

EIE Електротехніка і Електроомеханіка



Електротехніка і Електроомеханіка

Электротехника и Электромеханика

Electrical engineering & Electromechanics

2005'3



Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics

EIE Щоквартальний науково-практичний журнал **2005'3**

Держвидання

*Свідоцтво Державного комітету інформаційної політики, телебачення та радіомовлення України
КВ № 6115 від 30.04.2002 р.*

Видання засновано Національним технічним університетом "Харківський політехнічний інститут" у 2002 р.

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ:

Головний редактор

Клименко Б.В. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків

Члени редколегії

Баранов М.І. д.т.н., начальник відділу НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ", Харків

Батигін Ю.В. д.т.н., професор кафедри вищої математики НТУ "ХПІ", Харків

Босв В.М. д.т.н., професор кафедри теоретичних основ електротехніки НТУ "ХПІ", Харків

Буткевич О.Ф. д.т.н., професор провідний науковий співробітник ІЕД НАНУ, Київ

Вороновський Г.К. д.т.н., професор кафедри електричних станцій НТУ "ХПІ", Харків

Гончаров Ю.П. д.т.н., професор кафедри промислової та біометричної електроніки
НТУ "ХПІ", Харків

Гурін А.Г. д.т.н., професор, завідувач кафедри електроізоляційної і кабельної техніки
НТУ "ХПІ", Харків

Данько В.Г. д.т.н., професор, завідувач кафедри загальної електротехніки НТУ "ХПІ", Харків
(голова редакційної колегії)

Загірняк М.В. д.т.н., професор, ректор КДТУ, Кременчук

Кириленко О.В. д.т.н., професор, член-кореспондент НАНУ, заступник директора ІЕД НАНУ, Київ

Кравченко В.І. д.т.н., професор, директор НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ", Харків

Лупіков В.С. д.т.н., завідувач кафедри електричних апаратів НТУ "ХПІ", Харків
(відповідальний секретар)

Маслій В.Г. д.т.н., професор кафедри електричного транспорту та тепловозобудування
НТУ "ХПІ", Харків

Михайлов В.М. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків

Мілих В.І. д.т.н., професор, завідувач кафедри електричних машин НТУ "ХПІ", Харків

Набока Б.Г. д.т.н., професор кафедри електроізоляційної і кабельної техніки НТУ "ХПІ", Харків

Намітоков К.К. д.т.н., професор, завідувач кафедри світлотехніки і джерел світла ХНАМГ, Харків

Омельяненко В.І. д.т.н., професор, завідувач кафедри електричного транспорту та
тепловозобудування НТУ "ХПІ", Харків

Панасенко М.В. д.т.н., професор кафедри електричного транспорту та тепловозобудування
НТУ "ХПІ", Харків

Подольцев О.Д. д.т.н., провідний науковий співробітник ІЕД НАНУ, Київ

Пуйло Г.В. д.т.н., професор кафедри електричних машин ОНТУ, Одеса

Резцов В.Ф. д.т.н., професор, член-кореспондент НАНУ, керівник відділення ІЕД НАНУ, Київ

Рудаков В.В. д.т.н., професор, завідувач кафедри інженерної електрофізики НТУ "ХПІ", Харків

Сосков А.Г. д.т.н., професор, завідувач кафедри електротехніки ХНАМГ, Харків

Ткачук В.І. д.т.н., професор, завідувач кафедри електричних машин і апаратів
НУ "Львівська політехніка", Львів

Шинкаренко В.Ф. д.т.н., професор, завідувач кафедри електромеханіки НТУУ "КПІ", Київ

Юферов В.Б. д.т.н., начальник відділу ННЦ ХФТІ, Харків

АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Фрунзе, 21, м. Харків, 61002.

Тел. (057) 707-62-81. E-mail: eie@kpi.kharkov.ua

ЗМІСТ

Електротехніка: Визначні події. Славені імена

Баранов М.И.	Петр Леонидович Капица – основоположник техники сильных импульсных магнитных полей	5
<i>Електричні машини та апарати</i>		
Вербовой А.П.	Трактовка причин изменения индуктивного сопротивления взаимоиндукции и тока намагничивания в асинхронных двигателях	9
Вороновский Г.К., Орловский И.В. Осташевский Н.А.	Расчет энергетических показателей асинхронных двигателей на основе мониторинга потребляемой активной мощности	13
Гетья А.Н., Финкельштейн В.Б.	ЭДС вращения вентильного электродвигателя с постоянными магнитами на роторе	17
Дёгтев В.Г., Шульгин Д.Н., Дмитриева Т.Н.	Анализ электромагнитных свойств нетрадиционных обмоток	20
Завгородній В.Д., Кліменко В.В., Снітков І.Ф., Шеремета Р.М.	Основи проектного розрахунку вакуумних електропомп об'ємного типу	24
Клементьев А.В.	Расчёт ЭДС возбуждения бесконтактной явнополюсной синхронной машины с переменной структурой обмотки ротора	31
Осташевский Н.А., Иваненко В.Н., Ковган А.Н.	Исследование магнитного поля беспазового двигателя постоянного тока с магнитоэлектрическим возбуждением при холостом ходе	33
Павленко Т.П.	Динамическая модель развития дугового разряда	38
Рымша В.В. Радимов И.Н.	Моделирование линейного вентильно-реактивного двигателя с поперечным магнитным потоком	42
Середа А.Г.	Способность металлокерамических контактов токоограничивающих автоматических выключателей коммутировать предельные токи короткого замыкания	45
Фомин В.И.	Исследование влияния ширины ветви плавкого элемента на защитные характеристики быстродействующих предохранителей	48
Хворост М.В.	Электромеханические уравнения подобия* и их применение при синтезе системы «полупроводниковый преобразователь – тяговый асинхронный двигатель»	50
Шинкаренко В.Ф., Августинович А.А., Нестыкайло О.С.	Цилиндрические электрические машины поступательного движения: генетический анализ и таксономическая структура класса	56
Шульженко Н.Г., Пантелят М.Г., Руденко Е.К., Петушкова С.А., Зозулин Ю.В.	Влияние материала пазовых клиньев на распределение электромагнитного поля, плотности тока и потерь от токов обратной последовательности в роторе турбогенератора при двухфазном коротком замыкании	61
Щапов П.Ф.	Планирование профилактического контроля маслonaполненного энергетического оборудования для выявления процессов старения с заданной достоверностью принятия решений	65

Теоретична електротехніка

Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Чаплыгин Е.А.	Особенности токов, индуцированных низкочастотным полем одновиткового соленоида в плоских листовых металлах	69
Веприк Ю.Н., Лебедка С.Н., Веприк В.Ю.	Математическое моделирование переходных процессов в электрических сетях с изолированной нейтралью в фазных координатах	74
Кравченко А.И., Бовда А.М.	Сила тяги магнитной муфты в зависимости от геометрических параметров	78
Набока Б.Г., Беспрозванных А.В., Штангей А.С.	Параметры частичных емкостей как индикатор состояния контрольных кабелей АЭС	80
Себко В.П., Жулидов А.О., Москаленко О.И.	Корректное определение погрешности трёхпараметровых измерений контактным электромагнитным преобразователем	83
Себко В.П., Беззапонная В.М.	Накладной электромагнитный преобразователь для контроля толщины и электропроводности	86

Зміст освіти за напрямами підготовки "Електротехніка" і "Електромеханіка"

Баранов М.И.	Ноосфера природы и новая концепция развития науки в человеческом обществе	91
--------------	---	----

Інформація

120 лет Национальному техническому университету "ХПИ"		93
Список авторів		94
Abstracts		95
Вимоги до оформлення статей і інформаційних матеріалів у науково-практичному журналі «Електротехніка і електромеханіка»		98

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" – підписне видання. Звертаємо вашу увагу, що починаючи з 2006 року журнал буде виходити шість разів на рік. Вартість підписки 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. Підписний індекс: 01216.

Постановою Президії ВАК України від 15.01.03 № 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. Журнал зареєстровано як фаховий з № 1 за 2002 рік.

ПЕТР ЛЕОНИДОВИЧ КАПИЦА – ОСНОВОПОЛОЖНИК ТЕХНИКИ СИЛЬНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

Баранов М.И., д.т.н.

НИПКИ "Молния" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47, НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ"
тел. (057) 707-68-41, факс (057) 707-61-33, E-mail: nipkimolnija@kpi.kharkov.ua

Наведено короткий історичний нарис з проблеми отримання сильних постійних та імпульсних магнітних полів. Відзначено значний вклад визначного радянського фізика-експериментатора Капиці П.Л. в рішення даної проблеми.

Приведен краткий исторический очерк по проблеме получения сильных постоянных и импульсных магнитных полей. Отмечен значительный вклад выдающегося советского физика-экспериментатора Капицы П.Л. в решение данной проблемы.

Выдающемуся физика XX столетия, академику АН СССР Капице Петру Леонидовичу посвящается.

вещества ограниченного объема СПМП с напряженностью практически лишь до уровня не более 250 кЭ, то есть получать постоянные поля с магнитной индукцией до 25 Тл [1,2].

ВВЕДЕНИЕ

В последние годы важное научно-прикладное значение приобрела техника сильных магнитных полей, ставшая по существу самостоятельной электротехнической дисциплиной, но не утратившая своих крепких "родовых" связей с классической электротехникой [1-4]. Данная область человеческих знаний по способам получения и достигаемым амплитудно-временным параметрам (АВП) напряженности магнитного поля может быть разделена на две существенно отличающиеся друг от друга по своей внутренней природе подобласти: техника сильных постоянных магнитных полей (СПМП) и техника сильных импульсных магнитных полей (СИМП) [1-3].

При создании СПМП обычно используются магниты постоянного тока с рабочими объемами для объектов испытаний, выполненные с нормальной или сверхпроводящей обмотками. Так, например, магнит с нормальной обмоткой Национальной магнитной лаборатории США, создававший в свое время в воздушном объеме рекордное постоянное магнитное поле напряженностью 226 кЭ [5], питается от генератора постоянного тока со средней мощностью в 10 МВт, который может развивать мощность и в 16 МВт, но только в течение одной минуты. При этом расход технической воды для охлаждения такого магнита составляет около 1800 л/мин. СПМП применяются в физических исследованиях, связанных с изменением магнитных моментов атомов и их ядер, элементарных частиц (электронов, позитронов и др.), а также с изучением свойств свободных электронов в твердом теле и носителей зарядов в низкотемпературной плазме. Кроме того, с помощью СПМП проводятся медицинские и биологические исследования, осуществляются эксперименты по циклотронному резонансу в ядерной физике, исследуются магнитоакустические эффекты и межзонные поглощения применительно к энергетическим уровням атомов в полупроводниках [1,5]. Существующие ныне методы генерирования магнитных полей и электротехнические материалы позволяют надежно создавать в твердых, жидких и газообразных



*Петр Леонидович Капица (1894г.–1984г.)
(Фото в период его работы в Кавендишской лаборатории при Кембриджском университете)*

Мировой опыт в области СПМП и СИМП показал, что для создания магнитных полей напряженностью свыше 250 кЭ пригодными остаются только импульсные методы [2]. Впервые идею получения СИМП выдвинул и практически осуществил ее в 1923 году в Англии (г. Кембридж) наш соотечественник

Петр Капица [6]. В своих работах, ставшими классическими, Капица П.Л. получил СИМП миллисекундной длительности с рекордной на многие годы напряженностью до 350 кЭ в рабочем воздушном объеме соленоида не более 2 см^3 [6-9]. При помощи данных полей им были проведены обширные физические исследования ряда явлений, связанных с эффектами Зеемана и Пашена-Бака, изменением электропроводности большой номенклатуры металлов, поведением магнитной восприимчивости и магнитострикции различных материалов в СИМП, а также с изучением треков α -частиц в камере Вильсона [6-10]. Одним из важных научных результатов, полученных Капицей П.Л. в ходе этих исследований свойств различных веществ в СИМП, явилось открытие им в 1928 году линейного закона для изменения электрического сопротивления ряда металлов в СИМП [10].

Что касается современных областей применения СИМП, то к ним, в частности, можно отнести [3,4]: импульсные ускорители плазмы; сильноточные газоразрядные источники света; ускорители заряженных частиц для ядерных исследований; высокие электрофизические технологии (например, магнитно-импульсная обработка металлов; практическое использование эффектов электрического взрыва проводников большими импульсными токами и др.).

Остановимся ниже вкратце на наиболее важных событиях из личной и научно-технической жизни Капицы П.Л., а также на основных особенностях и путях получения им указанных выше СИМП.

ПЕТРОГРАДСКИЙ ПЕРИОД РАБОТЫ

Родился Петр Леонидович Капица 9 июля 1894 года в г. Кронштадте в семье военного инженера-строителя. В 1919 году закончил Петроградский политехнический институт и в этом же году начал свою учебно-научную деятельность в вышеназванном институте на кафедре известного ученого-физика, профессора Иоффе А.Б. (в будущем академика АН СССР) в должности преподавателя физики на физико-механическом факультете. В 1916 году в своей первой оригинальной научной работе [11] Капица П.Л. разработал новый метод приготовления волластоновских нитей – тонких (толщиной менее одного микрона) платиновых или золотых проволочек, основанный на их протяжке в серебряной оболочке с последующим ее растворением с помощью применения процесса электролиза. В следующей работе [12] Капицей П.Л. была предложена оригинальная модель рентгеновского спектрометра. Далее совместно с Семеновым Н.Н. (будущим академиком АН СССР, лауреатом Нобелевской премии в области химии) Капица П.Л. разрабатывает экспериментальный способ определения магнитного момента атома, базирующийся на взаимодействии молекулярного пучка вещества с неоднородным магнитным полем [13].

КЕМБРИДЖСКИЙ ПЕРИОД РАБОТЫ

В 1921 году Капица П.Л. с группой российских ученых был командирован для научной стажировки в Англию, где он долгое время работал в Кавендишской научной лаборатории при Кембриджском университе-

те. Как известно, эту лабораторию в годы пребывания Капицы П.Л. за границей возглавлял всемирно известный физик, лауреат Нобелевской премии по химии за 1908 год Эрнст Резерфорд. В 1923 году в г. Кембридже Капица П.Л. успешно защищает докторскую диссертацию на тему "Прохождение α – частиц через вещество и методы получения магнитных полей". В этом же году ему была присуждена ученая степень доктора философии Кембриджского университета и он получает трехлетнюю стипендию имени Дж. К. Максвелла. Следует отметить, что на этот "заграничный период" работы приходятся основные технические достижения Капицы П.Л. в области получения СИМП и экспериментальных исследований в этих полях. В комплексе эти исследования заложили физико-технический фундамент для дальнейших научно-исследовательских работ в указанных областях науки и техники и сохраняют свою актуальность и по сей день.

В связи с тем, что в первой половине XX века основными источниками импульсного тока большой силы были магнитные индукторы, батареи аккумуляторов и специальные генераторы переменного тока [1,2], то Капица П.Л. вначале своих работ по проблеме СИМП предпринял попытку создания магнитного индуктора, состоящего из массивного железного сердечника и двух обмоток [1]. Первичная обмотка такого индуктора с большим числом витков включалась в цепь источника постоянного тока. Вторичная обмотка магнитного индуктора с малым числом витков подключалась к нагрузке-соленоиду, изготовленной из нормальной токопроводящей шины. Опыты по получению СИМП в соленоиде с таким магнитным индуктором не удалось из-за больших потерь магнитной энергии первичной обмотки с железным сердечником индуктора на мощную электрическую искру (дугу), образующуюся при размыкании механическим выключателем первичной обмотки магнитного индуктора с постоянным током.

Затем Капица П.Л. занялся конструированием специальных кислотно-свинцовых аккумуляторов с малой емкостью C_A и малым внутренним сопротивлением R_A . При разряде созданной им новой мощной батареи аккумуляторов на нагрузочное сопротивление $R_H=0,02 \text{ Ом}$, равное внутреннему сопротивлению батареи аккумуляторов $R_A=0,02 \text{ Ом}$, на нагрузке-соленоиде выделялась мощность примерно в 1 МВт при амплитуде разрядного тока, равной около 7 кА [1,7,14]. Созданная батарея аккумуляторов эксплуатировалась около одного года и с ее помощью в соленоиде, навитом медной лентой, при комнатной температуре $\theta_0 = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ было получено СИМП напряженностью в 125 кЭ. При охлаждении медной ленты указанного соленоида жидким азотом АВП напряженности СИМП достигали до 250 кЭ при длительности получаемого импульса магнитного поля около 25 мс.

Далее Капица П.Л. для получения больших амплитудных значений напряженности СИМП совместно с английской фирмой "Метрополитен-Виккерс" конструирует специальный мотор-генератор, позволяющий получать в импульсе на нагрузке-соленоиде

(катушке без сердечника) равного генератору импеданса мощность не менее 50 МВт [9,14,15]. В данном генераторе механическая (кинетическая) энергия массивного ротора при замыкании обмотки генератора на малое нагрузочное сопротивление соленоида (режим близкий к короткому замыканию) превращалась в электромагнитную энергию в виде токового импульса большой амплитуды. Этот мотор-генератор или как его еще называют ротор-генератор, созданный под непосредственным техническим руководством Капицы П.Л., имел металлический ротор диаметром 0,5 м и весом 2,5 т, который мог вращаться со скоростью до 3500 об/мин. Ротор мотор-генератора приводился во вращение двигателем постоянного тока мощностью в 60 кВт. Каждая из двух обмоток возбуждения мотор-генератора питалась от собственного генератора постоянного тока мощностью 6 кВт. Собственный вес мотор-генератора составлял 13 т, а его изолированного бетонного фундамента – 30 т. Фундамент мотор-генератора покоился на скальном основании с вибропоглощающей подушкой из масколита–специального антивибрационного материала, изготавливаемого из войлока и пробки. Все это было необходимо для того, чтобы самортизировать электродинамический удар, возникающий при закорачивании на рабочий соленоид обмотки мотор-генератора. При испытаниях разработанного мотор-генератора в его нагрузке-соленоиде был получен максимальный импульсный ток в 72 кА при электрическом напряжении в 2,25 кВ, что соответствовало пиковой мощности 162 МВт [9,14]. При работе мотор-генератора соленоид с объектом исследования размещался в 20 м от него. Обмотка мотор-генератора с соленоидом соединялась при помощи надежно закрепленных и бифилярно расположенных шести массивных медных шин (по три к каждому изолированному друг от друга полюсу–потенциальному и токовому), в которых терялось до 4% общей мощности мотор-генератора [14].

Рабочий соленоид для мотор-генератора был разработан Капицей П.Л. совместно с известным английским физиком Дж. Д. Кокрофтом [14,16]. Соленоид конструировался таким образом, чтобы максимальная температура витков его токопроводящей обмотки (катушки) не превышала из тепловых условий работы ее изоляции 150°C. Токопроводящая обмотка была выполнена из ленты толщиной 5мм, материалом которой служил медно-кадмиевый сплав (медь Cu – 98%; кадмий Cd – 2%). Медно-кадмиевая лента была специально изготовлена английской фирмой "Томас Болтон". Добавка кадмия Cd уменьшала электропроводность ленты на 10%, но вчетверо увеличивала ее механическую прочность на разрыв. Плотность тока в витках токопроводящей обмотки соленоида при работе мотор-генератора достигала 5 кА/мм², а на стальной бандаж соленоида при получаемой амплитуде напряженности СИМП в 300 кЭ действовала электродинамическая сила в 140 т [14]. Опытное определение получаемого уровня СИМП производилось путем прямого измерения напряженности магнитного поля с помощью миниатюрной пробной катушки, электрический сигнал с которой

подавался на баллистический гальванометр. Экспериментальные результаты замеров напряженности СИМП в воздушном рабочем объеме соленоида записывались шлейфовым осциллографом на фотопленку. Используя сконструированные и изготовленные "в металле" мотор-генератор и соленоид, Капице П.Л. удалось многократно без разрушения соленоида получать СИМП напряженностью в 320 кЭ [9,14]. Форма импульса тока (магнитного поля) в соленоиде, в зависимости от схемы включения двух обмоток возбуждения мотор-генератора, могла быть синусоидальной или трапецеидальной. Для выполнения физических исследований в создаваемых СИМП было достаточно генерирования лишь их первых полуволн. Для их получения использовался синхронно работающий с мотор-генератором выключатель в цепи соленоида. Данный выключатель был изготовлен английской фирмой "Питер Хукер" из специальной высококачественной стали. Длительность полуволны импульсного тока (поля) в описываемых нами опытах Капицы П.Л. в Кавендишской лаборатории составляла в соленоиде примерно 10 мс. Достигнутый Капицей П.Л. уровень СИМП с помощью применения мотор-генератора в свое время был рекордным. В проведенных с его использованием экспериментах выделяющаяся в соленоиде электрическая мощность была практически в десять раз, а полученное магнитное поле в три раза больше, чем в аналогичных экспериментах Капицы П.Л. с аккумуляторами. Заметим, что в настоящее время в ведущих научных лабораториях мира получаемые АВП для СИМП составляют: по амплитуде напряженности магнитного поля– до 10 МЭ, а по длительности– порядка одной микросекунды [2-4]. Подобные сверхсильные магнитные поля, используемые прежде всего в экспериментальной физике (например, в атомной физике при исследовании деформации электронных оболочек атомов, в ядерной физике при изучении явлений квантовой электродинамики в случае применения электронов высоких энергий и др.), получают с помощью взрывных генераторов, основанных на сверхскоростном сжатии магнитного потока [3,4].

