметрией.

ОСНОВНОЙ ТЕКСТ

Математическая модель стационарных режимов электрических сетей со сложной несимметрией реализована на основе уравнений в фазных координатах, которые при принятой в модели форме представления элементов трехфазными многополюсниками имеют блочную структуру.

Уравнения в фазных координатах относятся к электрической сети, содержащей трехфазные многополюсные элементы. Все элементы трехфазной сети характеризуются параметрами режима – токами, напряжениями, ЭДС фаз

$$[I]_{ij}^F = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}_{ij} ; [U]_{ij}^F = \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix}_{ij} ; [E]_{ij}^F = \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix}_{ij} ,$$

и матрицами собственных и взаимных сопротивлений фаз

$$[Z]_{ij}^F = \begin{bmatrix} Z_{aa} & Z_{ab} & Z_{ac} \\ Z_{ba} & Z_{bb} & Z_{bc} \\ Z_{ca} & Z_{cb} & Z_{cc} \end{bmatrix}_{ij} ,$$

где диагональные элементы Z_{aa} , Z_{bb} , Z_{cc} отражают параметры (активные, индуктивные, емкостные) соответствующих фаз, а недиагональные – взаимное влияние фаз.

Воздушные линии в несимметричных режимах, как и в симметричных, можно представить П-образной схемой замещения, которая в отличие от расчетов на одну фазу, содержит трехфазные продольные и поперечные ветви. Поэтому в уравнениях баланса токов и напряжений в такой схеме фигурируют не численные значения параметров схемы и ре-

жима линии, а соответствующие матрицы и векторы третьего порядка. Так, для одноцепной линии без трасс уравнивания баланса токов и напряжений можно представить в виде

$$\begin{bmatrix} z_{AA} & z_{AB} & z_{AC} \\ z_{BA} & z_{BB} & z_{BC} \\ z_{CA} & z_{CB} & z_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta U_A \\ \Delta U_B \\ \Delta U_C \end{bmatrix} , \quad (1)$$

$$\frac{1}{\omega} \begin{bmatrix} \alpha_{AA} & \alpha_{AB} & \alpha_{AC} \\ \alpha_{BA} & \alpha_{BB} & \alpha_{BC} \\ \alpha_{CA} & \alpha_{CB} & \alpha_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} ,$$

где $[I]$, $[U]$ – токи и напряжения фаз; $[Z]$, $[\alpha]$ – матрицы собственных и взаимных продольных и поперечных параметров фаз ВЛ размером 3×3 , или в виде, разрешенном относительно токов фаз

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{AA} & y_{AB} & y_{AC} \\ y_{BA} & y_{BB} & y_{BC} \\ y_{CA} & y_{CB} & y_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_A \\ \Delta U_B \\ \Delta U_C \end{bmatrix} , \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} I_{A0} \\ I_{B0} \\ I_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{AA0} & y_{AB0} & y_{AC0} \\ y_{BA0} & y_{BB0} & y_{BC0} \\ y_{CA0} & y_{CB0} & y_{CC0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} .$$

Переход к уравнениям элементов, разрешенным относительно токов, необходим для формирования узловых уравнений в форме баланса токов.

Компонентные уравнения элементов трехфазной сети в фазных координатах имеют вид:

- для продольных ветвей

$$[Z]_{ij}^F [I]_{ij}^F = ([U]_i^F - [U]_j^F) , \quad (3)$$

- для поперечных ветвей

$$[Z]_{Hi}^F [I]_{Hij}^F = [U]_i^F , \quad (4)$$

- для ветвей с источником ЭДС

$$[Z]_{\partial i}^F [I]_{\partial i}^F = ([U]_{\partial i}^F - [E]_{\partial i}^F) \quad (5)$$

Матрицы как продольных $[Z]_{ij}$ так и поперечных $[Z]_{i0}$ элементов могут быть несимметричными, симметричными или, в частном случае (группа однофазных элементов) диагональными. Все виды продольной и поперечной несимметрии (нетранспонированные, неполнофазные ВЛ, несимметричные нагрузки и др.) отражаются в матрицах параметров $[Z]$ соответствующих элементов.