Учитывая превосходные как научные, так и организаторские качества Капицы П.Л., последний в конце своей весьма продолжительной заграничной командировки в Англию был назначен заместителем директора Кавендишской лаборатории при Кембриджском университете (директор лаборатории – Э. Резерфорд) по магнитным исследованиям. Успехи Капицы П.Л. в области исследований физических процессов при воздействии на вещество СИМП способствовали созданию в 1926 году в Англии специальной магнитной лаборатории в рамках научно-исследовательского подразделения, возглавляемого известным во всем научном мире ученым–физиком Э. Резерфордом. В этот период в 1929 году Капица П.Л. был избран членом-корреспондентом АН СССР. В этом же году он становится членом Лондонского Королевского общества – Английской Академии Наук. Петр Леонидович регулярно приезжал к себе на родину для чтения лекций и оказания научно-технических консультаций. Исследования Капицей П.Л. свойств металлов в

СИМП логически привели его к необходимости выполнения подобных работ и в области низких температур. По этой причине в г. Кембридже строится специальная научная лаборатория имени Монда Лондонского Королевского общества для проведения исследований различных материалов в СИМП с использованием низких температур. Директором данной лаборатории назначается Капица П.Л. Отметим, что свой первый гелиевый ожижитель Капица П.Л. построил именно в этой английской лаборатории.

МОСКОВСКИЙ ПЕРИОД РАБОТЫ

В 1934 году Капица П.Л. возвращается из Англии на свою родину и организует здесь в г. Москве Институт физических проблем АН СССР. Для нового института часть научного оборудования, включая созданные Капицей П.Л. в Кавендишской лаборатории и лаборатории Монда установки для получения СИМП и ожижения гелия, при активном содействии Э. Резерфорда была закуплена СССР в Англии. На определенное время дальнейшая научная деятельность Капицы П.Л. была связана практически с физикой и техникой низких температур. Важный этап этих работ завершился открытием Капицей П.Л. в 1937 году явления сверхтекучести жидкого гелия. Следует отметить то, что квантовая теория сверхтекучести вещества была разработана тесно сотрудничавшим с Петром Леонидовичем выдающимся советским физиком-теоретиком, академиком СССР, лауреатом Нобелевской премии по физике за 1962 год Ландау Л.Д., проработавшим не один год в нашем Харьковском политехническом институте на кафедре "Общей и экспериментальной физики". За успехи в данной области Капица П.Л. в 1939 году был избран действительным членом АН СССР. Позже в 1978 году за фундаментальные изобретения и открытия в области низких температур ему была присуждена Нобелевская премия по физике. Крупным инженерным достижением Капицы П.Л. в это время явилось его предложение по использованию турбинных установок для ожижения воздуха и получения из него кислорода, крайне необходимого для интенсификации ряда промышленных процессов (например, в металлургии). Его успехи на этом направлении трудовой деятельности были отмечены в 1941 году Государственной премией СССР за работу "Турбодетандер для получения низких температур и его применение для ожижения воздуха". В 1943 году Капице П.Л. за работы по исследованию жидкого гелия была присуждена очередная Государственная премия СССР. В трудное для академике Капицы П.Л. время (с 1946г. по 1955г.) он вне стен созданного им Института физических проблем обращается к совершенно новому для него классу физических задач – к разработке и созданию мощных СВЧ-генераторов непрерывного действия. В 1955 году Капица П.Л. возвращается на пост директора названного выше института и продолжает в более широком масштабе работы по электронике больших мощностей и физике плазмы. Последние 20 лет своей жизни Капица П.Л. посвятил изучению природы сильнооточного шнуrowого разряда в газах [14]. Данные работы были направлены на получение и изуче-

ние природы высокотемпературной плазмы, используемой в экспериментальных установках для термоядерного синтеза. Умер академик Капица П.Л. 8 апреля 1984 года. За свой активный многолетний труд, выдающийся вклад в развитие науки и техники Капица П.Л. был награжден двумя золотыми звездами Героя Труда, многочисленными орденами и удостоен ряда Государственных премий СССР. Велико и международное признание научных заслуг Петра Леонидовича Капицы. Он был, как мы уже указали, лауреатом Нобелевской премии, награжден многими золотыми медалями выдающихся ученых мирового сообщества и состоял членом около 30 Академий Наук и общепризнанных Научных Обществ ведущих зарубежных стран мира.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Карасик В.Р. Физика и техника сильных магнитных полей.-М.: Наука, 1964.-348с.
- [2] Физика и техника сильных магнитных полей. Сборник рефератов (1873-1968г.г.)/ Составители: С.А. Смирнов, А.В. Георгиевский, В.М. Юштина. М.: Атомиздат, 1970.-220с.
- [3] Техника больших импульсных токов и магнитных полей/ Под ред. В.С. Комелькова.-М.: Атомиздат, 1970.-472с.
- [4] Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля.-М.: Мир, 1972.-391с.
- [5] National magnet laboratory studies magnetism// Physics Today.-1966.-Vol.19.-№4.-p.81.
- [6] Kapitza P. Some observations on α – particle tracks in a magnetic field// Proceeding Cambridge Philosophy Society.-1923.-Vol. 21.-p.511.
- [7] Kapitza P. A method of producing strong magnetic fields// Proceeding Royal Society.-1924.-Vol. A105.-p.691.
- [8] Kapitza P., Skinner H.W.B. The Zeeman effect in strong magnetic fields// Proceeding Royal Society.-1925.-Vol. A109.-p.224.
- [9] Kapitza P. Further developments of the method of obtaining strong magnetic fields// Proceeding Royal Society.-1927.-Vol. A115.-p.658.
- [10] Капица П.Л. Экспериментальные исследования в сильных магнитных полях// Успехи физических наук.-1931.-Т.11.-Вып.4.-С.533.
- [11] Капица П.Л. Приготовление волластоновских нитей// Журнал русского физико-химического общества. Серия физическая.-1916.-Т.48.-Вып.9.-С.324.
- [12] Капица П.Л. Регистрирующий микрофотометр Коха// Вестник рентгенологии и радиологии.-1919.-Т.1.-С.54.
- [13] Капица П.Л., Семенов Н.Н. О возможности экспериментального определения магнитного момента атома// Журнал русского физико-химического общества. Серия физическая.-1922.-Т.50.-С.159-160.
- [14] Капица П.Л. Научные труды. Сильные магнитные поля.-М.: Наука, 1988.-461с.
- [15] Дорфман Я.Г. Проблема сильных магнитных полей и работы П.Л. Капицы// Успехи физических наук.-1929.-Т.9.-Вып.1.-С.79.
- [16] Cockroft J.D. Philosophy Transaction Royal Society.-1928.-Vol. A227.-p.317.

Поступила 23.02.2005

ТРАКТОВКА ПРИЧИН ИЗМЕНЕНИЯ ИНДУКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ВЗАИМОИНДУКЦИИ И ТОКА НАМАГНИЧИВАНИЯ В АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЯХ

Вербовой А. П., к.т.н.

Институт электродинамики НАН Украины
Украина, 03680, Киев, проспект Победы, 56
тел.(044) 454-25-75, E-mail: podol@ied.org.ua

Стаття присвячена аналізу назв, позначенням і визначенню індуктивного опору взаєміндукції. Показано, що зі збільшенням навантаження і зменшенням частоти обертання індуктивний опір взаєміндукції зменшується а струм намагнічування збільшується.

Статья посвящена анализу названий, обозначений и определению индуктивного сопротивления взаимоиндукции. Показано, что с увеличением нагрузки и уменьшением частоты вращения индуктивное сопротивление взаимоиндукции уменьшается а ток намагничивания увеличивается.

ВВЕДЕНИЕ

Настоящая статья написана на базе результатов экспериментальных и теоретических исследований, выполненных в Институте электродинамики НАН Украины при разработке асинхронных двигателей с улучшенными пусковыми, регулировочными и динамическими свойствами в соответствии с естественными и научно-техническими темами.

В начальный период развития теории, разработки методик расчета характеристик и проектирования асинхронных двигателей было принято допущение о том, что индуктивное сопротивление взаимоиндукции не зависит от частоты вращения ротора. А поскольку оно на два порядка больше сопротивлений обмоток в Т-образной схеме замещения, то его можно вынести на зажимы схемы замещения. Таким образом получена Г-образная схема замещения, которая принята за основную и на базе которой разработаны и используются методики расчета электромагнитных параметров.

В результате экспериментальных исследований двигателей с различными конструкциями роторов установлено, что с увеличением скольжения от $s = 0$ до $s = 1$ индуктивное сопротивление взаимоиндукции уменьшается в несколько раз, а ток намагничивания увеличивается [1-3]. Поскольку принятое ранее допущение приемлемо для небольшого диапазона скольжений ($s = 0 \div 1,5 \cdot s_H$), то для регулируемых по скорости и управляемых по режимам работы двигателей необходимо разработать уточненные методики. Поэтому целью настоящей статьи является выяснение причин изменения индуктивного сопротивления взаимоиндукции и нахождение его зависимости от электромагнитных нагрузок, которые изменяются с изменением частоты вращения двигателя.

ТРАКТОВКА НАЗВАНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

Асинхронная электрическая машина состоит из реальной обмотки статора и одновитковых обмоток, эквивалентирующих короткозамкнутую обмотку ротора, пакеты стали статора и ротора. Эквивалентные одновитковые обмотки с числом фаз, равным числу фаз обмотки статора ($m_{o2} = m_{c1} = m_{c2} = m_{o1}$), обла-

дают сосредоточенными активными сопротивлениями, собственными индуктивностями фаз и взаимными индуктивностями между фазами. Поэтому название **"индуктивное сопротивление взаимоиндукции"** является наиболее корректным. Оно связано с взаимной индуктивностью выражением $x_{\mu} = \omega_1 \cdot M' \cdot 3/2$, где M' – взаимная индуктивность между всеми фазами всех обмоток, приведенных к одному числу витков (к числу витков обмотки статора w_{o1}). Индекс μ наиболее полно отвечает названию сопротивления, характеризующему магнитное поле машины.

В некоторых учебниках используется название **"главное или основное индуктивное сопротивление"** и тогда присваивают ему индексы "r1" и "r2", которые относятся соответственно к обмоткам статора и ротора, то есть x_{r1} и x_{r2} .

В электрических схемах замещения, построенных на базе систем электромагнитно связанных контуров с токами (фаз обмоток), при объединении параллельных ветвей с одинаковыми значениями и направлениями ЭДС взаимоиндукции образуется одна ветвь намагничивания с сопротивлением x_{μ} , по которой протекает чисто реактивный ток намагничивания I_{μ} . В векторной диаграмме ток намагничивания сдвинут по фазе относительно ЭДС взаимоиндукции на угол $\pi/2$ и именно он создает магнитный поток взаимной индукции (основной магнитный поток). Направления векторов тока намагничивания и магнитного потока взаимной индукции совпадают. При этом x_{μ} называют еще индуктивным сопротивлением ветви намагничивания схемы замещения. Взаимосвязь между ЭДС, током намагничивания и индуктивным сопротивлением взаимоиндукции устанавливается выражением $I_{\mu} = E / x_{\mu}$.

Необходимо подчеркнуть следующий факт. В реальной машине нет самостоятельной ветви, по которой протекал бы ток намагничивания, а в схеме замещения, векторной диаграмме и при расчетах он имеет определенный смысл, значение и направление. В то же время в обмотках машины протекают реаль-

ные токи. Существуют формулы для определения полных потокосцеплений фаз, входящих в дифференциальные уравнения электромагнитного равновесия. Но как таковых в машине нет этих потокосцеплений. Есть потокосцепление, созданное магнитным потоком взаимной индукции, обусловленным током намагничивания. Другими словами, в машине существует реальное результирующее движущееся (вращающееся) магнитное поле, образованное реальными токами во всех обмотках, то есть наложением МДС, созданных этими токами.

АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ ПОЛОЖЕНИЙ И ОПРЕДЕЛЕНИЙ

Начнем обзор мнений с трактовки В.П.Шуйского [4]. "У трансформаторов, асинхронных машин и машин переменного тока зазор весьма мал, следовательно, основное индуктивное сопротивление значительно больше, чем реактивное сопротивление рассеяния статора ($x_{1h}/x_{1\sigma} > 10$). Поэтому в схеме замещения основное индуктивное сопротивление можно включить непосредственно под напряжение первичной цепи, **переноса** его из точки разветвления. В практических расчетах это не приводит к большой ошибке. Тогда общее реактивное сопротивление машины можно легко выразить через реактивное сопротивление первичной и вторичной обмоток: $x_{\sigma} = x_{1\sigma} + x_{2\sigma}$ ". Такое толкование дает возможность многим авторам получать множество "новых" схем замещения.

Далее в [4] на стр. 54 утверждается, что "ток намагничивания от скольжения не зависит", а на стр. 491 – "намагничивающий ток при коротком замыкании $I_{\mu k}$ составляет примерно половину нормального намагничивающего тока; он очень мал по сравнению с токами короткого замыкания I_{o1k} и I'_{o2k} ". Поэтому им можно пренебречь и принять $I_{o1k} = I'_{o2k} = I_k \dots$ ".

Некоторые авторы считают, что индуктивное сопротивление взаимной индукции при коротком замыкании не остается постоянным, а увеличивается. Так, в [5] на стр. 465 приводится следующая трактовка: "...индуктивное сопротивление взаимной индукции при коротком замыкании, которое можно определить по соотношению $x_{12k} = x_{12} \cdot F_{\mu} / F_{\delta} \approx x_{12}(1,3 \div 1,7)$, так как в этом случае машина работает на прямолинейной части магнитной характеристики, т.е. без насыщения стальных участков магнитной цепи. В пределах изменения скольжения от 1 до 0,1 можно считать $x_{12} = \text{const}$ ".

У А.И.Вольдека [6] на стр. 459 приводятся следующие выражения для определения "... главного собственного индуктивного сопротивления обмоток статора и ротора

$$x_{r1} = m_1 \cdot w_1^2 \cdot k_{oд1}^2 \cdot x_1, \quad x_{r2} = m_2 \cdot w_2^2 \cdot k_{oд2}^2 \cdot x_1,$$

$$\text{где } \delta_1 = \frac{4 \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \tau \cdot l_{\delta}}{\pi \cdot p \cdot k_{\mu} \cdot k_{\delta} \cdot \delta}$$

и для главных взаимных индуктивных сопротивлений

$$x_{r12} = m_1 \cdot w_1 \cdot k_{o\delta 1} \cdot w_2 \cdot k_{o\delta 2} \cdot k_c \cdot x_1, \quad (23.17)$$

$$x_{r21} = m_2 \cdot w_1 \cdot k_{oд1} \cdot w_2 \cdot k_{oд2} \cdot k_c \cdot x_1, \quad (23.18)$$

где k_c – коэффициент скоса пазов.

По выражениям (23.17) и (23.18) $x_{r12} \neq x_{r21}$, что объясняется тем, что сопротивления являются эквивалентными и **учитывают действие поля всех фаз одной обмотки на другую**".

Аналогичное суждение приводится и в [7]: "Так как $m_1 \neq m_2$, то вообще говоря, и $x_{12} \neq x_{21}$ ". Это утверждение достаточно понятное и убедительное. Но в нем кроются ошибочные представления числа фаз короткозамкнутой обмотки ротора $m_{o2} = Z_2$ и числа витков в фазе $w_{o2} = 0,5$, а также построенные на такой трактовке методики определения электромагнитных параметров, расчета характеристик и проектирования асинхронных двигателей.

Объяснение сущности неравенства $x_{12} \neq x_{21}$ в [6] непонятно, как и утверждение про "**действие поля всех фаз одной обмотки на другую**". Такой подход затрудняет понимание работы асинхронного двигателя в режиме идеального холостого хода, когда токи в обмотке ротора не протекают и нет никакого "действия" обмотки ротора на обмотку статора и наоборот. В действительности при любом режиме работы в машине существует результирующее магнитное поле и единственные x_{μ} и I_{μ} , поскольку существует единственный магнитный поток взаимной индукции. Поэтому использование индексов 12 и 21 у индуктивного сопротивления взаимной индукции является неудачным, а утверждения о неравенстве в [6, 7] являются некорректными, поскольку $m_{o2} = m_{o1}$.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Уже упоминался факт, что с увеличением нагрузки и снижением частоты вращения двигателя индуктивное сопротивление взаимной индукции уменьшается, а ток намагничивания увеличивается [1-3]. Последующие экспериментальные исследования проводились с образцами, выполненными на базе двигателя 4А160М4 с массивным ферромагнитным ротором и его модификациями [8, 9].

На рис.1 приведены зависимости $x_{\mu}(U_{o1})$ и $I_{\mu}(U_{o1})$ при идеальном холостом ходе для первого и шестого образцов двигателей. В шестом образце находился сплошной массивный ферромагнитный ротор с проточенной цилиндрической поверхностью таким образом, что воздушный зазор увеличен с $\delta = 0,5$ (для двигателя серийного изготовления) до $\delta = 1,05$ мм. В первом образце размещался ротор с короткозамкнутой обмоткой из меди ($Z_2 = 38, b_2 = 0,4, h_2 = 7,5$ мм) с воздушным зазором $\delta = 0,5$ мм. Из рисунка видно, что увеличение воздушного зазора в шестом образце привело к уменьшению индуктивного сопротивления взаимной индукции и к соответствующему увеличению тока намагничивания, вызванного необходимостью увеличения МДС для проведения магнитного потока взаимной индукции через увеличенный воздушный зазор.

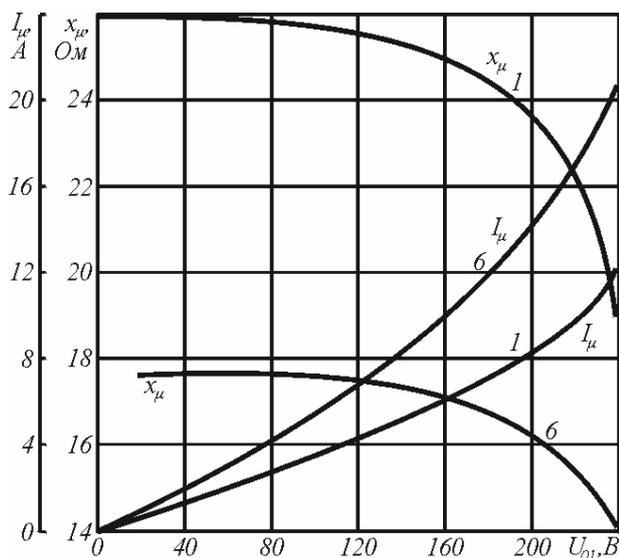


Рис. 1

При малых значениях напряжения, примерно до $U_{01} = 100$ В, зависимости $x_{\mu}(U_{01})$ и $I_{\mu}(U_{01})$ имеют прямолинейный вид. Дальнейший рост напряжения приводит к появлению насыщения участков магнитной цепи и отклонению зависимостей индуктивного сопротивления взаимоиндукции и тока намагничивания от прямолинейных. Ток намагничивания увеличивается, а x_{μ} уменьшается.

При переменной частоте вращения зависимость $x_{\mu}(s)$ тоже имеет нелинейный вид, а значение индуктивного сопротивления взаимоиндукции для шестого образца двигателя уменьшается с 17,6 Ом при идеальном холостом ходе до 8,4 Ом при $U_{\text{л}} = 180$ В и до 8,8 Ом при $U_{\text{л}} = 130$ В при коротком замыкании. То есть при коротком замыкании наблюдается та же тенденция уменьшения x_{μ} при увеличении подводимого к обмотке статора напряжения.

Для двигателя с короткозамкнутым ротором такой же мощности пределы изменения x_{μ} и I_{μ} значительно шире. Так, ток намагничивания при идеальном холостом ходе составляет около $I_{\mu\text{их}} = 8,5$ А, а при коротком замыкании он достигает порядка $I_{\mu\text{к}} = 40$ А при пусковом токе в обмотке статора $I_{01\text{н}} = 100$ А, то есть составляющим около 40% номинального тока короткого замыкания. При этом индуктивное сопротивление взаимоиндукции уменьшилось с $x_{\mu\text{их}} \cong 26$ Ом до $x_{\mu\text{к}} = 2$ Ом, то есть примерно на порядок.

Поэтому принятое положение о постоянстве или увеличении индуктивного сопротивления взаимоиндукции, как и об уменьшении тока намагничивания при коротком замыкании по сравнению с такими же показателями при холостом ходе является необоснованным.

СОВРЕМЕННАЯ ТРАКТОВКА

Мы исходим из того, что каждая из трех фаз обмотки статора размещена в пространстве со сдвигом на угол $2\pi/3$ и к ним подключается переменное

трехфазное напряжение со сдвигом во времени на угол $2\pi/3$ радиан. Если последовательно подключать к сети только одну фазу обмотки статора, то пульсирующий ток в ней будет создавать магнитный поток, который, в свою очередь, будет наводить в определенном месте ротора ЭДС взаимоиндукции. Эта ЭДС вызывает протекание тока в роторе, аналогичного току в обмотке статора. Не может эта ЭДС вызвать протекание токов в одном, двух или во всех стержнях короткозамкнутой обмотки ротора. Поэтому ошибочной есть трактовка, что $m_{02} = Z_2$ и $w_{02} = 0,5$. Токи в каждой из фаз обмотки статора вызывают свой "отклик" в виде токов в роторе, которые будут сдвинуты в пространстве и времени на те же углы. Поэтому необходимо считать естественным, что число фаз обмотки ротора равно числу фаз обмотки статора $m_{02} = m_{01}$, а число витков равно единице $w_{02} = 1$. Для короткозамкнутой обмотки ротора число пазов на полюс и фазу q_{02} может быть как целым, так и дробным, а полувитки размещаются на расстоянии полюсного деления $\tau_{02} = Z_2 / 2p$ и соединяются короткозамкнутым кольцом (его частями длиной τ_{02}).

Аналогичным образом можно рассматривать процессы и задание фаз в массивном ферромагнитном роторе, а также в шихтованных пакетах стали статора и ротора с некоторым отличием определения электромагнитных параметров последних.

Все токи в фазах всех обмоток создают результирующее вращающееся магнитное поле. По величине токи в эквивалентных обмотках шихтованных пакетов стали статора и ротора будут значительно меньше токов в реальных обмотках. Соответственно эти обмотки обладают повышенными в столько же раз активным и индуктивным сопротивлениями.

Электромагнитные процессы и нагрузки асинхронного двигателя зависят от режима работы, начиная от холостого хода, когда токи в фазах обмотки статора составляют около 30% номинального тока, до короткого замыкания, когда токи достигают 5-7-кратных значений. При питании двигателя от сети большой мощности напряжение, подводимое к обмотке статора, не меняется. С величиной напряжения связан процесс насыщения магнитной цепи, характеризующийся такой последовательностью связи электромагнитных величин: от напряжения к ЭДС взаимоиндукции, потом к магнитному потоку взаимоиндукции, а затем к магнитной индукции. Схематически это выглядит так: $U_{01} \rightarrow E \rightarrow \Phi \rightarrow B$.

При работе двигателя в режиме холостого хода его магнитная цепь насыщена, поскольку рабочая точка находится на изгибе кривой намагничивания. С увеличением нагрузки ЭДС взаимоиндукции уменьшается в связи с увеличением падения напряжения на активном и индуктивном сопротивлениях обмотки статора. Уменьшение ЭДС взаимоиндукции вызвано уменьшением потока взаимоиндукции. В свою очередь это приводит к уменьшению магнитной индукции на участках магнитной цепи и, следовательно, к уменьшению насыщения. Процесс снижения насыщения зубцов и спинки статора будет продолжаться до

режима короткого замыкания.

Совсем по иному протекают электромагнитные процессы в роторе. С увеличением частоты переменных величин в роторе происходит перераспределение протекания магнитного потока взаимной индукции по высоте спинки и зубцов. Он сосредотачивается в поверхностном слое, то есть происходит как бы вытеснение потока к воздушному зазору. Поэтому плотность его в спинке уменьшается, а большая его часть проходит поперек зубцов и пазов, встречая на своем пути увеличенное магнитное сопротивление. Поэтому при коротком замыкании проведение хотя и меньше, чем при холостом ходе, магнитного потока взаимной индукции через большое сопротивление пазов, равносильно проведению магнитного потока через значительно увеличенный воздушный зазор и требует существенного увеличения МДС и соответствующего увеличения тока намагничивания.

Поскольку $x_\mu = E/I_\mu$, то при уменьшении числителя E и увеличении знаменателя I_μ , значение частного x_μ будет уменьшаться.

Определение индуктивного сопротивления взаимной индукции по известной формуле

$$x_\mu = 2m_{01} \cdot f_1 \cdot \frac{\mu_0 \cdot D_1 \cdot l_1}{\delta \cdot k_\delta \cdot k_\mu} \cdot \left(\frac{w_{01} \cdot k_{w01}}{p} \right)^2$$

не позволяет учесть его изменение от скольжения. В формулу входит только коэффициент насыщения магнитной цепи k_μ , который определяется для холостого хода. А поскольку, как отмечено выше, с увеличением нагрузки примерно до $1,3 \cdot P_n$ он уменьшается, то и x_μ должно увеличиваться, то есть эта формула как бы подтверждает принятую ранее трактовку. Но этот коэффициент никаким образом не учитывает процессы перераспределения магнитного потока в роторе. Кроме того, в числителе формулы содержится магнитная постоянная μ_0 , что справедливо только для воздушного зазора. В то же время наличие в знаменателе δ показывает его влияние на изменение индуктивного сопротивления взаимной индукции.

Если за исходную принять формулу $x_\mu = E/I_\mu$ и выразить в ней ЭДС взаимной индукции через магнитный поток или магнитную индукцию, а ток намагничивания – через МДС, то получим формулу:

$$x_\mu = 2m_{01} \cdot f_1 \cdot l_1 \cdot D_1 \cdot \frac{B_\delta}{F} \cdot \left(\frac{w_{01} \cdot k_{w01}}{p} \right)^2$$

Она наглядно показывает зависимость индуктивного сопротивления взаимной индукции от электромагнитных нагрузок, уменьшение его при переходе от холостого хода до короткого замыкания и возможность определения его значений от скольжения.

ВЫВОДЫ

Принятая трактовка о постоянстве индуктивного сопротивления взаимной индукции и уменьшении тока намагничивания асинхронного двигателя при изменении нагрузки приемлема для расчета характеристик двигателей общего назначения, работающих в номинальном режиме.

Традиционная формула определения индуктивного сопротивления взаимной индукции учитывает геометрические параметры двигателя, частоту, обмоточные данные и предполагает независимость его значений от электромагнитных нагрузок, что ограничивает возможности ее использования.

Приведена новая трактовка процессов насыщения магнитной цепи, перераспределение магнитного потока взаимной индукции в роторе и объяснены причины уменьшения индуктивного сопротивления взаимной индукции и увеличения тока намагничивания, которые объясняют суть и полностью соответствуют реальным электромагнитным процессам.

Выведена новая формула определения индуктивного сопротивления взаимной индукции, дополнительно учитывающая изменение электромагнитных нагрузок при изменении скольжения от нуля до единицы, что позволяет повысить точность расчетов электромагнитных параметров, характеристик, проектирования и исследования асинхронных двигателей.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Вербовой П.Ф. Экспериментальное определение параметров асинхронных короткозамкнутых двигателей // Техн. электродинамика. – 1983. – № 1. – С. 79-85.
- [2] Вейц В.Л., Вербовой П.Ф., Кочура А.Е., Куценко Б.Н. Динамика управляемого электромеханического привода с асинхронными двигателями. – Киев: Наук. думка, 1988. – 272 с.
- [3] Вербовой П.Ф. Асинхронные двигатели для параметрического регулирования частоты вращения и интенсивных динамических режимов работы: Автореф. дис. д-ра техн. наук. – Киев, 1989. – 40 с.
- [4] Шуйский В.П. Расчет электрических машин. Перевод с немецкого. – Л.: Энергия, 1968. – 732 с.
- [5] Сергеев П.С., Виноградов Н.В., Горяинов Ф.А. Проектирование электрических машин. – М.: Энергия, 1969. – 632 с.
- [6] Вольдек А.И. Электрические машины. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.
- [7] Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Ч.2. – М.-Л.: Энергия, 1965. – 704 с.
- [8] Вербовой А.П., Вербовой П.Ф., Сьянов А.М. Экспериментальные исследования асинхронных двигателей с массивными ферромагнитными роторами. – Киев, 1996. – 42 с. – (Препр. / НАН Украины. Ин-т электродинамики; № 793).
- [9] Вербовой А.П., Вербовой П.Ф., Сьянов А.М. Исследования электромагнитных параметров массивных ферромагнитных роторов и их модификаций // Техн. электродинамика. – 1996. – № 4. – С. 35-39.

Поступила 13.07.2004

РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ МОНИТОРИНГА ПОТРЕБЛЯЕМОЙ АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

Вороновский Г.К., д.т.н., проф., Орловский И.В.
 ОАО "Харьковская ТЭЦ-5"
 Украина, 62371, Харьковская обл., Дергачевский р-н, пос. Подворки
 тел. (0572) 20-50-50

Осташевский Н.А., к.т.н., проф.
 Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
 Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические машины"

Розглянуто задачу комп'ютерного моделювання режимів роботи асинхронних двигунів з метою визначення енергетичних показників по споживаній активній потужності

Рассмотрена задача компьютерного моделирования режимов работы асинхронных двигателей с целью определения энергетических показателей по потребляемой активной мощности

Известно, что потребление электроэнергии на собственные нужды составляет до 8...10 % от всей вырабатываемой на электростанции электрической энергии. В связи с этим обеспечение эффективности работы потребителей, т.е. снижение энергопотребления на собственные нужды является весьма актуальной задачей. Основными потребителями электроэнергии на собственные нужды, являются асинхронные двигатели, используемые для привода дымососов, вентиляторов, насосов холодной и горячей воды. По технологическим условиям эти двигатели работают в режимах переменных нагрузок в зависимости от времени суток, времени года, мощности электрических и тепловых сетей.

Автоматизация учета расхода электроэнергии ТЭЦ позволяет осуществлять мониторинг потребляемой на собственные нужды электроэнергии по каждому двигателю, в частности получать суточные (и другие) диаграммы энергопотребления. Отличаясь простотой и дешевизной, измерительные устройства системы учета расхода электроэнергии позволяют охарактеризовать только потребление активной мощности в зависимости от времени. В то же время эффективность работы асинхронных двигателей определяется энергетическими показателями: коэффициентом полезного действия (КПД) – η , коэффициентом мощности – $\cos\varphi$ и их произведением – K_3 . При этом энергетические показатели зависят от величины нагрузки на валу двигателя и параметров питающей сети – напряжения и частоты и являются нелинейными функциями этих параметров. Обеспечение высокой эффективности работы двигателей означает, с одной стороны, такое управление двигателями, при котором достигаются максимально возможные значения энергетических показателей, с другой стороны, в случае необходимости, корректировку величины номинальных мощностей установленных двигателей. В обоих

случаях исходной информацией для решения поставленной задачи снижения энергопотребления на собственные нужды являются диаграммы энергопотребления, определяемые по данным измерений разработанных устройств для каждого двигателя.

Характерной особенностью асинхронных двигателей является существенное снижение КПД и $\cos\varphi$ при уменьшении нагрузки на валу. Но, если величина нагрузки определяется технологическими условиями, то изменение параметров питающей сети, также оказывающих существенное влияние на энергетические показатели двигателей, носит случайный характер.

Для решения поставленной задачи учета потребления энергии необходимо разработать методику расчета энергетических показателей двигателей для наиболее общего случая изменения величин нагрузки на валу, напряжения и частоты (общий случай частотно-управления), на базе которой разработать математические модели, учитывающие собственно энергетические показатели: КПД (η), $\cos\varphi$, и K_3 .

Расчет энергетических показателей производится на базе методики расчета рабочих характеристик частотно-управляемых асинхронных двигателей. При этом используется преобразованная Г-образная схема замещения [1].

Как установлено, изменение энергетических показателей двигателей в процессе их работы происходит под действием трех факторов: напряжение сети U_1 , частота напряжения f_1 , величина нагрузки двигателя P_2 . Одновременный учет влияния всех перечисленных факторов возможен при использовании методов теории планируемого эксперимента, позволяющих создать математические модели энергетических показателей двигателей [2, 3].

В качестве объекта исследования принят асин-

хронный двигатель АНН-17-45-10 с номинальными данными: $P_{2ном}=1600$ кВт, $U_{1ном}=3460$ В, $I_{1ном} = 184,6$ А, $n_{ном} = 596$ об/мин. Диапазоны изменения независимых факторов определены в соответствии с требованиями ГОСТ к питающим сетям и технологическими условиями работы двигателя:

$$\begin{aligned} U_{1min} &= 0,85 \cdot U_{1ном}; U_{1max} = 1,1 \cdot U_{1ном}; \\ f_{1min} &= 0,975 \cdot f_{1ном}; f_{1max} = 1,025 \cdot f_{1ном}; \\ P_{2min} &= 0,2 \cdot P_{2ном}; P_{2max} = 1,0 \cdot P_{2ном}. \end{aligned} \quad (1)$$

Ввиду очевидной нелинейности задачи использован ортогональный центрально-композиционный

план второго порядка, представленный в табл. 1. Напряжение сети U_1 , частота сети f_1 и величина нагрузки P_2 в кодированной форме обозначены X_1, X_2, X_3 , соответственно.

Для каждой строки плана, т.е. сочетания U_1 и f_1 , по разработанной методике определялись зависимости $\eta = f(P_2)$, $\cos\varphi = f(P_2)$, $K_3 = f(P_2)$, а затем для значений P_2 из этой же строки определялись η , $\cos\varphi$, K_3 , обозначаемые Y_{u1}, Y_{u2}, Y_{u3} , соответственно.

Таблица 1

n	X_0	X_1	X_2	X_3	X_{12}	X_{13}	X_{23}	\tilde{X}_1^2	\tilde{X}_2^2	\tilde{X}_3^2
1	1	-1	-1	-1	1	1	1	0.2697	0.2697	0.2697
2	1	1	-1	-1	-1	-1	1	0.2697	0.2697	0.2697
3	1	-1	1	-1	-1	1	-1	0.2697	0.2697	0.2697
4	1	1	1	-1	1	-1	-1	0.2697	0.2697	0.2697
5	1	-1	-1	1	1	-1	-1	0.2697	0.2697	0.2697
6	1	1	-1	1	-1	1	-1	0.2697	0.2697	0.2697
7	1	-1	1	1	-1	-1	1	0.2697	0.2697	0.2697
8	1	1	1	1	1	1	1	0.2697	0.2697	0.2697
9	1	-1.2154	0	0	0	0	0	0.7469	-0.7303	-0.7303
10	1	1.2154	0	0	0	0	0	0.7469	-0.7303	-0.7303
11	1	0	-1.2154	0	0	0	0	-0.7303	0.7469	-0.7303
12	1	0	1.2154	0	0	0	0	-0.7303	0.7469	-0.7303
13	1	0	0	-1.2154	0	0	0	-0.7303	-0.7303	0.7469
14	1	0	0	1.2154	0	0	0	-0.7303	-0.7303	0.7469
15	1	0	0	0	0	0	0	-0.7303	-0.7303	-0.7303

Обработка результатов расчетного эксперимента производилась в соответствии с [2, 3]. Математические модели энергетических показателей в форме аппроксимирующих полиномов обозначены $\hat{Y}_{u1}, \hat{Y}_{u2}, \hat{Y}_{u3}$ для $\eta, \cos\varphi, K_3$, соответственно, и имеют вид:

$$\begin{cases} \hat{Y}_{u1} = 0,95072 - 0,00231 \cdot X_1 - 0,00026 \cdot X_2 + 0,02479 \cdot X_3 - \\ - 0,00043 \cdot X_1 \cdot X_2 + 0,00781 \cdot X_1 \cdot X_3 + 0,00031 \cdot X_2 \cdot X_3 + \\ + 0,00335 \cdot (X_1)^2 + 0,00403 \cdot (X_2)^2 - 0,02609 \cdot (X_3)^2; \\ \hat{Y}_{u2} = 0,82484 - 0,0427 \cdot X_1 - 0,00475 \cdot X_2 + 0,16898 \cdot X_3 - \\ + 0,00023 \cdot X_1 \cdot X_2 + 0,04638 \cdot X_1 \cdot X_3 - 0,0048 \cdot X_2 \cdot X_3 + \\ + 0,00316 \cdot (X_1)^2 + 0,00892 \cdot (X_2)^2 - 0,13255 \cdot (X_3)^2; \\ \hat{Y}_{u3} = 0,78071 - 0,04015 \cdot X_1 + 0,00426 \cdot X_2 + 0,16853 \cdot X_3 - \\ - 0,00005 \cdot X_1 \cdot X_2 + 0,04734 \cdot X_1 \cdot X_3 - 0,00434 \cdot X_2 \cdot X_3 + \\ + 0,00890 \cdot (X_1)^2 + 0,01493 \cdot (X_2)^2 - 0,14482 \cdot (X_3)^2. \end{cases} \quad (2)$$

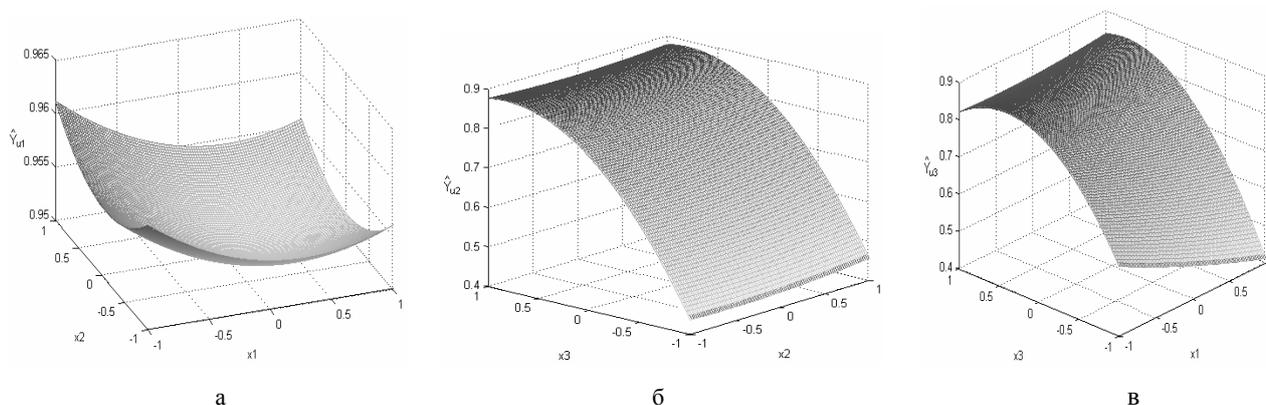
Коэффициенты аппроксимирующих полиномов проверялись на значимость с помощью t -критерия Стьюдента. При этом часть коэффициентов оказалась незначимыми, однако, для унификации записи полиномов при их расчете эти коэффициенты учитывались.

Расчетные значения Y_{u1}, Y_{u2}, Y_{u3} и значения $\hat{Y}_{u1}, \hat{Y}_{u2}, \hat{Y}_{u3}$, полученные с помощью математических моделей для всех строк плана, представлены в табл. 2.

Проверка адекватности производилась с помощью F -критерия Фишера. При этом для всех полиномов значения F -критерия оказались меньше $F_{крит}$.

Степень влияния факторов X_1, X_2, X_3 , на величины энергетических показателей $\hat{Y}_{u1}, \hat{Y}_{u2}, \hat{Y}_{u3}$, можно иллюстрировать с помощью частичных поверхностей отклика, построенных по полученным математическим моделям при фиксированном значении одного из факторов. В качестве примера на рис. 1, а-в приведены частичные поверхности отклика для \hat{Y}_{u1} при $X_3 = 0 = \text{const}$, \hat{Y}_{u2} при $X_1 = +1 = \text{const}$, \hat{Y}_{u3} при $X_2 = +1 = \text{const}$.

n	Y_{U1}	Y_{U2}	Y_{U3}	\hat{Y}_{U1}	\hat{Y}_{U2}	\hat{Y}_{U3}
1	0.9225	0.6300	0.5811	0.91748	0.61518	0.57004
2	0.9025	0.4480	0.4043	0.89811	0.43634	0.39512
3	0.9225	0.6525	0.6019	0.91720	0.63398	0.58737
4	0.8995	0.4650	0.4182	0.89608	0.45609	0.41225
5	0.9485	0.8635	0.8190	0.95083	0.87014	0.82110
6	0.9585	0.8606	0.8249	0.96270	0.87685	0.83558
7	0.9485	0.8600	0.8157	0.95180	0.86939	0.82103
8	0.9580	0.8645	0.8281	0.96192	0.87705	0.83531
9	0.9550	0.8680	0.8289	0.95849	0.88154	0.84268
10	0.9535	0.7450	0.7485	0.95287	0.77751	0.74506
11	0.9550	0.8300	0.7926	0.95700	0.83225	0.79758
12	0.9555	0.8400	0.8026	0.95636	0.84380	0.80796
13	0.8675	0.3800	0.3296	0.88204	0.42365	0.36194
14	0.9540	0.8720	0.7936	0.94232	0.83441	0.77160
15	0.9550	0.8340	0.7964	0.95072	0.82484	0.78071

Рис. 1. Частичная поверхность отклика \hat{Y}_{u1} \hat{Y}_{u2} \hat{Y}_{u3} при:

- а — $x_3 = 0 = \text{const}$;
- б — $x_1 = +1 = \text{const}$;
- в — $x_2 = +1 = \text{const}$

Как следует из приведенных рисунков, наибольшее влияние на величины энергетических показателей оказывает изменение фактора X_3 (величина нагрузки), особенно это характерно для $\hat{Y}_{u2}(\cos\varphi)$. Вторым по степени влияния является фактор X_1 (величина напряжения). Как и в предыдущем случае, наибольшее влияние отмечено для $\hat{Y}_{u2}(\cos\varphi)$. Изменение частоты питающего напряжения в заданном диапазоне (фактор X_2) не оказывает существенного влияния на величины всех энергетических показателей.

Математические модели энергетических показателей двигателя используются при обработке результатов мониторинга энергопотребления двигателя в процессе эксплуатации. При этом изменение нагрузки определяется диаграммой энергопотребления, а изме-

нение напряжения и частоты питающей сети носят случайный характер. Текущие значения напряжения и частоты в привязке к диаграмме энергопотребления могут быть получены с помощью датчиков псевдослучайных чисел. Учитывая границы диапазона изменения, текущие случайные значения U_1 и f_1 можно представить в виде:

$$\begin{cases} U_1 = U_{1\min} + R_1 \cdot \frac{U_{1\max} - U_{1\min}}{10} \\ f_1 = f_{1\min} + R_2 \cdot \frac{f_{1\max} - f_{1\min}}{10} \end{cases}, \quad (3)$$

где — величины, определяемые соотношениями (1); R_1, R_2 — псевдослучайные числа в диапазоне (0..9).