Трехфазной сети можно поставить в соответствие граф, ветвям которого соответствуют трехфазные ветви, а узлам – трехфазные узлы. Тогда для трехфазных контуров и трехфазных узлов законы Кирхгофа можно представить в виде

$$\sum_{i=1}^{N-1} [I]_{ij}^F = 0; \quad \sum_{i=1}^{N_k} [\Delta U]_{ij}^F = 0, \quad (6)$$

где $[I]_{ij}$ и $[U]_{ij}$ – соответственно токи в ветвях, примыкающих к трехфазному узлу, и падения напряжения в трехфазных ветвях, образующих замкнутый контур в трехфазной сети.

Если для всех независимых трехфазных узлов электрической сети составить уравнения баланса то-

ков, разрешить компонентные уравнения трехфазных ветвей, примыкающих к каждому из узлов, относительно токов и подставить их в первое из уравнений (6), то для сети, содержащей n независимых трехфазных узлов, получим систему уравнений электрической сети в несимметричном стационарном режиме в фазных координатах

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1n} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & Y_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y_{n1} & Y_{n2} & \dots & Y_{nn} \end{bmatrix}^F \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \dots \\ U_n \end{bmatrix}^F = \begin{bmatrix} J_1 \\ J_2 \\ \dots \\ J_n \end{bmatrix}^F. \quad (7)$$

Элементами этой системы уравнений являются матрицы собственных $[Y_{ii}]$ и взаимных $[Y_{ij}]$ проводимостей трехфазных узлов размером 3×3 , векторы напряжений фаз в узлах трехфазной сети $[U_i]$ и трехфазные задающие токи $[J_i] = [Y_{ii}][E_i]$ в узлах подключения генерирующих элементов.

Все несимметричные аварийные повреждения в электрической сети – отключения фаз, короткие замыкания отдельных фаз между собой и на землю и др. могут быть достаточно просто отражены при формировании узловых уравнений (7) с учетом соответствующих коммутаций в узлах и ветвях трехфазной сети. Причем наличие нескольких несимметричных повреждений не приводит к каким-либо осложнениям алгоритмов формирования и решения узловых уравнений по сравнению со случаем одноместных повреждений. Поэтому математические модели, основанные на уравнениях в фазных координатах, более гибки и универсальны – применимы для анализа режимов как с простой, так и со сложной несимметрией.

В линейной модели сети (при задании нагрузок неизменными сопротивлениями фаз $Z_n = \text{const}$) напряжения фаз в узлах сети в рассматриваемом несимметричном режиме определяются однократным решением уравнений (7), в нелинейной модели (при заданных мощностях, потребляемых и генерируемых в узлах сети) напряжения и токи фаз уточняются в ходе итерационного процесса до тех пор, пока сумма мощностей трех фаз в каждом узле сети не станет равна заданной величине.

Разработанная модель реализована в виде программы AnFaz1 на алгоритмическом языке Delphi. Программа предназначена для моделирования электрических сетей произвольной конфигурации в стационарных несимметричных режимах – аварийных и эксплуатационных, с простой и сложной несимметрией.

Основные вычислительные процедуры программы обеспечивают:

- расчет параметров элементов сети в фазных координатах и формирование моделей элементов;
- формирование узловых уравнений электрической сети в фазных координатах;
- топологический анализ схемы электрической сети и определение порядка исключения неизвестных;
- решение системы узловых уравнений сети методом двойной блочной факторизации.

Для хранения только ненулевых элементов слабо заполненных матриц в памяти ЭВМ и организации вычислений только с ненулевыми элементами матрицы узловых проводимостей использованы связанные списки, модифицированные для матриц блочной структуры. Топологический анализ схемы сети, выполняемый перед началом вычислений, позволяет определить близкий к оптимальному порядок исключения узлов сети.

Элементы сети могут быть заданы как симметричными, так и несимметричными параметрами, соотношение между числом симметричных и несимметричных элементов в пределах сети может быть произвольным. Кроме того, может быть задано произвольное число несимметричных повреждений (несимметричных КЗ, отключенных фаз) элементов.

С использованием программы AnFaz1 выполнены расчеты несимметричных режимов сети 750 кВ ОЭС Украины при наличии несимметричных и неполнофазных групп реакторов.