Исходной информацией являются рабочие характеристики двигателя, рассчитанные по предложенной методике для номинальных значений напря-

жения и частоты сети и диаграмма потребления активной мощности P_{1a} , полученная по данным измерений устройства системы автоматизированного учета расхода электроэнергии ТЭЦ.

На первом этапе с помощью рабочих характеристик для номинальных значений напряжения и частоты питающей сети, по величине P_{1a} определяются значения полезной мощности P_2 и соответствующие им значения η , $\cos\phi$, K_3 для каждой выбранной точки на диаграмме потребления активной мощности. Значения η , $\cos\phi$, K_3 имеют предварительный ха-

рактер и уточняются с использованием математических моделей \hat{Y}_{u1} , \hat{Y}_{u2} , \hat{Y}_{u3} . При расчете аппроксимирующих полиномов используют полученные значения полезной мощности P_2 (фактор X_3) и текущие значения напряжения U_1 (фактор X_1) и частоты f_1 (фактор X_2), определяемые для каждой выбранной точки диаграммы потребления по соотношениям (3). Результаты обработки суточной диаграммы потребления активной мощности для двигателя АНН-17-45-10 приведены в табл. 3.

Таблица 3

n	P_{1a}	P_2	η	$\cos\phi$	K_3	R_1	R_2	X_1	X_2	X_3	\hat{Y}_{u1}	\hat{Y}_{u1}	\hat{Y}_{u1}
1	1200	1146	0.9552	0.8531	0.8149	1	3	0.7775	-0.3335	0.33351	0.95817	0.88739	0.84400
2	1090	1039	0.9531	0.8449	0.8053	8	2	0.7798	0.5557	0.12343	0.95592	0.81704	0.78052
3	1020	972	0.9522	0.8351	0.7952	7	6	0.5573	0.3330	0.01875	0.95129	0.80816	0.76773
4	1000	951	0.9512	0.8342	0.7935	3	6	-0.3325	0.3330	-0.01406	0.95195	0.83980	0.79596
5	980	935	0.9508	0.8310	0.7901	0	3	-1	0.3335	-0.03906	0.95607	0.86521	0.82497
6	1000	951	0.9509	0.8339	0.7929	0	0	-1	-1	-0.01406	0.96000	0.87337	0.83858
7	1020	972	0.9522	0.8319	0.7921	8	7	0.7798	0.5551	0.01875	0.95244	0.80262	0.76551
8	1140	1083	0.9498	0.8491	0.8065	1	7	-0.7775	0.5551	0.19218	0.95849	0.88543	0.84379
9	1340	1280	0.9553	0.8642	0.8256	5	3	0.1123	0.3335	0.5	0.95731	0.87424	0.82799
10	1480	1420	0.9589	0.8669	0.8313	2	2	-0.5550	0.5557	0.71875	0.95539	0.88617	0.83712
11	1530	1465	0.9579	0.8721	0.8354	5	3	0.1123	0.3335	0.78906	0.95498	0.87567	0.82470
12	1560	1495	0.9579	0.8721	0.8354	3	0	-0.3326	-1	0.83593	0.95607	0.88348	0.83584
13	1510	1445	0.9579	0.8721	0.8354	5	6	0.1124	0.3330	0.75781	0.95539	0.87730	0.82686
14	1520	1455	0.9579	0.8721	0.8354	8	1	0.7798	-0.7778	0.77343	0.96195	0.87726	0.83544
15	1550	1485	0.9579	0.8729	0.8362	0	2	-1	-0.5557	0.82031	0.95376	0.88463	0.83581
16	1530	1465	0.9579	0.8729	0.8362	1	5	-0.7775	0.1108	0.78906	0.95315	0.88256	0.83135
17	1440	1380	0.9579	0.8661	0.8296	3	5	-0.3326	0.1108	0.65625	0.95524	0.88337	0.83328
18	1340	1280	0.9549	0.8639	0.8249	7	8	0.5573	0.7773	0.5	0.96069	0.87353	0.83297
19	1320	1260	0.9549	0.8581	0.8194	5	4	0.1124	-0.1114	0.46875	0.95689	0.87243	0.82591
20	1290	1230	0.9549	0.8581	0.8194	7	1	0.5573	-0.7778	0.42187	0.96085	0.86377	0.82471
21	1280	1220	0.9549	0.8581	0.8194	3	3	-0.3326	-0.3335	0.40625	0.95701	0.88002	0.83403
22	1390	1330	0.9581	0.8631	0.8269	5	0	0.1124	-1	0.57812	0.96078	0.88343	0.84159
23	1520	1455	0.9581	0.8701	0.8336	6	3	0.3329	-0.3335	0.77343	0.95641	0.87492	0.82560
24	1100	1340	0.9581	0.8631	0.8269	7	4	0.5573	-0.1114	0.59375	0.95866	0.87081	0.83577

Аналогичным образом могут быть получены математические модели энергетических показателей всех основных потребителей электроэнергии на собственные нужды, используемые для обработки результатов мониторинга потребления активной мощности. Расчет текущих и усредненных энергетических показателей позволит обоснованно решать вопрос о необходимости и целесообразности перевода нерегулируемых асинхронных двигателей на частотное управление, а также повысить энергетические показатели путем замены недоиспользуемых двигателей на двигатели меньшей номинальной мощности.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. – М.: Энергия, 1974. – 321 с.
- [2] Налимов В.В. Теория эксперимента. – М.: Наука, 1971. – 208 с.
- [3] Ивоботенко Б.А., Ильинский Н.Ф., Копылов И.П. Планирование эксперимента в электромеханике. – М.: Энергия, 1975. – 185 с.

Поступила 29.09.2004

ЭДС ВРАЩЕНИЯ ВЕНТИЛЬНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ НА РОТОРЕ

Гетья А.Н.

ГП "Харьковское агрегатное конструкторское бюро"
Украина, 61023, Харьков, ул. Сумская, 132, ГП "ХАКБ"
тел. (057) 707-02-71, факс (057) 707-02-73, E-mail: khadb@ukr.net

Финкельштейн В.Б., д.т.н., проф.

Харьковская Национальная академия городского хозяйства
Украина, 61002, Харьков, ул. Революции, 12, ХНАГХ, кафедра электротехники
тел. (0572) 21-93-69. E-mail: final@kharkov.ukrpack.net

В статі наведена крива розподілу магнітної індукції на поверхні полюса ротора, з урахуванням зубчатої будови магнітопроводу статора. Запропоновані залежності для визначення ЕРС обертання при розрахунках перехідних процесів у вентильному двигуні.

В статті приведена кривая распределения магнитной индукции на поверхности полюса ротора, с учетом зубчатости магнитопровода статора. Предложены зависимости для определения ЭДС вращения при расчете переходных процессов в вентильном электродвигателе.

Метод расчета вентильных электродвигателей, основанный на решении дифференциальных уравнений, описывающих процессы электромеханического преобразования энергии [1], позволяет учесть большее число факторов, влияющих на выходные характеристики электродвигателя, и позволяет получить результаты наиболее соответствующие реальным параметрам проектируемых электродвигателей. Однако для получения точных результатов, необходимы исходные данные в виде функциональных зависимостей, таких как изменение индуктивности и коэффициента взаимной индукции фаз от угла поворота ротора, влияние зубчатости магнитопровода и геометрии постоянных магнитов на кривую распределения магнитной индукции в зазоре, потери в магнитопроводе статора, бандаже и постоянных магнитах ротора. Одной из функциональных величин, используемых при расчете переходных процессов в обмотке вентильного электродвигателя, является зависимость ЭДС вращения в фазах от угла поворота ротора. Для облегчения вычислений [3] полагают распределение магнитной индукции в воздушном зазоре синусоидальным, однако реальное распределение носит трапециидальный характер, что необходимо учитывать при расчетах вентильных электродвигателей.

Цель настоящей работы заключается в определении математических зависимостей описывающих изменение ЭДС наводимой в фазах обмотки вентильного электродвигателя при вращении ротора с постоянными магнитами и реальной кривой распределения магнитной индукции в зазоре.

На рис. 1 приведена магнитная система вентильного электродвигателя. Ротор набран из сегментных постоянных магнитов закрепленных на призматическом магнитопроводе, магниты по внешнему диаметру удерживаются бандажом из немагнитного материала (сталь 12Х18Н10Т, либо титановый сплав ВТ-3, либо алюминий Д16Т). В качестве материала постоянных магнитов применяются сплавы Nd-Fe-B и Sm-

Со. Магнитопровод статора выполнен шихтованным из электротехнической стали, изотропной по магнитным свойствам.

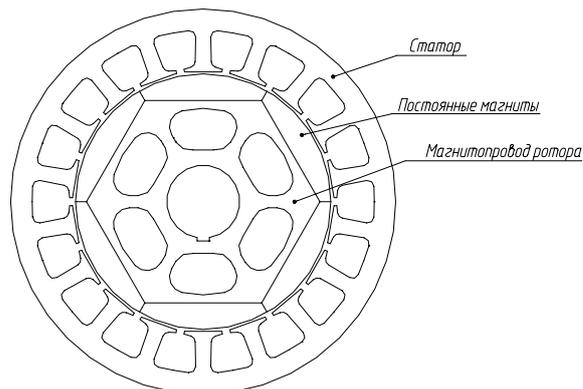


Рис. 1. Магнитная система вентильного электродвигателя

На рис. 2 приведена картина магнитного поля вентильного электродвигателя полученная с помощью программы FEMM расчета магнитных полей методом конечных элементов.

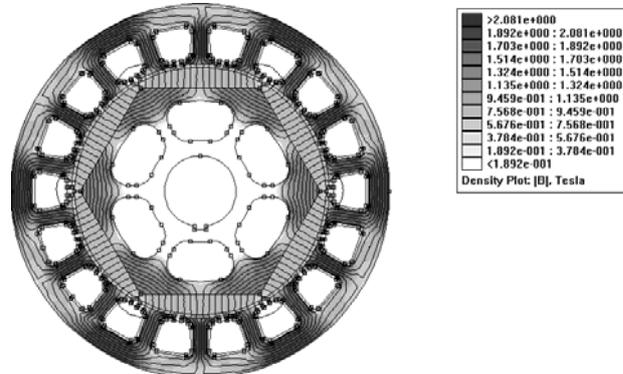


Рис. 2. Распределение магнитного потока в вентильном электродвигателе

Кривая распределения магнитной индукции в воздушном зазоре на одном полюсном делении при-

ведена на рис. 3. Как видно из рисунка магнитная индукция в воздушном зазоре вентильного двигателя с высококоэрцитивными постоянными магнитами, распределена на полюсном делении почти трапециидально. В верхней части видны пульсации магнитной индукции, обусловленные зубчатостью статора.

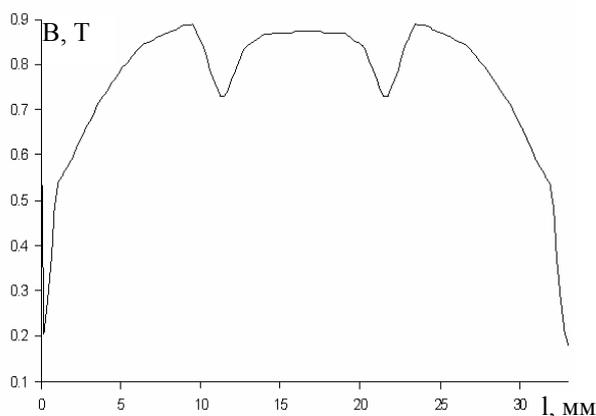


Рис. 3. Распределение магнитной индукции на полюсном делении

Разложение в тригонометрический ряд Фурье трапециидального распределения магнитной индукции записывают следующим образом [2]:

$$B = \frac{4 \cdot a}{\beta \cdot \pi} \left(\sin \beta \cdot \sin(\alpha) + \frac{\sin(3 \cdot \beta)}{9} \cdot \sin(3 \cdot \alpha) + \dots + \frac{\sin((2n-1) \cdot \beta)}{(2n-1)^2} \cdot \sin((2n-1) \cdot \alpha) \right) \quad (1)$$

ЭДС вращения, наводимая в одной фазе трехфазной обмотки с учетом выражения (1) и ограничившись двумя первыми членами ряда, запишется следующим образом:

$$E_A(\alpha) = E(\alpha) = E_M \cdot \left(\sin \beta \cdot \sin(p \cdot \alpha) + \frac{\sin(3 \cdot \beta)}{9} \cdot \sin(3 \cdot p \cdot \alpha) \right)$$

$$E_B(\alpha) = E_M \cdot \left(\sin \beta \cdot \sin(p \cdot (\alpha - 120^\circ)) + \frac{\sin(3 \cdot \beta)}{9} \cdot \sin(3 \cdot p \cdot (\alpha - 120^\circ)) \right) \quad (2)$$

$$E_C(\alpha) = E_M \cdot \left(\sin \beta \cdot \sin(p \cdot (\alpha - 240^\circ)) + \frac{\sin(3 \cdot \beta)}{9} \cdot \sin(3 \cdot p \cdot (\alpha - 240^\circ)) \right)$$

а ЭДС наводимая в двух фазах определится выражениями [3], [4]:

$$\begin{aligned} E_{AB}(\alpha) &= E(\alpha) - E(\alpha - 120^\circ) \\ E_{BC}(\alpha) &= E(\alpha - 120^\circ) - E(\alpha - 240^\circ) \\ E_{CA}(\alpha) &= E(\alpha - 240^\circ) - E(\alpha) \end{aligned} \quad (3)$$

где: $E_M = C \cdot \Phi_m \cdot \omega \cdot \frac{4}{\beta \cdot \pi}$, C – постоянный коэффициент, зависящий от полюсности электродвигателя и типа обмотки; Φ_m – магнитный поток; β – угол между

основанием и непараллельными сторонами трапеции (рис. 4); ω – частота вращения ротора; α – текущий угол поворота ротора; p – число пар полюсов; a – максимальное значение функции, описывающей магнитную индукцию.

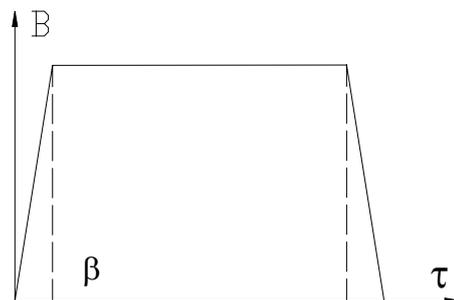


Рис. 4. Трапециидальная функция

График изменения ЭДС вращения в зависимости от угла поворота ротора представлен на рис. 5.

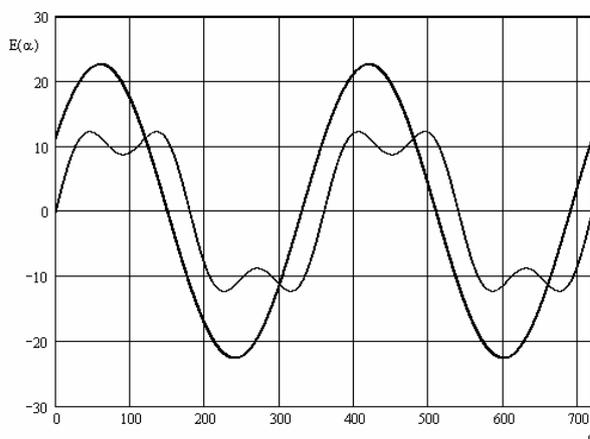


Рис. 5. Зависимость ЭДС-вращения от угла поворота ротора

На рис. 5 синусоидальное распределение, показанное жирной линией, соответствует ЭДС наводимой в двух фазах, а тонкой линией показана ЭДС в одной фазе.

ЭДС вращения определенная по зависимостям (3) входит в системы дифференциальных уравнений описывающие преобразование электромеханической энергии в электродвигателе. Ниже приведены системы уравнений электродвигателя состоящие из уравнений баланса напряжений для контуров обмотки и уравнения динамики ротора электродвигателя, для первого участка коммутации на котором ток протекает в двух фазах соединенных последовательно (4). И для второго, на котором происходит нарастание тока в подключаемой фазе, колебания тока в работающей фазе и спадание тока в фазе замкнутой с работающей фазой через шунтирующий диод. (5).

$$\begin{cases} 2 \cdot \frac{dI_a}{dt} (L + M) + 2 \cdot (R + R_k) \cdot I_a + E_{AC}(\alpha) = U \\ J_{pr} \frac{d\omega}{dt} = M_{дв} - M_H - M_{II}(\omega) \\ M_{дв} = 2 \cdot I_a \cdot C_m \\ \frac{d\alpha}{dt} = \omega \end{cases} \quad (4)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
(L+M) \cdot \left(\frac{dI_a}{dt} + \frac{dI_b}{dt} \right) + \\
+ (R+R_k) \cdot I_a + (R+R_D) \cdot I_b + E_{AB}(\alpha) = 0 \\
(L+M) \cdot \left(\frac{dI_a}{dt} + \frac{dI_c}{dt} \right) + \\
+ (R+R_k) \cdot (I_a + I_c) + E_{AC}(\alpha) = U \\
I_a = I_b + I_c \\
J_{pr} \frac{d\omega}{dt} = M_{дв} - M_n - M_{п}(\omega) \\
M_{дв} = 2 \cdot I_a \cdot C_m \\
\frac{d\alpha}{dt} = \omega
\end{array} \right. \quad (5)$$

где: I_a, I_b, I_c – токи в фазах a, b, c ; L , – индуктивность фазы; M – взаимная индуктивность фаз обмотки; R, R_k, R_D , – сопротивление фазы обмотки, открытого канала силового транзистора, шунтирующего диода; U – напряжение питания; J_{pr} – приведенный момент инерции вала и нагрузки; C_m – коэффициент момента; $M_{дв}$ – электромагнитный момент создаваемый электродвигателем; M_n – нагрузочный момент на валу электродвигателя; $M_{п}$ – момент потерь в электродвигателе.

Уравнения для других участков коммутации записываются аналогично (4) и (5) с учетом периодичности подключения фаз.

После преобразования системы уравнений (5) относительно токов в работающей и отключаемой фазе и отделения правых частей противо-ЭДС вращения при токе отключаемой фазы запишется следующим образом:

$$\begin{aligned}
E_1 &= 3 \cdot E(\alpha) - 2 \cdot E(\alpha - 120^\circ) - E(\alpha - 240^\circ) \\
E_2 &= 3 \cdot E(\alpha - 240^\circ) - 2 \cdot E(\alpha) - E(\alpha - 120^\circ) \\
E_3 &= 3 \cdot E(\alpha - 120^\circ) - 2 \cdot E(\alpha - 240^\circ) - E(\alpha)
\end{aligned} \quad (6)$$

А при токе работающей фазы:

$$\begin{aligned}
E_1 &= E(\alpha - 240^\circ) - E(\alpha - 120^\circ) \\
E_2 &= E(\alpha - 120^\circ) - E(\alpha) \\
E_3 &= E(\alpha) - E(\alpha - 240^\circ)
\end{aligned} \quad (7)$$

В преобразованной системе уравнений (4) противо-ЭДС запишется выражениями (7) с обратным знаком. В зависимостях (6) и (7) индексы при ЭДС обозначают участки коммутации, т.е. имеет место двухполупериодная коммутация, при которой друг за другом идут шесть участков коммутации описываемые уравнениями (4) и (5) а затем шесть участков с реверсом тока в фазах.

Порядок расчета электродвигателя может быть следующим: при проектировочном расчете электродвигателя используются зависимости (2), (6), (7). После выполнения расчета на этапе конструкторской проработки выполняется компоновка электродвигателя и прорисовывается магнитная система. По результатам конструкторской проработки методом конечных элементов рассчитывается реальное распределение магнитной индукции на полюсном делении. Полученное распределение раскладывается в ряд Фурье, далее по приведенной методике делается уточненный

расчет вентильного электродвигателя.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Полученные математические зависимости для описания ЭДС вращения в вентильном электродвигателе с постоянными магнитами на роторе позволяет получать расчетные результаты адекватные экспериментальным с погрешностью не превышающей (5-10)%.

2. По приведенной методике в ГП "ХАКБ" был выполнен расчет и изготовлены вентильные электродвигатели, успешно эксплуатирующиеся на самолетах.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Проектирование электрических машин / Под ред. И.П. Копылова – М.: Энергия, 1980. 459с.
- [2] Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике М.: Гос. изд. физ.-мат. литературы, 1962. 608с.
- [3] Хрущев В.В. Электрические машины систем автоматики Л.: Энергоатомиздат, 1985. 364с.
- [4] Зевеке Г.В., Ионкин П.А. Основы теории цепей М.: Энергоатомиздат, 1989. 528с.

Поступила 08.07.2005

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СВОЙСТВ НЕТРАДИЦИОННЫХ ОБМОТОК

Дёгтев В.Г., д.т.н., Шульгин Д.Н., Дмитриева Т.Н.

Одесский национальный политехнический университет, ООО "Баспродукт", Институт медицины транспорта Украина, 65044, Одесса, пр-т Шевченко, 1, ОНПУ, кафедра "Электрические машины"
тел. (048) 7380364, E-mail: dankov@paco.net

Предложен метод анализа электромагнитных свойств нетрадиционных обмоток, основанный на декомпозиции исходной структуры. Приведен пример его применения в процессе синтеза подмножества однослойных обмоток.

Запропоновано метод аналізу електромагнітних властивостей нетрадиційних обмоток, заснований на декомпозиції вихідної структури. Приведено приклад його застосування в процесі синтезу підмножини одношарових обмоток.

Применение множественных методов синтеза [1-4] на основе обобщенной структурной модели синтеза [5] дает возможность серийного проектирования новых модификаций многофазных якорных обмоток с новыми потребительскими свойствами. Эффективность проектирования в значительной мере зависит от возможности анализа электромагнитных свойств обмоток на самых ранних стадиях проектирования – при формировании структуры синтезируемого множества.

Целью настоящей статьи является разработка аналитического метода расчета обмоточных коэффициентов нетрадиционных обмоток для гармонических составляющих произвольных порядков.

Метод основан на декомпозиции исходной структуры, преобразуемой в совокупность групп упорядоченно расположенных модулей. Смысл упорядочения заключается в том, чтобы на векторных диаграммах МДС (ЭДС), соответствующих модулям одной группы, углы α_v между соседними векторами были одинаковы. На практике для формирования упорядоченных групп модулей следует придерживаться следующих рекомендаций:

- модули группы должны быть идентичными или принадлежать к одной группе симметрии [6];
- числа циклических перестановок модулей группы должны быть одинаковыми;
- расположение модулей группы в исходной структуре должно быть упорядоченным.

В этом случае величины МДС \dot{F}_{iV} (ЭДС \dot{E}_{iV}) любой упорядоченной группы по произвольным гармоникам v находят геометрическим суммированием векторов $\dot{f}_i(\dot{e}_i)$ активных катушечных сторон [7].

Естественно было бы предположить, что для нахождения результирующей МДС F_v (ЭДС E_v) исследуемой структуры следует выполнить геометрическое суммирование векторов \dot{F}_{iV} (\dot{E}_{iV}). Однако непосредственное суммирование может привести к ошибке, причиной возникновения которой является неравенство углов α_v и β_v между векторами МДС f_i (ЭДС e_i) активных катушечных сторон различных групп.

Для исключения такой возможности рассмотрим векторные диаграммы двух произвольных групп с неодинаковыми углами α_v и β_v . Заметим, что здесь возможно использование двух подходов: с привязкой векторной диаграммы к базовой окружности неиз-

менного диаметра или с привязкой к величине МДС f_i (ЭДС e_i) активных катушечных сторон.

Пусть декомпозиция исходной структуры содержит 2 группы, одна из которых содержит n , а вторая l модулей. Типичная векторная диаграмма, характеризующая первый подход, приведена на рис. 1.

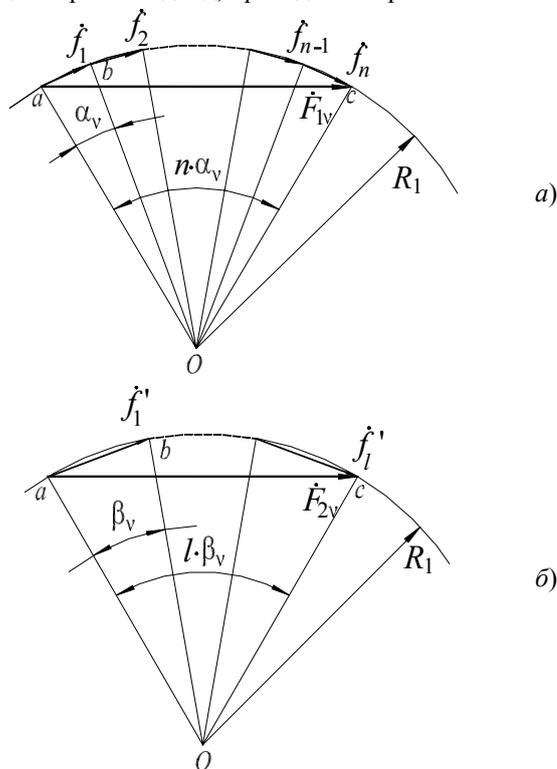


Рис.1 Определение величин МДС (ЭДС) групп с привязкой к базовой окружности

Как следует из этого рисунка, при равенстве радиусов R_1 базовых окружностей и неравенстве углов α_v и β_v между соседними векторами f_i и f_i' величины f_i и f_i' последних неодинаковы. Действительно, из треугольников Oab (рис. 1, а, б) имеем:

$$f_i = 2R_1 \cdot \sin(\alpha_v/2), \quad f_i' = 2R_1 \cdot \sin(\beta_v/2),$$

откуда

$$f_i' / f_i = \sin(\beta_v/2) / \sin(\alpha_v/2). \quad (1)$$

Это обстоятельство исключает непосредственное геометрическое сложение векторов \dot{F}_{1v} и \dot{F}_{2v} групп, величины которых F_{1v} и F_{2v} определяются из треугольников Oac по выражениям:

$$F_{1v}=2R_1 \cdot \sin(n \cdot \alpha_v/2), \quad F_{2v}=2R_1 \cdot \sin(l \cdot \beta_v/2). \quad (2)$$

Для нахождения результирующей МДС F_v исследуемой структуры необходимо сначала выполнить приведение векторов \dot{f}'_i и \dot{F}_{2v} второй группы (рис.1,б) умножением их величин на величину, обратно пропорциональную (1)

$$f'_i = f_i \cdot \sin(\alpha_v/2) / \sin(\beta_v/2) = 2R_1 \cdot \sin(\alpha_v/2).$$

Тогда приведенная величина F_{2v}' составит

$$F_{2v}' = 2R_1 \cdot \sin(l \cdot \beta_v/2) \cdot \sin(\alpha_v/2) / \sin(\beta_v/2). \quad (3)$$

Результирующую МДС F_v можно определить, если известен угол сдвига Θ_v между векторами \dot{F}_{1v} и \dot{F}_{2v} , например, по теореме косинусов:

$$F_v = \sqrt{F_{1v}^2 + F_{2v}^2 + 2F_{1v} \cdot F_{2v} \cdot \cos(\Theta_v)}.$$

Арифметическая сумма A_v векторов и определяется по выражению:

$$A_v = n \cdot f_n + l \cdot f'_n = 2R_1 \cdot (n+l) \cdot \sin(\alpha_v/2). \quad (4)$$

В этом случае выражение расчета коэффициента распределения k_{Rv} принимает вид

$$k_{Rv} = \frac{\sqrt{\left[\frac{F_{1v}}{2R_1}\right]^2 + \left[\frac{F_{2v}'}{2R_1}\right]^2 + \frac{2F_{1v} \cdot F_{2v}' \cdot \cos(\Theta_v)}{4R_1^2}}}{(n+l) \cdot \sin(\alpha_v/2)} \quad (5)$$

Типичная диаграмма, характерная для второго подхода, приведена на рис.2. Здесь возможны 2 варианта решения задачи. В первом варианте величины векторов \dot{f}_i и \dot{f}'_i выражаются через радиусы окружностей, а во втором – радиусы окружностей выражаются через величины этих векторов.

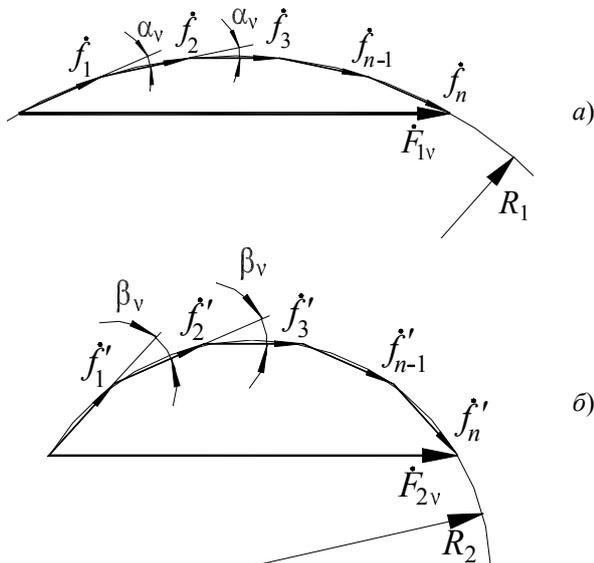


Рис.2. Определение величин МДС (ЭДС) групп с привязкой к величине МДС f_i

Первый вариант. Величины векторов МДС f_i равны между собой и определяются по выражениям

$$f_i = 2R_1 \cdot \sin(\alpha_v/2) = f'_i = 2R_2 \cdot \sin(\beta_v/2)$$

Это позволяет выразить радиус второй окружности в виде

$$R_2 = R_1 \cdot \sin(\alpha_v/2) / \sin(\beta_v/2). \quad (6)$$

Несмотря на то, что здесь приведение выполнено относительно радиусов окружностей, все последую-

щие преобразования сводятся к ранее рассмотренному первому подходу.

Действительно, величины векторов f_i и f'_i , их арифметической суммы A_v , а также МДС F_{1v} не изменились. После подстановки в (2) значения R_2 из (6) приведенное выражение суммарной F_{2v}' МДС не отличается от (3).

Таким образом, оба рассмотренных случая равноценны.

Второй вариант. Примем величины векторов \dot{f}_i и \dot{f}'_i равными единице, тогда радиусы каждой из окружностей равны:

$$R_1 = 0,5 / \sin(\alpha_v/2), \quad R_2 = 0,5 / \sin(\beta_v/2),$$

а арифметическая сумма

$$A = n + l.$$

Величины суммарных МДС первой F_{1v} и второй F_{2v} групп векторов соответственно определяются по выражениям:

$$F_{1v} = 2R_1 \cdot \sin(n \cdot \alpha_v/2) = \sin(n \cdot \alpha_v/2) / \sin(\alpha_v/2), \\ F_{2v} = 2R_2 \cdot \sin(l \cdot \beta_v/2) = \sin(l \cdot \beta_v/2) / \sin(\beta_v/2). \quad (7)$$

При известной величине угла сдвига Θ_v между векторами \dot{F}_{1v} и \dot{F}_{2v} с использованием теоремы косинусов формула расчета коэффициента распределения k_{Rv} принимает вид

$$k_{Rv} = \frac{\sqrt{F_{1v}^2 + F_{2v}^2 + 2F_{1v} \cdot F_{2v} \cdot \cos(\Theta_v)}}{(n+l)}. \quad (8)$$

Ввиду корректности каждого подхода оба выражения (5) и (8) равносильны и их применение должно приводить к одинаковым результатам. Более того, в каждом конкретном случае они могут быть преобразованы одно в другое.

Рассмотрим применение предложенного метода на примере анализа электромагнитных свойств подмножества W_{5c} трехфазных обмоток, матричная модель M_{5c} которого имеет следующую структуру

$$M_{5c} = \begin{pmatrix} 012345 \\ 501234 \\ \dots\dots\dots \\ 012345 \\ 501234 \\ 012345 \\ \dots\dots\dots \\ 012345 \end{pmatrix} \begin{matrix} \left. \vphantom{\begin{matrix} 012345 \\ 501234 \\ \dots\dots\dots \\ 012345 \\ 501234 \\ 012345 \\ \dots\dots\dots \\ 012345 \end{matrix}} \right\} k \\ \left. \vphantom{\begin{matrix} 012345 \\ 501234 \\ \dots\dots\dots \\ 012345 \\ 501234 \\ 012345 \\ \dots\dots\dots \\ 012345 \end{matrix}} \right\} Q-k \end{matrix}$$

Выполним декомпозицию исходной структуры, представив матрицу M_{5c} в виде совокупности трех вспомогательных матриц M_1, M_2 и M_3

$$M_{5c} = \begin{pmatrix} \text{---} \\ \text{---} \\ \dots\dots\dots \\ 012345 \\ \dots\dots\dots \\ 012345 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 012345 \\ \text{---} \\ \dots\dots\dots \\ 012345 \\ \dots\dots\dots \\ 012345 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \text{---} \\ 501234 \\ \dots\dots\dots \\ \text{---} \\ 501234 \\ \dots\dots\dots \\ \text{---} \end{pmatrix} \begin{matrix} \left. \vphantom{\begin{matrix} \text{---} \\ \text{---} \\ \dots\dots\dots \\ 012345 \\ \dots\dots\dots \\ 012345 \end{matrix}} \right\} k \\ \left. \vphantom{\begin{matrix} 012345 \\ \dots\dots\dots \\ 012345 \end{matrix}} \right\} Q-k \end{matrix}$$

$$M_1 + M_2 + M_3$$

Матрица M_1 содержит $(Q-k)$ модулей b_5 без циклических перестановок, сосредоточенных в нижней части матрицы с угловым сдвигом $\alpha_v = \pi v / (6Q)$, а ее

$$F_{1v} = 2R_{23} \cdot \sin \left[\frac{\pi \cdot v \cdot (Q-k)}{6Q} \right] = \frac{\sin \left[\frac{\pi \cdot v \cdot (Q-k)}{6Q} \right]}{\sin \left[\frac{\pi \cdot v}{6Q} \right]},$$

$$F_{2v} = F_{3v} = 2R_{23} \cdot \sin \left[\frac{\pi \cdot v \cdot k}{6Q} \right] = \frac{\sin \left[\frac{\pi \cdot v \cdot k}{6Q} \right]}{\sin \left[\frac{\pi \cdot v}{3Q} \right]}.$$

а сумма проекций F_{pp2} и F_{pp3} векторов \dot{F}_{2v} и \dot{F}_{3v} на биссектрису угла Θ_{23v} между ними составляет

$$F_{\text{pp2v}} + F_{\text{pp3v}} = \frac{2 \sin \left(\frac{\pi \cdot v \cdot k}{6Q} \right)}{\sin \left(\frac{\pi \cdot v}{3Q} \right)} \cdot \cos \left[\frac{\pi \cdot v}{3Q} \cdot (Q+1) \right].$$

Тогда результирующая МДС F_v обмоток рассматриваемого подмножества W_{5c} равна

$$F_v = F_{1v} + F_{\text{pp2v}} + F_{\text{pp3v}} = \frac{\sin \left[\frac{\pi \cdot v \cdot (Q-k)}{6Q} \right]}{\sin \left(\frac{\pi \cdot v}{6Q} \right)} +$$

$$+ \frac{2 \sin \left[\frac{\pi \cdot k \cdot v}{6Q} \right] \cdot \cos \left[\frac{\pi \cdot (Q+1) \cdot v}{6Q} \right]}{\sin \left[\frac{\pi \cdot v}{3Q} \right]}.$$

Вывод формулы расчета коэффициента распределения k_{Rv} дополним преобразованиями, доказывающими ее эквивалентность выражению (9)

$$k_{Rv} = \frac{\sin \left[\frac{\pi \cdot (Q-k) \cdot v}{6Q} \right]}{Q \cdot \sin \left[\frac{\pi \cdot v}{3Q} \right]} +$$

$$+ \frac{2 \sin \left[\frac{\pi \cdot k \cdot v}{6Q} \right] \cdot \cos \left[\frac{\pi \cdot (Q+1) \cdot v}{6Q} \right]}{Q \cdot \sin \left[\frac{\pi \cdot v}{3Q} \right]} =$$

$$= \frac{\sin \left[\frac{\pi \cdot (Q-k) \cdot v}{6Q} \right]}{Q \cdot \sin \left[\frac{\pi \cdot v}{3Q} \right]} + \frac{2 \sin \left[\frac{\pi \cdot k \cdot v}{6Q} \right] \cdot \cos \left[\frac{\pi \cdot (Q+1) \cdot v}{6Q} \right]}{2Q \cdot \sin \left[\frac{\pi \cdot v}{3Q} \right] \cdot \cos \left[\frac{\pi \cdot v}{3Q} \right]} =$$

$$= \frac{2 \sin \left[\frac{\pi \cdot (Q-k) \cdot v}{6Q} \right] \cdot \cos \left[\frac{\pi \cdot v}{6Q} \right]}{Q \cdot \sin \left[\frac{\pi \cdot v}{3Q} \right]} +$$

$$+ \frac{2 \sin \left[\frac{\pi \cdot k \cdot v}{6Q} \right] \cdot \cos \left[\frac{\pi \cdot (Q+1) \cdot v}{6Q} \right]}{Q \cdot \sin \left[\frac{\pi \cdot v}{3Q} \right]}.$$

Предложенный метод, включающий в себя декомпозицию исходной структуры на упорядоченные группы модулей и учет неравенства углов сдвига между векторами, может быть эффективно использован для анализа электромагнитных свойств подмножеств многофазных обмоток произвольной структуры на самом раннем этапе их синтеза.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Дегтев В.Г. Модульный синтез обмоток// Респ. міжвід. наук. техн. зб., "Електромашинобудування та електрообладнання", №51.– Київ: Техніка.– 1998.– С.46-50.
- [2] Дегтев В.Г. Структура множеств и синтез многофазных обмоток// Респ. міжвід. наук. техн. зб., "Електромашинобудування та електрообладнання", №52.– Київ: Техніка.–1998.–С.67-71.
- [3] Дегтев В.Г., Лаврук И.С. Направленный синтез обмоток в заданном числе пазов//Технічна електродинаміка, №6.– 2001.–С. 39-42.
- [4] Дегтев В.Г., Смирнов С.Б. Стратегия структурного синтеза обмоток//Вісник Східноукраїнського національного університету, №4(50).– 2002.– С.85-88.
- [5] Дегтев В.Г. Обобщенная модель многофазных обмоток //Электричество.–1990.–№11.–С. 40-45.
- [6] Дегтев В.Г. Симметрия и свойства многофазных обмоток//Електротехніка і електромеханіка, Національний технічний університет ХПІ, №1.– 2002.– С. 23-27.
- [7] Arnold E. Die Wicklungen der Wechselstrommaschinen.- Verlag von Julius Springer, Berlin: 1912.– 371 S.

Поступила 15.08.2005

ОСНОВИ ПРОЕКТНОГО РОЗРАХУНКУ ВАКУУМНИХ ЕЛЕКТРОПОМП ОБ'ЄМНОГО ТИПУ

Завгородній В.Д., Кліменко В.В., Снітков І.Ф., Шеремета Р.М.
 Національний університет "Львівська політехніка", СКБ електромеханічних систем
 Україна, 79000, Львів, вул. Ак. Колесси, 2, СКБ ЕМС
 тел./факс (0322) 74-01-44, E-mail: snt68@polynet.lviv.ua

Викладено методику проектного розрахунку інтегрованих вакуумних електропомп об'ємного типу, яка дозволяє за заданими експлуатаційними параметрами визначити конструкційні параметри як пневмокамер, так і приводного двигуна. Наведено приклад застосування методики і порівняння розрахункових величин з експериментальними.

Изложена методика проектного расчета интегральных вакуумных насосов объемного типа, которая позволяет по заданным эксплуатационным характеристикам определить конструктивные параметры пневмокамер и приводного двигателя. Приведен пример применения методики и сравнение расчетных величин с экспериментальными.

ВСТУП

Деякі технологічні процеси у медицині, харчовій і переробній промисловості бажано здійснювати в умовах зниженого тиску (відносно низького вакууму порядку 1 – 50 кПа). Для створення таких значень вакууму найкраще підходять вакуумні помпи (вакуумери) об'ємного типу [1].

Дія такої помпи базується на циклічному підключенні до деякого замкненого об'єму Q з початковим тиском газу P іншого об'єму Q_k ($Q_k \ll Q$) з тиском газу $P_k < P$. Згодом у системі об'ємів Q_k і Q тиск газу вирівнюється і становитиме P' ($P_k < P' < P$). Після цього об'єм Q_k відокремлюється від Q і шляхом зменшення величини Q_k (за допомогою поршня або пружної діафрагми) деяка частина газу з об'єму Q_k видаляється в навколишнє середовище з тиском P_a . Потім об'єм Q_k відокремлюється від зовнішнього середовища і значення його об'єму відновлюється, внаслідок чого тиск газу встановиться $P'_k < P'$. Надалі процес повторюється.

Отже, структурна схема елементарної одноступеневої вакуумної помпи (рис. 1) повинна включати камеру змінного об'єму Q_k (з поршневою або мембранною системою), два вентилі (вхідний B_1 і вихідний B_2), стан яких повинен бути узгодженим з положенням рухомого елемента, і електропривід (ЕП).

Вентилі вакуумерів відносно низького вакууму здебільшого виконують як пружні клапани, стан яких змінюється автоматично внаслідок різниці тисків P , P_a і P_k . Робочі елементи пневмокамер (поршні або мембрани) приводяться в рух електромеханічним перетворювачем.

Серед вакуумерів об'ємного типу мембранні вакуумні помпи заслуговують на особливу увагу з огляду на простоту їхньої конструкції (і, відповідно, низьку собівартість), високу герметичність робочої порожнини, низькі експлуатаційні видатки і високу екологічність (що особливо важливо для харчової промисловості й медицини), бо не потребують застосування мастил для герметизації ущільнень.

Сучасні тенденції інтегрального виконання в єдиній конструкції як виконавчого елемента так і його електропривода обумовлюють специфіку проектування таких пристроїв. Сучасна вакуумна помпа - це не просто механічне поєднання помпи і двигуна, а єдиний конструк-

ційний блок інтегрального виконання, який надалі іменуватимемо вакуумною електропомпою (VEP). Основними технічними характеристиками VEP є :

- граничний залишковий тиск - P_∞ [Па];
- продуктивність при заданому вхідному тиску $P_{вх} - w$ [m^3/c];
- найбільший тиск запуску, при якому VEP починає роботу - $P_{зап}$ [Па];
- час виходу на усталений режим роботи при заданому вакуумованому об'ємі Q [m^3] - t_y [с].