В расчетную схему, принятую для расчетов нормальных и неполнореакторных режимов электрических сетей 750 кВ (рис. 1), включены все ВЛ 750 кВ, понижающие трансформаторы и автотрансформаторы 750/330 кВ, шины 330 кВ подстанций и шины генераторного напряжения электростанций. Для учета распределенности параметров в расчетах режимов линии разбиты на участки длиной не более 100 км.

Работа сети 750 кВ с неполными (из-за аварийных отключений) группами реакторов приводит к несимметрии параметров режима сети. Причем степень несимметрии зависит как от количества аварийно отключенных ШР, так и их распределения в сети и по фазам. Для оценки степени влияния этих факторов с использованием программы AnFaz1 выполнены многовариантные расчеты несимметричных режимов сети при наличии неполных групп реакторов и вариациях количества отключенных ШР, их размещения в сети, сочетания аварийных фаз. Влияние аварийных отключений ШР иллюстрируют приведенные ниже результаты для четырех из рассмотренных неполнореакторных режимов:

- режим № 1, при отключении реактора фазы А на одной из ВЛ п/ст ЗАЭС-750 (узел 46),
- режим № 2, при отключенных реакторах фазы А на двух ВЛ п/ст ЗАЭС - 750,
- режим № 3 – при отключенных реакторах в фазе А на трех ВЛ п/ст ЗАЭС,
- режим № 4 – при отключенных реакторах в одной фазе ВЛ на п/ст ЗАЭС-750, п/ст ЮД-750 (узел 45), п/ст Донбасс-750 (узел 44).

Основные результаты расчета для одного из режимов представлены в табл. 1.

В соответствии с полученными результатами при аварийном отключении одной из фаз группы шунтирующих реакторов на шинах 750 кВ ЗАЭС коэффициенты несимметрии напряжений максимальны на шинах этой подстанции и равны:

- 0,21 % по обратной последовательности;

- 0,28 % по нулевой последовательности, что не превышает значений, допустимых по ГОСТ на качество электроэнергии [7].

При отключениях 2-3 реакторов и более, что с учетом существующего уровня сработки ресурса

шунтирующих реакторов вполне вероятно, в представленных режимах коэффициенты несимметрии увеличиваются соответственно до 2,2 % и 3,8 %, что близко к предельным допустимым значениям.