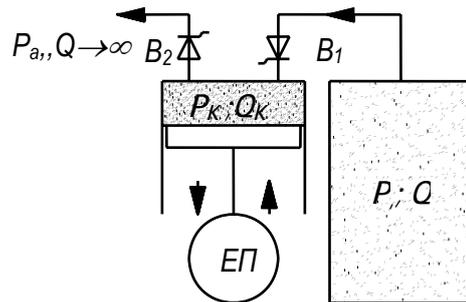


Рис. 1. Структурна схема одноступеневої вакуумної помпи

Метою цього викладу є розробка методики проектного визначення параметрів VEP за заданими технічними характеристиками з урахуванням особливостей процесів електромеханічного руху і газового стану. Перші для електромеханіків є загальновідомими. Що ж до останніх, то з огляду на достатнє охолодження пневмокамери внаслідок інтенсивного теплообміну з навколишнім середовищем з урахуванням, що $Q_k \ll Q$, в першому наближенні їх можна вважати ізотермічними. Тому у проектних розрахунках VEP стан газу можна описувати не законом Клайперона-Менделєєва, а більш простим – законом Бойля-Маріотта, згідно з яким

$$PQ = \text{const} . \quad (1)$$

ОСНОВНІ РІВНЯННЯ ОДНОСТУПЕНЕВОЇ ПОМПИ

Усталений режим однокамерної VEP характеризується величиною граничного тиску P_∞ (коли час її роботи $t \rightarrow \infty$), значення якого визначимо з умови

$$(Q_n + Q_k) \cdot P_\infty \geq P_a Q_n , \quad (2)$$

де Q_n – паразитний об’єм компресійної камери із-за технологічних недосконалостей її форми й необхідності вмонтування вхідного й вихідного вентилів; Q_k – корисний об’єм камери, який є функцією перепаду тисків між аверсною і реверсною поверх-нями мембрани $\Delta P = P_a - P$ внаслідок як деформації форми самої мембрани, так і неминучого підсмок-тування газу із навколишнього середовища із-за нещільності газопроводів і недосконалості вентилів.

Обидва ці чинники однаково впливають на функцій-ну залежність $Q(P)$ і їхній вплив можна врахува-ти за допомогою деякого параметра β , поклавши

$$Q_k(P) = Q_{km}(1 - \beta \cdot \Delta P / P_a) = Q_{km}(1 - \beta \cdot (1 - p)), \quad (3)$$

де p – відносне значення плинного тиску в частках атмосферного тиску P_a ; Q_{km} – максимальне значення робочого об’єму камери, яке має місце при $P = P_a$.

Поклавши $\gamma = Q_n / Q_{km}$ запишемо (2) в безрозмірній формі як

$$p_\infty \cdot (1 - \beta + \gamma + \beta \cdot p_\infty) \geq \gamma. \quad (4)$$

З точністю для величин другого порядку малості розв’язком (4) є

$$p_\infty \geq \gamma / (1 + \gamma - \beta). \quad (5)$$

Технологічну добротність пневмокамери опише-мо параметрами $\kappa = \gamma / (1 - \beta)$ (чим менше значення κ , тим вища добротність), тоді

$$p_\infty \geq \frac{\kappa}{1 + \kappa}. \quad (6)$$

Рівняння перехідного режиму роботи односту-пеневої VER запишемо на основі (1). Якщо на початку довільного циклу роботи VER тиск в об’ємі Q був P , то при збільшенні об’єму системи на величину Q_k за (3) тиск системи зміниться на величину

$$\Delta P = Q_k(P) \cdot P / Q = -q_0 \cdot P \cdot (1 - \beta \cdot (1 - p)), \quad (7)$$

де $q_0 = Q_{km} / Q$ – відносне значення максимального ро-бочого об’єму камери при $P = P_a$ ($p=1$) в частках ва-куумованого об’єму Q .

Якщо частота циклів VER є f , то приріст тиску dP за приріст часу dt складатиме

$$dP = -q_0 \cdot f \cdot P \cdot (1 - \beta \cdot (1 - p)) \cdot dt. \quad (8)$$

Величину $q_0 f = Q_{km} f / Q = w / Q = 1 / T$ трактувати-мо як обернену величину до постійної часу T іде-альної VER ($\beta \rightarrow 0$), де $w = Q_{km} f$ – продуктивність VER при її роботі за умови $P = P_a = \text{const}$. Увівши безроз-мірний час $\tau = t / T$, (8) запишемо як

$$\frac{dp}{d\tau} = -p \cdot (1 - \beta \cdot (1 - p)). \quad (9)$$

Рівняння (9) є рівнянням із змінними, що розді-люються, і його розв’язком є

$$\frac{p(\tau)}{1 - \beta + \beta \cdot p(\tau)} = A \cdot e^{-\tau(1-\beta)} + B, \quad (10)$$

де A і B – постійні коефіцієнти, які визначаються з граничних умов. Оскільки при $\tau = 0$ $p = 1$, а при $\tau \rightarrow \infty$ $p \rightarrow p_\infty$ (за (5) і (6)), то

$$B = \frac{p_\infty}{1 - \beta \cdot (1 - p_\infty)}; \quad A = 1 - B = \frac{(1 - \beta) \cdot p_\infty}{1 - \beta \cdot (1 - p_\infty)}. \quad (11)$$

З урахуванням (11) запишемо (10) як

$$p(\tau) = (1 - \beta) \cdot \frac{(1 - p_\infty) \cdot e^{-\tau(1-\beta)} + p_\infty}{1 - \beta \cdot (1 - p_\infty) \cdot e^{-\tau(1-\beta)} + p_\infty}. \quad (12)$$

Для зручності запису подальших виразів від тис-ку $p(\tau)$ перейдемо до відносної величини вакууму по-клавши $v(\tau) = 1 - p(\tau)$ і $v_\infty = 1 - p_\infty$, тоді

$$v(\tau) = v_\infty \cdot \frac{1 - e^{-\tau(1-\beta)}}{1 - \beta \cdot v_\infty \cdot e^{-\tau(1-\beta)}}. \quad (13)$$

Для VER з технологічно досконалою камерою ($\beta \rightarrow 0$)

$$v_i(\tau) = v_\infty (1 - e^{-\tau}) = \frac{1 - e^{-\tau}}{1 + \kappa_i} = \frac{1 - e^{-\tau}}{1 + \gamma}. \quad (14)$$

Отже, навіть за ідеальних газопроводів і венти-лів, а також за відсутності явища деформації мембра-ни, одноступенева VER не може забезпечити відносне значення вакууму більше ніж $1 / (1 + \gamma) \approx 1 - \gamma$, бо для камер досконалої конструкції $\gamma \approx 0,1 \div 0,12$.

ОСНОВНІ РІВНЯННЯ ДВОСТУПЕНЕВОЇ ПОМПИ

Для підвищення відносного значення вакууму в об’ємі Q застосовують двоступеневу VER, яка містить дві послідовно з’єднані пневмокамери, робочі елемен-ти яких рухаються у протифазі, як показано на рис. 2. (За паралельного з’єднання камер відносне значення граничного вакууму залишиться таким же, як і для одноступеневої VER, лише постійна часу T зменшить-ся в два рази внаслідок відповідного збільшення ро-бочого об’єму камер).

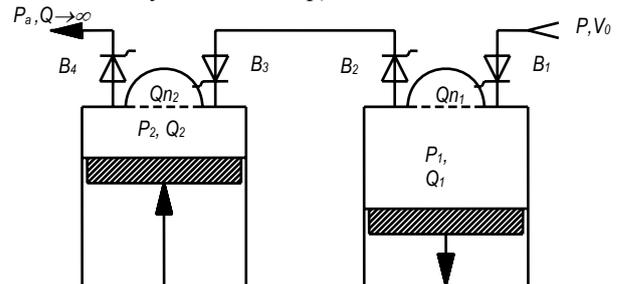


Рис. 2. Структурна схема двоступеневої вакуумної помпи

Тактові стани двоступеневої VER, стани вентилів і режими роботи камер наведено в таблиці.

№ такту	1				2			
	1		2		1		2	
№ камери	1	2	3	4	1	2	3	4
№ вент.	1	2	3	4	1	2	3	4
стан вент.*	1	0	0	1	0	1	1	0
реж. роб.	декомп.		комп.		комп.		декомп.	

* 1 – відкритий вентиль; 0 – закритий вентиль.

В усталеному режимі двоступеневої VER вихід-на камера 2 з параметрами Q_{k2} і Q_{n2} (відповідно γ_2 ; β_2 і κ_2) переміщуватиме газ за умови $(Q_{k2} + Q_{n2}) \cdot P_{2\infty} \geq Q_{n2} \cdot P_a$, тобто у відповідності з (5)

$$P_{2\infty} \geq \frac{\gamma_2}{1 + \gamma_2 - \beta_2} = \frac{\kappa_2}{1 + \kappa_2}. \quad (15)$$

Цей тиск $P_{2\infty}$ є вихідним тиском для камери 1 (вхідної), тому в (2) P_a необхідно замінити на $P_{2\infty}$, отже

$$P_{1\infty} = \frac{\gamma_1}{1 + \gamma_1 - \beta_1} \cdot \frac{\gamma_2}{1 + \gamma_2 - \beta_2} = \frac{\kappa_1}{1 + \kappa_1} \cdot \frac{\kappa_2}{1 + \kappa_2} \quad (16)$$

За умови ідентичності камер ($\zeta_1 = \zeta_2 = \zeta$; $\beta_1 = \beta_2 = \beta$; $\kappa_1 = \kappa_2 = \kappa$) отримаємо

$$p_\infty = p_{1\infty} = \left(\frac{\gamma}{1 + \gamma - \beta} \right)^2 = \left(\frac{\kappa}{1 + \kappa} \right)^2. \quad (17)$$

За нехтування втратами на вентилях відповідні перепади тиску між камерами і зовнішнім середовищем становитимуть

$$v_{1\infty} = \frac{1 + 2 \cdot \kappa}{(1 + \kappa)^2}; \quad v_{2\infty} = \frac{1}{1 + \kappa}; \quad v_{12\infty} = \frac{\kappa}{(1 + \kappa)^2} \quad (18)$$

У перехідному режимі роботи двоступеневої ВЕР переміщення газу між вхідною й вихідною камерами практично здійснюється в незмінному об'ємі Q_κ , тому постійна часу цього перехідного процесу на декілька порядків менша за постійну часу вхідної камери $T_1 = T / (1 - \beta)$, а відтак у проектних розрахунках її можна не брати до уваги. Тому перехідний режим двоступеневої ВЕР описується (12) і (13) при підставці p_∞ і v_∞ за (17) і (18) відповідно.

ЗВ'ЯЗОК КОНСТРУКЦІЙНИХ ПАРАМЕТРІВ ІЗ ЕКСПЛУАТАЦІЙНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Основний експлуатаційний параметр ВЕР- граничне значення тиску p_∞ у відповідності з (6) і (17) визначається лише добротністю пневмокамер κ . Порівняння функційних залежностей граничного тиску одно- ($p_{1\infty} = f(\kappa)$) і двоступеневої ($p_{2\infty} = f(\kappa)$) ВЕР показано на рис. 3.

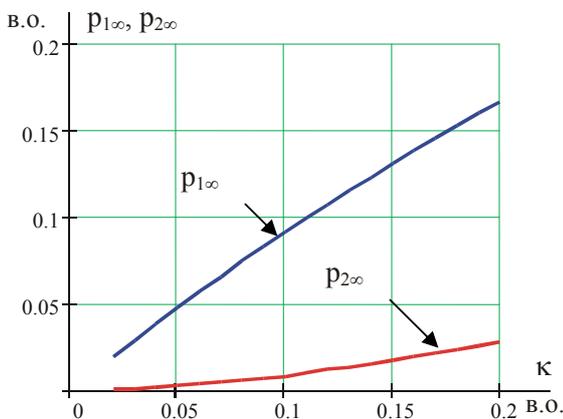


Рис. 3. Функційні залежності $p_{1\infty}, p_{2\infty} = f(\kappa)$

Якщо граничний тиск є заданим (або експериментально визначеним), то за його значенням легко встановити потрібну величину добротності пневмокамер для одно- (κ_1) і двоступеневої (κ_2) ВЕР

$$\kappa_1 = \frac{p_{1\infty}}{1 - p_{1\infty}} \quad \text{і} \quad \kappa_2 = \frac{\sqrt{p_{2\infty}}}{1 - \sqrt{p_{2\infty}}}. \quad (19)$$

На практиці продуктивність ВЕР w визначають при заданому вхідному тиску $P_{вх} = P_a$, тому $w = Q_{км} \cdot f = Q_\kappa \cdot \omega / 2\pi$, де ω – колова частота обертання привідного двигуна, що дозволяє відразу знайти значення проектної максимальної величини робочого об'єму пневмокамери як

$$Q_{км} = 2 \cdot \pi \cdot w / \omega. \quad (20)$$

Вплив параметрів пневмокамери κ і β на час виходу на усталений режим одно- і двоступеневої ВЕР продемонстровано на рис. 4, де показано залежності $p(\tau)$ і $v(\tau)$ при різних значеннях κ і β в діапазоні їхньої варіації від 0 до 0,3.

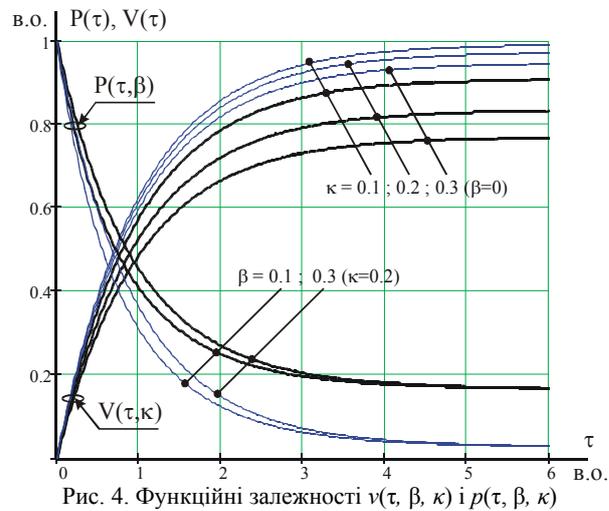


Рис. 4. Функційні залежності $v(\tau, \beta, \kappa)$ і $p(\tau, \beta, \kappa)$

Як показує аналіз, параметр κ (який є комбінацією параметрів γ і β) на значення t_y практично не впливає. Час виходу на усталений режим більше залежить від параметра β . Якщо за усталене значення вакууму прийняти $v_y = 0,995 \cdot v_\infty$, то розв'язок (13) для одно- і двоступеневої ВЕР буде однаковим

$$t_{1y} = t_{2y} = t_y \approx \frac{4 \cdot T}{(1 - \beta)^2} = \frac{4 \cdot Q}{(1 - \beta)^2 \cdot w}, \quad (21)$$

що відразу дозволяє оцінити значення t_y при заданих номінальному вакуумованому об'ємі Q і продуктивності ВЕР w .

ПІДХІД ДО ВИБОРУ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ТА ЙОГО ПАРАМЕТРІВ

Робочі елементи ВЕР можуть приводитись у рух або електродвигуном обертового руху класичної конструкції за допомогою кривошипного механізму (ексцентрик із кулісою), або магнітоелектричним (електромагнітним) перетворювачем лінійного руху (вібратором). Між цими типами електроприводів існує суттєва різниця. Перший, як голономна система, забезпечує незалежність закону руху робочих елементів і його фазових співвідношень від величини навантаження, яке суттєво змінюється при виході ВЕР на усталений режим. Тобто, в процесі роботи він забезпечує незмінність відношення $\gamma = Q_n / Q_\kappa$, а відтак і значення параметра добротності камери κ .

Другий, не маючи геометричних обмежень за координатою руху, у відповідності до принципу найменшої дії Мопертюї-Лагранжа рухається із змінними амплітудою і фазою, які залежать від значення навантаження камер, внаслідок чого ВЕР виходить на значення тиску $\approx 0,63$, а не p_∞ . Тому цей тип електроприводу більше підходить для компресора, а не для ВЕР.

Привідний двигун ВЕР повинен виконувати роботу, компенсуючи роботу сил, що діють на її робочі елементи, а саме:

- сил (моментів), обумовлених виконанням корисної роботи – переміщення маси газу, його компресію й декомпресію;
- сил (моментів), обумовлених пружними властивостями мембрани;
- сил (моментів), обумовлених дією навколишнього середовища на робочі елементи камер внаслідок різниці тиску на їхніх реверсних і аверсних поверхнях;
- сил (моментів), обумовлених наявністю сил тертя в рухомих частинах приводу;
- сил (моментів), обумовлених явищем інерції.

Строгий підхід вимагає встановлення часових залежностей вказаних сил протягом такту, а також їхніх часових макрозалежностей в процесі виходу вакуумера на усталений режим. Більшість з цих сил описуються досить складними залежностями, як у функції координати руху так і в часі. Тому застосуємо енергетичний підхід: визначимо середню роботу всіх сил протягом циклу, за максимальним значенням якої встановимо номінальну потужність N_n (момент M_n) двигуна, а за значенням пульсації сил (моментів) встановимо необхідну перевантажувальну здатність двигуна з урахуванням того, що частково вони компенсуються за рахунок кінетичної енергії ротора двигуна. Що ж до номінальної частоти обертання двигуна ω_n , то її слід визначати з урахуванням заданих значень вакуумованого об'єму Q , часу виходу на усталений режим t_y і параметрів пневмокамери Q_{km} і β у відповідності з (21). Цей зв'язок можна записати як

$$\omega \cdot Q_{km} (1 - \beta)^2 \geq 8\pi \cdot Q / t_y. \quad (22)$$

Корисна робота пневмокамери. Зміна енергетичного стану газу в пневмокамері протягом циклу вимагає певних затрат енергії (роботи). Якісні діаграми залежностей об'єму камери $Q(x)$ і тиску в ній $P(x)$ у функції деякої узагальненої координати x (переміщення мембрани, кута повороту привідного двигуна, часу тощо) приведені на рис. 5.

Протягом першого такту камера працює в режимі компресії. На ділянці 1 ($0 < x \leq x_1$) об'єм камери зменшується за деяким законом від значення Q_{max} до Q_1 , а тиск зростає від значення $P_{вх} = P_{min}$ до $P_{вих} = P_{max}$, тобто до значення тиску, при якому відкривається вихідний вентиль. На ділянці 2 першого такту ($x_1 \leq x < 0,5$), не зважаючи на зміну об'єму камери від значення Q_1 до Q_{min} , тиск в камері залишається практично незмінним і рівним P_{max} внаслідок видалення певної маси газу через вихідний вентиль. На наступній ділянці 3 ($0,5 < x \leq x_2$) об'єм камери починає збільшуватись, а тиск в ній – зменшуватись, внаслідок чого закривається вихідний вентиль і тиск продовжує падати до значення, яке відповідає вхідному тиску $P_{вх}$, якому відповідатиме значення об'єму Q_2 . При закритому вихідному вентилі відкривається вхідний, і на ділянці 4 ($x_2 \leq x < 1$) тиск $P(x)$ залишатиметься постійним і рівним $P_{вх}$ внаслідок притоку газу з вакуумованої камери. Оскільки за один цикл $P_{вх}$ практично не змінюється, то з точністю до величин другого порядку малості можна покласти $P_{вх} = P_{min}$ (тобто вважати $P_{вх}$ "замороженим" аналогічно "заморожуванню" однієї з координат процесу при розрахунку енергії чи коенергії системи).

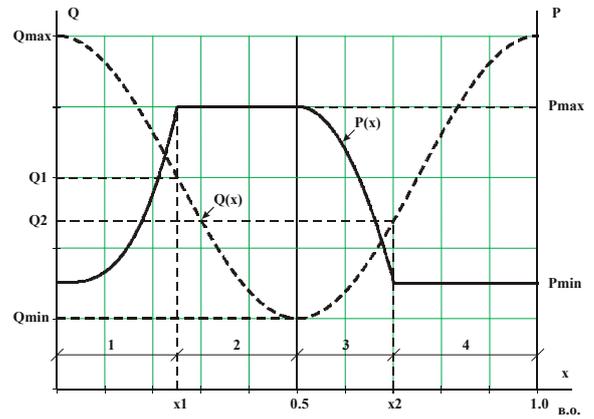


Рис. 5. Якісна діаграма функційних залежностей $Q(x)$ і $P(x)$

На ділянках такту 2 і 4 робота з переміщення газу переважно виконується за рахунок зовнішніх сил (тисків), а робота на компресію і декомпресію газу визначається її значеннями на ділянках 1 і 3 діаграми.

Роботу, затрачену на компресію газу на ділянці 1, для якої справедливі тотожності $P_{min} \cdot Q_{max} = P(x) \cdot Q(x) = P_{max} \cdot Q_{min}$ визначимо як

$$A_1 = \int_0^{x_1} P(x) \cdot dQ = P_{min} \cdot Q_{max} \int_0^{x_1} \frac{dQ}{Q(x)} = P_{min} \cdot Q_{max} \cdot \ln \frac{Q_1}{Q_{max}}$$

, але оскільки $Q_1/Q_{max} = P_{max}/P_{min}$, то

$$A_1 = P_{min} \cdot Q_{max} \cdot \ln(P_{max}/P_{min}). \quad (23)$$

Аналогічно, робота, затрачена на декомпресію газу на ділянці 3, для якої справедливі тотожності $P_{min} \cdot Q_2 = P(x) \cdot Q(x) = P_{max} \cdot Q_{min}$, рівна

$$A_3 = \int_{0,5}^{x_2} P(x) \cdot dQ = P_{min} \cdot Q_{max} \int_{0,5}^{x_2} \frac{dQ}{Q(x)} = P_{min} \cdot Q_{max} \cdot \ln \frac{P_{max}}{P_{min}}$$

Отже, робота, затрачена на компресію, дорівнює роботі, затраченій на декомпресію, тому повна робота камери за цикл становить

$$A = A_1 + A_3 = 2 \cdot P_{min} \cdot Q_{max} \cdot \ln(P_{max}/P_{min}). \quad (24)$$

Оскільки тиск P_{min} є вхідним тиском камери, то в часі він описується (12), тоді з урахуванням, що $Q_{max} = Q_m + Q_n = Q_m (1 + \gamma)$

$$A = 2 \cdot P_a \cdot Q_m \cdot (1 + \gamma) \cdot p(\tau) \cdot \ln(p_m/p(\tau)), \quad (25)$$

де p_m – відносне значення тиску на виході камери в частках P_a .

При тактовій частоті камери f робота A виконується з середньою потужністю за цикл.

$$N = 2 \cdot P_a \cdot Q_m \cdot f \cdot (1 + \gamma) \cdot p(\tau) \cdot \ln(p_m/p(\tau)). \quad (26)$$

Враховуючи, що $Q_m \cdot f = w [m^3/c]$ – продуктивність камери при її роботі в умовах $P_{вх} = P_{вих} = P_a$, запишемо (26) як

$$N = 2 \cdot P_a \cdot w \cdot (1 + \gamma) \cdot p(\tau) \cdot \ln(p_m/p(\tau)). \quad (27)$$

Корисна потужність одноступеневої помпи. Для однокамерного ВЕР $P_{max} = P_a$ (тобто $p_m = 1$), а $p(\tau)$ описується (12) і (6). Для спрощення викладок і забезпечення деякого запасу проектного розрахунку покладемо $\beta \rightarrow 0$, тоді

$$p(\tau) = \frac{e^{-\tau} + \kappa}{1 + \kappa}. \quad (28)$$

З урахуванням (28) перепишемо (27) як

$$N_{1\kappa} = 2 \cdot P_a \cdot w(1 + \kappa) \cdot \eta(\tau), \quad (29)$$

$$\text{де} \quad \eta(\tau) = -p(\tau) \cdot \ln p(\tau) \quad (30)$$

- коефіцієнт завантаження компресійної камери в часі при переході від режиму короткого замикання ($\tau = 0$; $p(0) = 1$; $\eta(0) = 0$) до усталеного режиму роботи при $\tau \rightarrow \infty$ ($p_\infty = \kappa / (1 + \kappa)$ і $\eta_\infty = \kappa \cdot \ln(1 / \kappa + 1) / (1 + \kappa)$).

Функційні залежності $\eta(\tau)$ при різних значеннях κ показано на рис. 6.

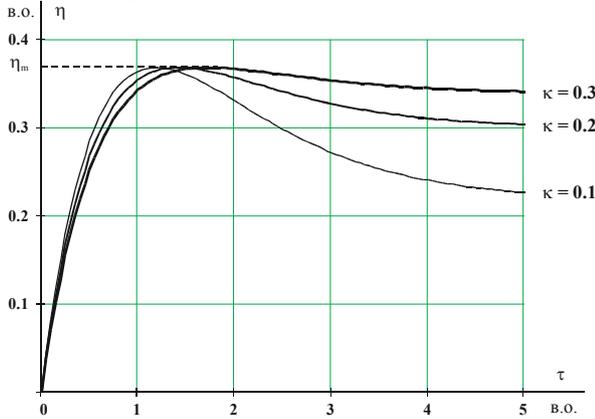


Рис. 6. Функційні залежності $\eta(\tau)$ при різних κ

Характерною їхньою ознакою є наявність екстремуму η_m при певному τ_m (а відтак і p_m), причому значення η_m не залежить від добротності κ . Справді,

$$\text{якщо} \quad \left. \frac{d\eta(\tau)}{d p(\tau)} \right|_{\tau_m} = -\ln p_m + 1 = 0, \quad \text{то} \quad p(\tau_m) = e^{-1},$$

$$\tau_m = -\ln((1 + \kappa) / e - \kappa) \quad \text{і} \quad \eta_m = e^{-1}.$$

Незалежність η_m від κ підтверджує рис. 7, на якому показана залежність $\eta(\tau) = f(v(\tau))$ для різних κ . Зазначимо, що $\eta(\tau)$ має максимум за умови $(1 + \kappa) \cdot e^{-1} - \kappa > 0$, тобто $\kappa < 1 / (e - 1) \approx 0,582$, що завжди виконується, бо в реальних вакуумерах завжди $\kappa < 0,3$.

Отже потужність привідного двигуна однокамерного вакуумера не може бути меншою ніж

$$N_{1\kappa} = 2 \cdot P_a \cdot w(1 + \kappa) / e. \quad (31)$$

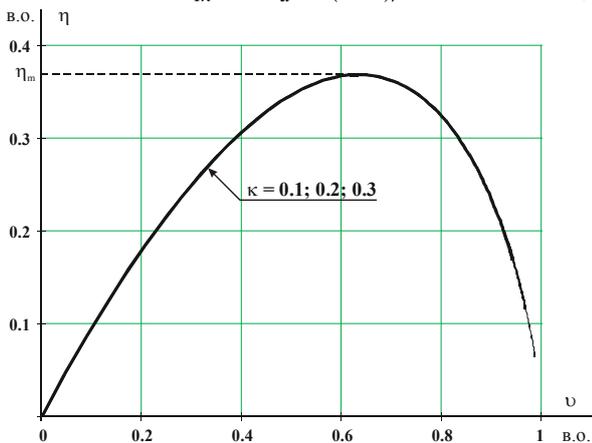


Рис. 7. Функційні залежності $\eta(\tau)$ від $v(\tau)$ при різних значеннях κ

Корисна потужність двоступеневої помпи. Як і в попередньому випадку для вихідної камери вихідним тиском буде P_a ($p_m = 1$), а вхідним – тиск P_1 у вакуумованому об'ємі, який за прийнятих спрощень у

відповідності до (12) і (17) запишемо як

$$p_1(\tau) = \left((1 + 2\kappa) \cdot e^{-\tau} + \kappa^2 \right) \cdot (1 + \kappa)^{-2}, \quad \text{тому} \\ N_2 = 2 \cdot P_a \cdot w(1 + \kappa) \cdot p_1(\tau) \cdot \ln(1 / p_1(\tau)). \quad (32)$$

Але, як було продемонстровано, значення η_m не залежить від форми функції $p_1(\tau)$, тому максимальна потужність вихідної камери описується виразом (31).

Вихідним тиском для вхідної камери є деяке значення тиску вихідної камери, яке протягом циклу змінюється в діапазоні $P_1(\tau) < P_{2\max} < P_a$. Можна показати, що за енергетичного підходу за величину такого тиску слід прийняти середнє геометричне між $P_1(\tau)$ і P_a , тобто $P_{2\max} = \sqrt{P_1 \cdot P_a}$ при цьому $p_m = \sqrt{P_1}$.

В такому випадку значення параметра $\eta_1(\tau)$ буде

$$\eta_1(\tau) = p_1(\tau) \cdot \ln(1 / \sqrt{p_1(\tau)}) = 0,5\eta(\tau),$$

тобто навантаження вхідної камери в два рази менше від навантаження вихідної. То ж сумарна максимальна потужність двоступеневого вакуумера буде

$$N_{2\kappa} = 3 \cdot \zeta \cdot P_a \cdot w(1 + \kappa) / e \approx 1,1 \cdot \zeta \cdot P_a \cdot w(1 + \kappa), \quad (33)$$

де ζ – коефіцієнт, що враховує втрати тиску на вентилях ($1 < \zeta < 1,1$).

Робота всіх інших сил. Значення середньої за цикл роботи сил, обумовлених пружними властивостями мембрани, тотожно рівне нулевій, бо вони мають пульсуючий характер з амплітудою $F_m = c \cdot e$, де c – коефіцієнт пружності мембрани [Н / м], а e – значення ексцентриситету кривошипа [м]. Матеріали на кшталт гуми, характеризуються ще втратами на гістерезис унаслідок їхніх релаксаційних властивостей при динамічному навантаженні, які зумовлюють запізнення деформації від відповідної сили (зсув фази). З огляду на незначну величину відносної деформації власне об'єму мембрани в проектних розрахунках цими втратами можна знехтувати.

Значення середньої за цикл роботи сил, обумовлених дією тиску зовнішнього середовища на мембрану, також рівна нулевій, але ці сили породжують втрати внаслідок вторинних факторів, таких, як тертя в підшипниках куліс. При значеннях ексцентриситету $1 \text{ мм} \leq e \leq 5 \text{ мм}$ ці сили можна розглядати як додаткове радіальне навантаження на підшипники, які характеризуються коефіцієнтом тертя кочення k_f ($k_f \approx 4 \cdot 10^{-5} \div 5 \cdot 10^{-5}$) [2]. Якщо не брати до уваги незначний кут відхилення куліс, то ці сили не змінюють свого напрямку і практично не змінюються у часі.

Потужність, затрачену на покриття втрат у підшипниках двоступеневої ВЕР, запишемо як

$$N_m = 2 \cdot S_M \cdot P_a \cdot k_f \cdot \omega = 4 \cdot \pi \cdot P_a \cdot w(1 + \gamma) \cdot k_f / h_e \quad (34)$$

де $S_M \approx \pi d^2 / 4$ – площа активної частини мембрани; d – діаметр защемлення мембрани; $h_e \approx 0,7 \cdot e$ – ефективна висота камери при її еквівалентуванні рівно-об'ємним циліндром діаметра d .

У відповідності до (33) і (34) значення сумарної корисної потужності двигуна повинно бути більшим ніж

$$N' = \zeta \cdot P_a \cdot \omega \cdot (1 + \kappa) \left(1 + 4\pi \cdot k_f / h_e \right) \quad (35)$$

Врахування втрат, обумовлених інерційними силами, робота за цикл яких теоретично рівна нулевій, – питання окреме й складне, тут його не розглядатимемо. Але, враховуючи пульсаційний характер основних

сил, які діють на рухомі елементи вакуумера, (35) необхідно модифікувати за допомогою коефіцієнта $k \approx \sqrt{2}$. Тобто для практичних розрахунків покласти

$$N_H = 1,4 \cdot \zeta \cdot P_a \cdot \omega \cdot (1 + \kappa) \cdot \left(1,1 + 4 \cdot \pi \cdot \frac{k_f}{h_e} \right); M_H = \frac{N_H}{\omega} \quad (36)$$

ПРИКЛАД ПРОЕКТНОГО РОЗРАХУНКУ VEP

Технічні вимоги (номінальні величини):

- продуктивність $q = 0,1 \text{ дм}^3/\text{с};$
- значення граничного тиску $P_{\infty} \leq 4 \text{ кПа};$
- значення вакуумованого об'єму $Q = 6 \text{ дм}^3;$
- час виходу на значення $P_{\infty} t_y \leq 150 \text{ с}.$

1. Приймаємо двокамерне конструктивне виконання вакуумера, бо відносна величина граничного тиску $p_{\infty} = P_{\infty}/P_a = 4/100 < p_{\infty 1\kappa} \approx 0,12$, менша значення граничного тиску однокамерного вакуумера.

2. У відповідності до (19) відносне значення паразитного об'єму камер не повинно перевищувати величину $\kappa = \sqrt{p_{\infty}} / (1 - \sqrt{p_{\infty}}) = \sqrt{0,04} / (1 - \sqrt{0,04}) = 0,25$.

Приймаємо $\kappa = 0,2$, а можливу деформацію камер від дії зовнішнього тиску і наявності підсмоктування газу внаслідок не ідеальності клапанів врахуємо значенням $\beta = 0,2$.

3. На основі (22) встановимо зв'язок між частотою обертання ω і корисним об'ємом камер Q_{km} $\omega \cdot Q_{km} \geq 8 \cdot \pi \cdot Q / (t_y (1 - \beta)^2) = 8 \cdot \pi \cdot 6 \cdot 10^{-3} / (150 (1 - 0,2)^2) = 1,56 \cdot 10^{-3} \text{ м}^3 \cdot \text{рад}/\text{с}.$ Покладемо $\omega = 314 \text{ рад}/\text{с}$ (3000 об./хв.), тоді $Q_{km} \geq 1,56 \cdot 10^{-3} / 314 = 4,9 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3$ (4,9 см³). Приймаємо $Q_{km} = 5 \text{ см}^3$.

4. Геометричні розміри компресійної камери, враховуючи її конусоподібну форму, визначимо із співвідношення $Q_{km} = \pi \cdot d^3 \cdot \varepsilon / 6$, де d – діаметр зовнішнього заземлення мембрани; $\varepsilon = e/d$ – значення відносної величини максимального прогину мембрани (ексцентриситету кривошипа). В залежності від матеріалу мембрани $0,03 \leq \varepsilon \leq 0,045$. Для гуми завтовшки 1 мм $\varepsilon = 0,04$ [3], тоді $d = \sqrt[3]{6 \cdot Q_{km} / \pi \cdot \varepsilon} = \sqrt[3]{6 \cdot 5 / \pi \cdot 0,04} = 6,2 \text{ см}; e = 0,04 \cdot 6,2 = 0,248 \text{ см}.$

За отриманими значеннями d і e виконуємо ескізне креслення камери як показано на рис. 8.

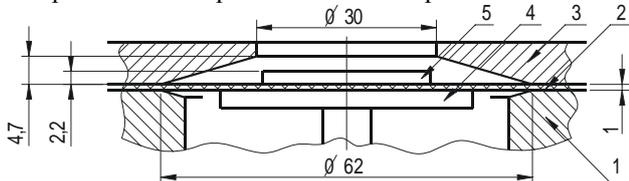


Рис. 8. – Ескізне креслення компресійної камери.

- 1 – корпус; 2 – мембрана; 3 – верхня покритка;
- 4 – опорний диск; 5 – кріпильний диск

5. Параметри привідного двигуна. У відповідності з (36) номінальна потужність двигуна N_H повинна становити

$$N_H = 1,4 \cdot 0,1 \cdot 10^{-3} \cdot 10^5 (1 + 0,2) \cdot \left(1,1 + 4\pi \cdot \frac{4 \cdot 10^{-5}}{1,75 \cdot 10^{-3}} \right) = 23,3 \text{ Вт і } M_H = N_H / \omega = 23,3 / 314 = 0,075 \text{ Нм}.$$

У конструкції VEP з приладним автономним електродвигуном можна використати однофазний асинхронний конденсаторний двигун SEK23-4 виробництва фірми Мікотома (Польща) з номінальними даними: $U_H = 220 \text{ В}; P_{2H} = 23 \text{ Вт}; M_H = 78,4 \text{ мНм}; \omega_H = 2800 \text{ об}/\text{хв}.$, як це зроблено у VEP типу № 85.3 KNE.

При виконанні VEP як інтегрованого моноблока проектний розрахунок електродвигуна доцільно здійснити на засадах редизайну за методиками викладеними в [4, 5]. Так, конструкція інтегрованої вакуумної електропомпи ДБ130-60-Д16 (розробленої СКБ ЕМС при Національному університеті "Львівська політехніка"), реалізована на статорних виштампках серійного асинхронного двигуна 4А63 (рис. 9).

Параметри виштампки: зовнішній діаметр $D_3 = 100 \text{ мм};$ внутрішній діаметр $D_в = 63 \text{ мм};$ кількість зубців $z = 24;$ довжина пакету статора $l = 10 \text{ мм}.$ У пази статора вкладена трифазна обмотка з кількістю витків фази $w_f = 400$ навитих з дроту ПЕВ-2 $\varnothing 0,41 \text{ мм}.$

На роторі розташовані вісім постійних магнітів з матеріалу $FeNdB$ розмірами $b \times l \times h = 18 \times 10 \times 3,5 \text{ мм}.$ Двигун виконаний як електронно керований за допомогою драйвера TDA5142T [6], який дозволяє застосування зовнішнього циклоконвертора без наявності давача положення ротора.

Номінальні дані двигуна: $U_H = 120 \text{ В};$ споживаний струм $I_H \leq 0,3 \text{ А};$ постійна за моментом $C_M = 0,4 \text{ Нм}/\text{А};$ частота обертання $\omega_H = 3000 \text{ об}/\text{хв}.$ Суттєвою перевагою електроприводу VEP ДБ130-60-Д16 проти приводу на базі асинхронного двигуна є те, що перший запускається за довільного значення $P_{зав}$ у вакуумованому об'ємі, тоді як другий запускається лише за $P_{зав} \geq 0,6 P_{в}$, що властиво для всіх імпортованих електропомп оснащених асинхронними двигунами.

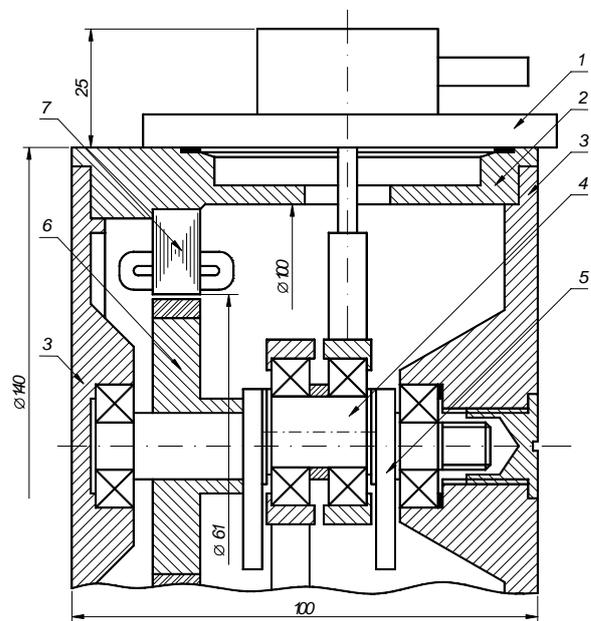


Рис. 9. Конструкція VEP ДБ130-60-Д16

- 1 – пневмокамера; 2 – корпус; 3 – підшипниковий щит;
- 4 – вал з ексцентриком; 5 – балансир;
- 6 – ротор з постійними магнітами; 7 – статор з обмоткою

6. Після конструкторської проробки вакуумера загалом виконують повірочний розрахунок, але вже за іншою методикою та іншими формулами.

ПІСЛЯМОВА

Викладена методика вибору основних конструктивних величин вакуумера та параметрів його електропривода дозволяє їх визначення за заданими експлуатаційними характеристиками на стадії проектних розрахунків. Порівняння розрахункових та експериментальних залежностей наростання вакууму в часі в одному й тому ж об'ємі $Q=5,7 \text{ дм}^3$ для двох типів ВЕР показано на рис. 10, який свідчить про їхню задовільну збіжність.

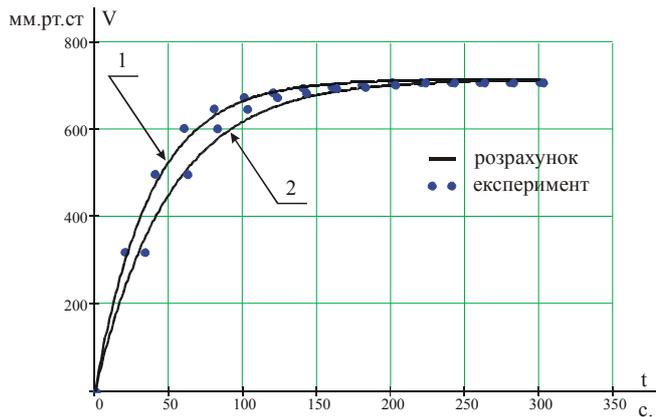


Рис. 10. Порівняння розрахункових і експериментальних залежностей $V(t)$ для ВЕР
1 - ДБ130-60-Д16; 2 - № 85.3 KNE

Наприкінці звернемо увагу читача на характерну особливість коефіцієнта завантаження пневмокамери $\eta(\tau)$ за (30). Якщо від (30) вирахувати функціонал, замінивши час τ на координату x , то отримаємо

$$H = \int_{-\infty}^{+\infty} \eta(x) \cdot dx = - \int_{-\infty}^{+\infty} p(x) \cdot \ln p(x) \cdot dx - \quad (37)$$

відому 16-ту теорему Шеннона ентропійної теорії інформації [7], згідно якій "при незалежній від сигналу в ймовірнісному сенсі заваді її дезінформаційна дія не залежить від закону розподілу і потужності самого сигналу, а визначається лише ентропією H " [8]. Перефразовуючи її ми стверджуємо, що в нашому випадку

$$H = \int_{-\infty}^{+\infty} \eta(\tau) \cdot d\tau = - \int_{-0}^{\tau_y} p(\tau) \cdot \ln p(\tau) \cdot d\tau = - \ln p_{\infty}, \quad (38)$$

тобто – "питома витрата енергії на створення вакууму в одиниці об'єму Q не залежить від закону руху активних елементів вакуумера та інтенсивності наростання вакууму", що ще раз підкреслює ентропійний характер фізичної величини "тиск".

ПОДЯКА

Автори висловлюють подяку керівництву НВФ "ПРОГРЕТ" (м. Львів) за ініціацію наукових досліджень та фінансування проектних робіт зі створення вітчизняних вакуумних електропомп об'ємного типу.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Физический энциклопедический словарь / Гл. Ред. А.М.Прохоров – М.: Сов. энциклопедия, 1984. – 944 с.
- [2] Справочник конструктора точного приборостроения / Г.А.Веркович, Е.Н.Головенко, В.А.Голубков и др. Под общ. ред. К.Н. Явленского, Б.П. Тимофеева, Е.Е.Чаадаевой. – Л.: Машиностроение, 1989. – 792 с.
- [3] Лапетов В.А., Юрцев Л.Н. Расчеты и конструирование резиновых изделий. Изд. 2-е. – Л.: Химия, 1977. – 408с.
- [4] V.Zavgorodniy, I.Snitkov. New designs of electronic controlled motors on the base of redesigning and remaking technology. Proc. of 5-th Int. conf. on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems, UEES'01, Miedzyzdroje, Poland, Sept. 05-08, 2001. – pp. 405 – 410
- [5] Завгородній В.Д., Снітков І.Ф., Черніков В.І. Конструкції електронно керованих двигунів магнітоелектричного збудження на основі редизайну асинхронних машин // Вісник НУ "Львівська політехніка": Електроенергетичні та електромеханічні системи № 421, 2001. – С. 67 – 72.
- [6] Brushless DC motor drive circuit. Product specification. – 1992. <http://www.semiconductors>.
- [7] Хьюбер П. Робастність в статистике: Пер. с англ. Под ред. И.Г.Журбенко. – М.: Мир, 1984. – 304 с.
- [8] Новицкий П.В., Зограф И.А. Оценка погрешностей результатов измерений.– Л.: Энергоатомиздат, 1985.–248с.