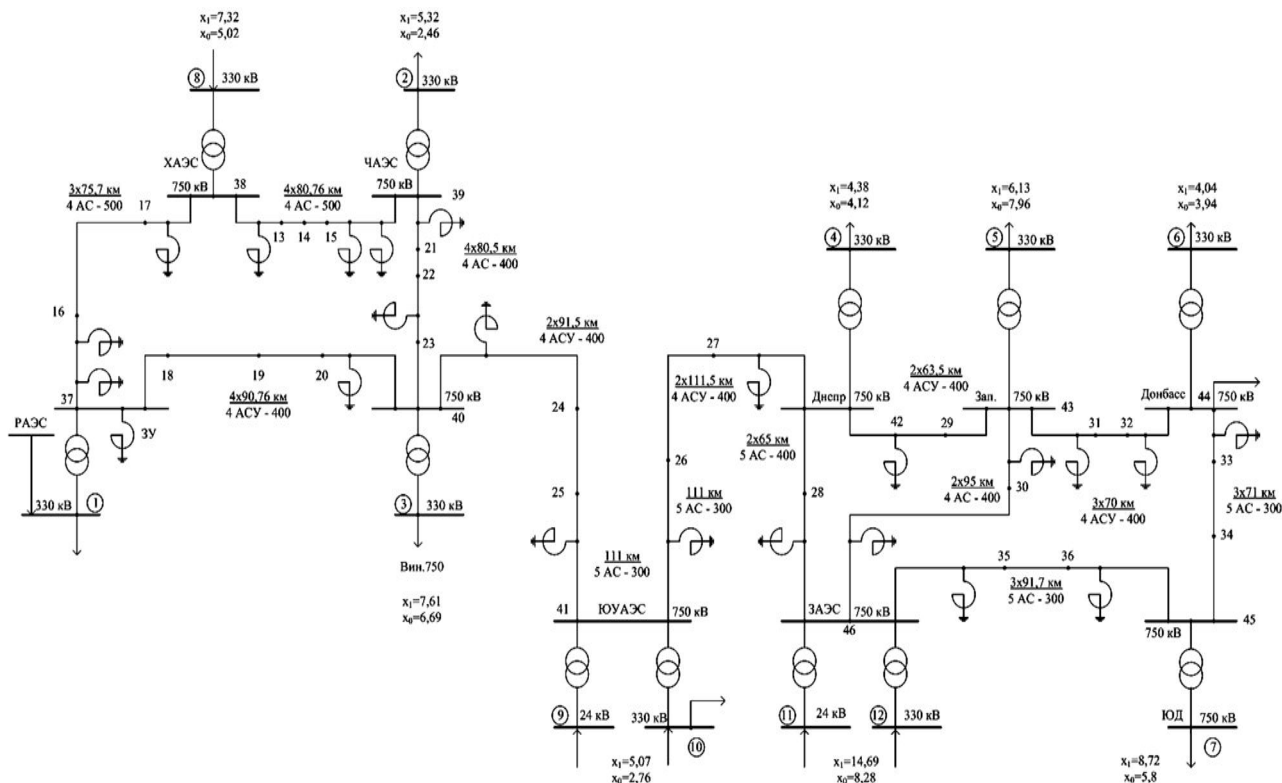


Рис. 1. Расчетная схема электрических сетей 750 кВ ОЭС Украины

Таблица 1

Режим № 4. Напряжения фаз и коэффициенты несимметрии напряжений.

Узлы	U_A	U_B	U_C	U_2	U_0	$K^{(2)}$	$K^{(0)}$
37	387,41	387,53	387,93	0,29	0,03	0,066	0,008
38	398,48	398,57	398,79	0,18	0,01	0,040	0,002
39	386,23	386,36	386,80	0,32	0,04	0,073	0,008
40	393,32	393,46	394,21	0,47	0,11	0,108	0,024
41	408,59	408,68	410,22	0,77	0,36	0,176	0,083
42	398,24	397,38	407,21	3,32	3,22	0,766	0,743
43	390,02	388,32	404,44	4,79	5,68	1,106	1,311
44	373,28	370,11	410,54	9,60	16,44	2,215	3,797
45	391,65	387,41	426,96	9,14	16,24	2,111	3,750
46	418,50	417,98	427,31	2,95	3,27	0,681	0,755

Длительные воздействия несимметрии параметров режима, как известно, могут приводить к отрицательным последствиям для генераторов электростанций, для электроприемников, трансформаторов и другого оборудования энергосистемы.

Представленные результаты свидетельствуют о том, что предлагаемая математическая модель позволяет воспроизводить несимметричные режимы при наличии в сети как простой (одноместной), так и сложной (многоместной) несимметрии и исследовать влияние факторов, влияющих на степень искажения симметрии напряжений в сети с простой и сложной несимметрией, что другими известными моделями не реализуемо.

ВЫВОДЫ

Полученные результаты свидетельствуют о том, что:

- в рассмотренном в качестве расчетного режиме электрических сетей 750 кВ ОЭС Украины и при принятых расчетных условиях при отключении одной из фаз группы шунтирующих реакторов и на одной из подстанций 750 кВ несимметрия напряжений не превышает значений, допустимых по ГОСТ на качество электроэнергии;

- аварийные отключения двух-трех фаз ШР (в разных узлах сети), что при существующем уровне их аварийности вполне вероятно, приводят к значениям коэффициентов несимметрии напряжений, близким к предельно допустимым по ГОСТ на качество электроэнергии;

- степень искажения симметрии напряжений в сети при аварийных отключениях ШР зависит от ряда факторов: количества и размещения аварийных ШР в сети, сочетания аварийных фаз, передаваемой мощности по ВЛ с неполными комплектами ШР;

- напряжения фаз с отключенными реакторами повышаются, поэтому необходимо либо снижать уровень напряжения в сети (что приводит к увеличению потерь и снижению пределов передаваемой мощности), либо допускать длительные режимы с повышенными напряжениями отдельных фаз, либо, наконец, ограничивать длительность неполнореакторных ре-

жимов. Для решения этих вопросов необходимы дополнительные исследования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Разработка мероприятий по нормализации уровней напряжения в системообразующих сетях ОЭС Украины. 1 этап. Укрэнергопроект, 2003 г.
2. К расчету наведенного напряжения на ремонтируемых линиях электропередачи / М.Ш. Мисриханов и др. // Электрические станции. – 2000. – № 2. – С. 19-24.
3. Моделирование воздушных линий электропередачи для расчета наведенных напряжений / М.Ш. Мисриханов и др. // Электрические станции. – 2003. – № 1. – С. 47-55.
4. Мартынов В.А. Расчет неполнофазных режимов трехфазных трансформаторов. Ч.1 / В.А. Мартынов // Электричество. – 2003. – № 9. – С. 28-35.
5. Закарюкин В.П. Расчеты режимов электрических систем при сложных видах несимметрии / В.П. Закарюкин, А.В. Крюков / Иркутский государственный университет путей сообщения. – 197 с. – Деп. ВИНТИ 30.09.2004, № 1546-В2004.
6. Веприк Ю.Н. Задача математического моделирования стационарных режимов электрических систем в обобщенной постановке / Ю.Н. Веприк // Электротехника і електро-механіка. – 2010. – № 3. – С. 59-61.
7. ГОСТ 13109-97. Межгосударственный стандарт. Электрическая энергия. Совместимость электрических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – Киев: Госстандарт Украины, 1999. – 31 с.

Bibliography (transliterated): 1. Razrabotka meropriyatij po normalizacii urovnej napryazheniya v sistemoobrazuyuschih setyah O`ES Ukrainy. 1 `etap. Ukr`energoseťproekt, 2003 g. 2. K raschetu navedennogo napryazheniya na remontiruemyh liniyah `elektroperedachi / M.Sh. Misrihanov i dr. // `Elektricheskie stancii. - 2000. - № 2. - S. 19-24. 3. Modelirovanie vozdushnyh linij `elektroperedachi dlya rascheta navedennyh napryazhenij / M.Sh. Misrihanov i dr. // `Elektricheskie stancii. - 2003. - № 1. - S. 47-55. 4. Martynov V.A. Raschet nepolno

faznyh rezhimov trehfaznyh transformatorov. Ch.1 / V.A. Martynov // `Elektrichestvo. - 2003. - № 9. - S. 28-35. 5. Zakaryukin V.P. Raschety rezhimov `elektricheskikh sistem pri slozhnyh vidah nesimmetrii / V.P. Zakaryukin, A.V. Kryukov / Irkutskij gosudarstvennyj universitet putej soobscheniya. - 197 s. - Dep. VINITI 30.09.2004, № 1546-V2004. 6. Veprik Yu.N. Zadacha matematicheskogo modelirovaniya stacionarnykh rezhimov `elektricheskikh sistem v obobshchenoj postanovke / Yu.N. Veprik // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2010. - № 3. - S. 59-61. 7. GOST 13109-97. Mezhhgosudarstvennyj standart. `Elektricheskaya `energiya. Sovmestimost' `elektricheskikh sredstv `elektromagnitnaya. Normy kachestva `elektricheskoy `energii v sistemah `elektrosnabzheniya obshchego naznacheniya. - Kiev: Gosstandart Ukrainy, 1999. - 31 s.

Поступила 20.03.2012

Веприк Юрий Николаевич, д.т.н., проф.
Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
каф. передач электрической энергии
61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21
тел. (057) 7076246

Линник Елена Николаевна, директор
Проектно-изыскательский и научно-исследовательский
институт "Укрэнергопроект"
Харьков, Красношкільна набережна, 2

Veprik Yu.N., Linnik E.N.

750 kV electric network parameters asymmetry in the Ukrainian united power grid under incomplete reactor conditions.

The paper presents a phase coordinate equation based mathematical model of an electrical network that allows reproducing single-ended modes under single or multiple asymmetry in the network. Studies of the complex unbalance in 750 kV electric networks in the Ukrainian united power grid are made, the unbalance resulted from open-phase switching of shunt reactors groups.

Key words – stationary modes, electric network, single-ended mode, mathematical model.