Надійшла 18.03.2005

РАСЧЁТ ЭДС ВОЗБУЖДЕНИЯ БЕСКОНТАКТНОЙ ЯВНОПОЛЮСНОЙ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ С ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРОЙ ОБМОТКИ РОТОРА

Клементьев А.В.

Новокаховский политехнический институт Херсонского национального технического университета
Украина, 74900, Новая Каховка Херсонской области, ул. Первомайская, 35
кафедра "Электрические машины и аппараты"

Запропоновані формулі, які зв'язують струм обмотки збудження збудника та ЕРС збудження обмотки статора безконтактної явнополюсної суміщеної синхронної машини зі змінною структурою обмотки ротора.

Предложены формулы, связывающие ток обмотки возбуждения возбудителя и ЭДС возбуждения обмотки статора бесконтактной явнополюсной совмещённой синхронной машины с переменной структурой обмотки ротора.

В настоящее время на этапе внедрения находятся совмещённые электрические машины с переменной (периодически изменяющейся) структурой обмотки ротора [1-4]. Машины такого типа имеют ряд неоспоримых преимуществ: существенно упрощается конструкция, уменьшаются габариты и масса, повышается технологичность в производстве, увеличивается надёжность. Такие преимущества, в частности, обусловлены тем, что обмотка ротора выполняет две функции: якорной обмотки возбудителя и обмотки возбуждения ротора. Это избавляет от необходимости укладывать на роторе две разнополюсные обмотки, что уменьшает трудоёмкость укладки, повышает использование меди и эксплуатационную надёжность.

Указанный эффект может быть реализован, например, путём выполнения обмотки ротора состоящей из отдельных самостоятельных частей КГ1÷КГ4.

В частях КГ1 - КГ4 при вращении ротора индуцируются ЭДС через поле постоянного тока I_b обмотки возбуждения возбудителя, расположенной на статоре. Если эти части соединить с переключающими устройствами П1÷П6, как показано на рис.1, то можно добиться эффекта возникновения однонаправленного тока обмотки ротора, если, например, переключать схемы соединений частей таким образом, чтобы при последовательном соединении частей КГ1 и КГ3 части КГ2 и КГ4 были соединены параллельно, и наоборот. Постоянная составляющая такого тока и будет являться током возбуждения машины I_f . В простейшем случае функции переключателей могут выполнить полупроводниковые диоды при их естественной коммутации. В этом случае кроме постоянной составляющей по обмотке ротора протекает переменная составляющая тока с частотой генерируемой в этой обмотке ЭДС i_{f1} . Остальные гармоники выражены слабо [2].

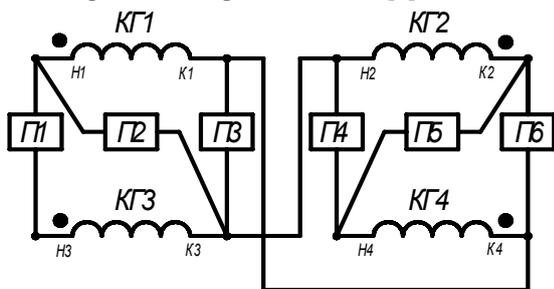


Рис. 1. Соединение самостоятельных частей обмотки ротора через переключающие устройства

В случае явнополюсных машин обмотку ротора можно представить в виде отдельных блоков (фаз). Каждый из блоков состоит из самостоятельных частей, соединённых по схеме рис.1 (рис.2, а, б). Тогда образуется вращающаяся МДС токов i_{f1} , неподвижная относительно статора, что в значительной степени уменьшает дополнительные потери в обмотке возбудителя [5, 6].

Исследование таких машин в первую очередь предполагает знание зависимости между значениями токов I_b и I_f . В работе [4] получены удовлетворительные результаты исследования этой зависимости для неявнополюсных машин:

$$I_b = \frac{\sqrt{(0,6 \cdot X_{af\delta 1} \cdot n_*)^2 + (20 \cdot \pi \cdot R_{KГ1} \cdot k_{\mu b})^2}}{\sqrt{2} \cdot X_{bf\delta 1} \cdot n_*} \cdot I_f, \quad (1)$$

где $X_{af\delta 1}$, $X_{bf\delta 1}$ - амплитудные значения собственного индуктивного сопротивления обмотки ротора и взаимного индуктивного сопротивления обмотки ротора и обмотки возбуждения возбудителя по первым гармоникам потокосцеплений без учёта насыщения магнитопровода; $k_{\mu b} \approx 1 + 2 \cdot \sqrt{k_{\mu 0} - 1}$, - коэффициент, учитывающий влияние насыщения магнитопровода машины на магнитную цепь возбудителя, $k_{\mu 0}$ - коэффициент насыщения магнитопровода машины в точке холостого хода при отсутствии поля тока обмотки возбуждения возбудителя, $R_{KГ1}$ - активное сопротивление самостоятельной части при расчётной температуре, Ом. Дальнейший анализ показал, что соотношение (1) с высокой степенью точности описывает связь токов I_b и I_f в явнополюсных машинах.

Второе слагаемое в подкоренном выражении соотношения (1) у явнополюсных машин значительно меньше первого (при относительных частотах вращения n_* , больших 0,5 и коэффициенте насыщения по воздушному зазору не более 1,4). Пренебрегая этим слагаемым и используя формулы расчёта указанных индуктивностей по [4] с учётом особенностей явнополюсных машин рассматриваемого типа, получаем следующее соотношение между токами I_b и I_f :

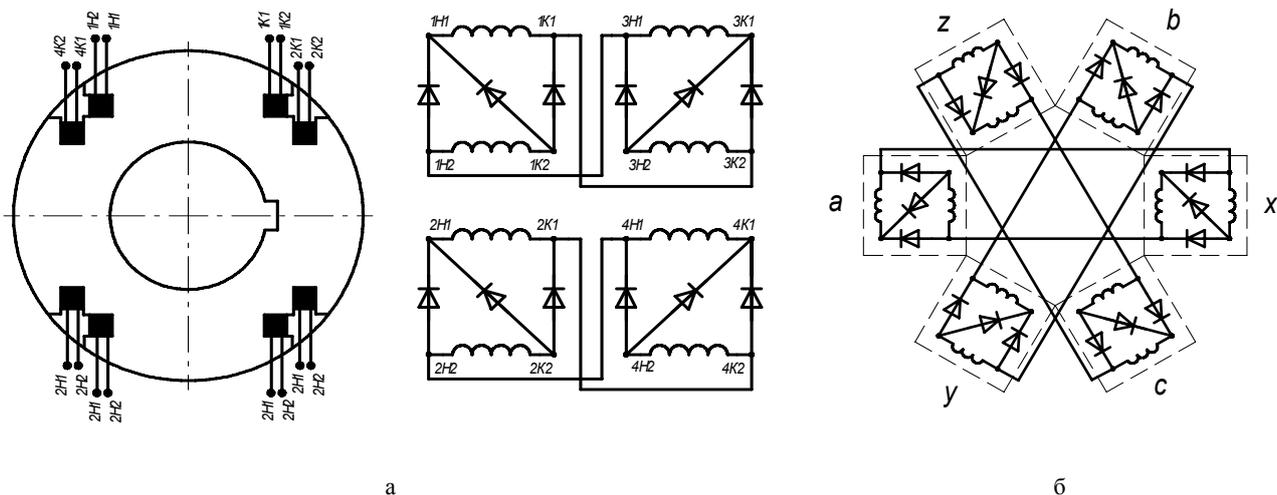


Рис. 2. Обмотка ротора с двухфазной (а) и трёхфазной (б) системами МДС токов i_{Γ}

$$I_b \cong \frac{w_f \cdot k_{fb}}{3 \cdot w_b \cdot k_b} \cdot I_f, \quad (2)$$

где w_f - число витков всей обмотки ротора, w_b - число витков обмотки возбуждения возбудителя, k_{fb} - коэффициент формы поля, имеющего полюсность возбудителя и создаваемого обмоткой ротора, k_b - коэффициент формы поля возбуждения возбудителя.

Соотношение (2) показывает, что связь между токами I_b и I_f не зависит ни от степени насыщения магнитопровода основным полем и полем возбуждения возбудителя, ни от частоты вращения ротора, т. е. ЭДС возбуждения исследуемой бесконтактной совмещённой машины прямо пропорциональна частоте вращения ротора. Кроме того, связь между токами I_b и I_f не зависит от величины воздушного зазора. Это подтвердили и результаты экспериментов, проведённых на пяти опытных образцах явнополюсных генераторов с различной геометрией, полюсностью и обмоточными данными при различных частотах вращения и напряжениях на зажимах статорной обмотки (ток I_b измерялся, а ток I_f рассчитывался).

Из зависимости (2) легко получить зависимость ЭДС возбуждения E_f от тока обмотки возбуждения возбудителя I_b :

$$E_f = \varphi(I_f) = \varphi\left(\frac{3 \cdot w_b \cdot k_b}{w_f \cdot k_{fb}} \times I_b\right). \quad (3)$$

Эта зависимость может быть установлена путем расчёта характеристики холостого хода машины. Использование зависимости (3) при расчётах по методике [4] позволяет не допускать погрешность более, чем 5% по сравнению с экспериментальными данными.

Указанные особенности обеспечивают преимущество рассматриваемых машин среди других бесконтактных машин с вращающимися выпрямителями и упрощают регулирование напряжения, например, ветрогенераторов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Пат. № 2091965 Россия, МКИ Н 02 К 19/38. Бесконтактная синхронная электрическая машина / Клементьев А.В. и Бондарев В.Н. (Украина) - №94039814; Заявл. 24.10.94; Опубл. 27.09.97, Бюл. №27. - 8 с.
- [2] Клементьев А.В., Олейников А.М. Особенности электромагнитных процессов в бесконтактном совмещённом генераторе с периодически изменяющейся структурой обмотки ротора // Электротехника. - 2000. - №3. - С. 22 - 25.
- [3] Китаев А.В., Клементьев А.В., Якимчук Г.С. Характеристики бесконтактного совмещённого синхронного генератора с периодически изменяющейся структурой обмотки ротора // Электричество. - 2004 г. - №7. - С. 34 - 38.
- [4] К методике расчета одного типа бесконтактного синхронного генератора / Клементьев А.В., Новокаховский политехнический институт. - Новая Каховка, 2003. - 16 с. - Рус. - Деп. в ГНТБ Украины 20.10.03, № 142 - Ук2003.
- [5] Патент № 50195 А, МКИ Н 02 К 19/38. Безконтактна синхронна електрична машина // Клементьев О.В., Китаев О.В., Олейников О.М., Якимчук Г.С. (UA). - № 200117878; Заявл. 19.11.01; Опубл. 15.10.02, Бюл. № 10. - 2 с.
- [6] Патент № 68582 А, МКИ Н 02 К 19/38. Безконтактна синхронна електрична машина // Клементьев О.В., Китаев О.В., Якимчук Г.С. (UA). - № 2003087392; Заявл. 05.08.03; Опубл. 16.08.04, Бюл. № 8, 2004 р. - 2 с.

Поступила 24.01.2005

ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ БЕСПАЗОВОГО ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

Осташевский Н.А., к.т.н., проф., Иваненко В.Н., к.т.н., проф.
 Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
 Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические машины"
 тел. (057) 707-65-14, E-mail: vito@kpi.kharkov.ua

Ковган А.Н.
 Открытое Акционерное общество завод "Потенциал"
 Украина, 61106, Харьков, ул. Индустриальная, 17,
 тел. (0572) 99-81-88, E-mail: kovgan@potencial.kharkov.com

Приведено результати розрахунку магнітного поля в поперечному перерізі безпазового двигуна постійного струму магнітоелектричного збудження з несиметричною магнітною системою при холостому ході. Досліджено вплив несиметрії магнітної системи та різних форм і розмірів постійних магнітів на розподіл магнітного поля двигуна.

Приведены результаты расчета магнитного поля в поперечном сечении беспазового двигателя постоянного тока магнитоэлектрического возбуждения с несимметричной магнитной системой при холостом ходе. Исследовано влияние несимметричности магнитной системы и различных форм и размеров постоянных магнитов на распределение магнитного поля двигателя.

ВСТУПЛЕНИЕ

Беспазовый двигатель постоянного тока с магнитоэлектрическим возбуждением разработан применительно к модулю электрооборудования постоянного тока для бурения нефтяных и газовых скважин.

Беспазовое исполнение якоря принято для уменьшения величины реактивной ЭДС коммутируемых секций, а также снижения размагничивающего действия реакции якоря на постоянные магниты. Магнитоэлектрическое возбуждение на основе высококоэрцитивных редкоземельных магнитов типа Nd-Fe-B используется в связи с трудностью размещения обмотки возбуждения в межполюсном окне. Отсутствие одного добавочного полюса объясняется необходимостью размещения элементов токоподвода внутри корпуса (рис. 1).

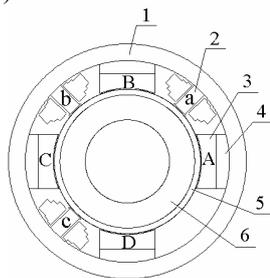


Рис. 1. Поперечное сечение двигателя: 1 – станина; 2 – добавочный полюс; 3 – постоянный магнит; 4 – ферромагнитное основание главного полюса; 5 – обмотка якоря; 6 – беспазовый сердечник якоря

Магнитная система двигателя является несимметричной из-за отсутствия одного добавочного полюса. Целью расчета магнитного поля машины при холостом ходе является определение степени влияния несимметрии, форм и размеров магнитов на распределение магнитной индукции в зазоре, основного магнитного потока двигателя и потоков рассеяния главных полюсов.

При расчете рассматривались две формы магнитов (рис. 2): с плоским основанием (магнит №1) и с равномерной высотой (магнит №2). Далее по тексту индексы 1 или 2, стоящие при переменных, будут определять эти переменные для форм магнитов №1 или №2 соответственно. Расчетный коэффициент полюсного перекрытия α_i , отнесенный к эквивалентному диаметру D_3 , согласно рекомендаций по проектированию электрических машин с постоянными магнитами был принят $\alpha_i=0,5$, чему соответствует ширина магнитов $b_m=56$ мм.

Эквивалентный диаметр определяется как [1]:

$$D_3 = \frac{D_m - D_a}{\ln(D_m/D_a)},$$

где D_m – диаметр рашотки главных полюсов; D_a – наружный диаметр сердечника якоря.

Расчет магнитного поля производился методом конечных элементов. Число узлов конечно-элементной сетки в среднем составляло 32000, число треугольных элементов – 64000, что позволило достаточно точно аппроксимировать геометрию двигателя. Точность решения составила не ниже $1 \cdot 10^{-8}$. Среднее время расчета составило 10 мин.

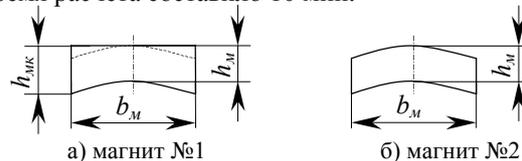


Рис. 2 – Расчетные формы магнитов

При расчетах не учитывалось наличие дополнительных зазоров в магнитной цепи на стыках конструктивных элементов (постоянного магнита с ферромагнитным основанием, ферромагнитного основания со станиной, сердечника добавочного полюса со станиной и т.п.), выпучивание магнитного потока за внешнюю границу корпуса (станины) и в вал.

Исходными данными для расчета являлись:

- наружный диаметр станины 240 мм;
- внутренний диаметр станины 206 мм;
- наружный диаметр сердечника якоря 136 мм;
- наружный диаметр якоря (с учетом немагнитного слоя) 147,5 мм;
- внутренний диаметр якоря 85 мм;
- число главных полюсов 4;
- высота главного полюса 28,25 мм;
- ширина главного полюса 56 мм;
- число добавочных полюсов 3;
- высота добавочного полюса 28,25 мм;
- ширина добавочного полюса 14 мм;
- высота наконечника добавочного полюса 1 мм;
- ширина наконечника добавочного полюса 17 мм.

Варьируемыми параметрами являлись:

- форма магнитов;
- высота постоянного магнита h_m ;
- высота ферромагнитного основания главного полюса $h_{пф}$.

Под расчетным значением высоты магнитов h_m понимается значение, взятое по центру ширины магнита (рис.2). При расчете считалось, что магниты нагреваются до температуры 100°C.

МДС магнита можно представить в виде:

$$F_M = H_c \cdot h_m,$$

где H_c – коэрцитивная сила магнита, которую можно считать постоянной для данного материала магнита при заданной расчетной температуре.

Учитывая большую длину немагнитного слоя двигателя (с учетом обмотки якоря $\delta_c = 6,75$ мм) и большую магнитную проницаемость стальных участков ($\mu_{ст} \approx \infty$), пренебрегаем изменением длин магнитных силовых линий в ферромагнитных основаниях главных полюсов при изменении высоты магнитов. Это допущение позволило считать магнитные системы при разных h_m эквивалентными и получить магнитную характеристику двигателя $\Phi_\delta = f(F_M) = f(h_m)$. Высота магнитов h_m изменялась в пределах 2÷21 мм.

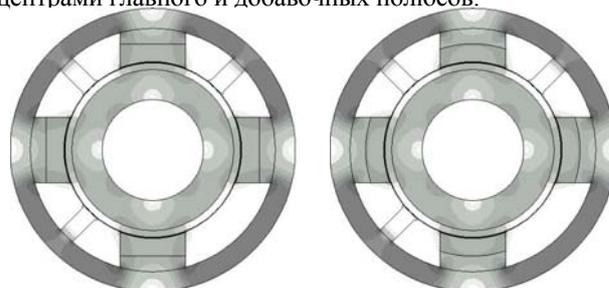
ВЛИЯНИЕ РАЗМЕРОВ И ФОРМ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ НА РАСПРЕДЕЛЕНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЗАЗОРЕ ДВИГАТЕЛЯ

Картини магнитного поля машины при холостом ходе для двух форм магнитов представлены на рис. 3 и рис. 4, кривые распределения магнитной индукции в зазоре B_δ , нормальной составляющей индукции B_n и тангенциальной B_t показаны на рис. 5 – 7 (где кривые 1 соответствуют $h_m = 21$ мм, 2 – $h_m = 15$ мм и 3 – $h_m = 6$ мм). Кривые распределения соответствуют середине воздушного зазора между расточкой главных полюсов и наружным диаметром якоря (с учетом немагнитного слоя).

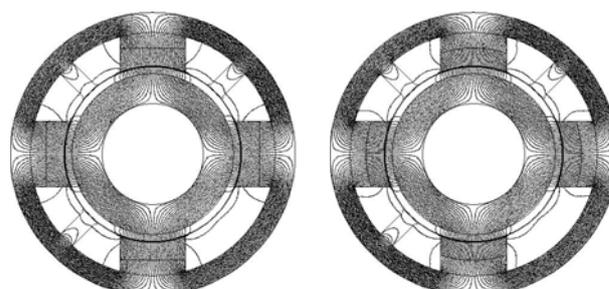
При изучении кривых распределения магнитной индукции в зазоре машины (рис. 5) можно сделать следующие выводы:

1) в кривых распределения B_δ имеются местные всплески, возникающие под краями магнитов, причем с уменьшением h_m они становятся более выраженными. Наличие этих всплесков объясняется, в первую очередь, пикообразным изменением тангенциальной составляющей магнитной индукции B_t (рис. 6). B_t имеет место на всем полюсном делении и представляет собой два резко выраженных всплеска различного знака по краям магнита, снижающихся практически до нуля под

центрами главного и добавочных полюсов.



а) магниты №1, $h_m = 15$ мм б) магниты №2, $h_m = 15$ мм
Рис. 3. Цветовая карта распределения магнитной индукции



а) магниты №1, $h_m = 15$ мм б) магниты №2, $h_m = 15$ мм
Рис. 4. Картина магнитных силовых линий

Отношение амплитуды тангенциальной составляющей к максимальному значению нормальной составляющей магнитной индукции $B_{t\max}/B_{n\max}$ изменяется в среднем от 0,8 до 0,6 с ростом высоты магнитов h_m от 2 до 21 мм. Уменьшение всплесков в кривой B_δ с увеличением h_m объясняется ростом удельного веса нормальной составляющей;

2) уменьшение h_m для магнитов №1 приводит к появлению провалов в кривой распределения B_δ под центрами главных полюсов (рис. 5а кривая 3). Эти провалы вызваны седлообразным распределением нормальной составляющей B_n (рис. 9). Такой вид кривой B_n объясняется неравномерностью МДС магнитов F_M вдоль расточки главных полюсов. Так уменьшение h_m приводит к росту отношения между высотой магнита под краем полюса $h_{мк}$ (рис. 2а) и по центру – h_m . При этом при $h_{мк}/h_m > 2$, провалы в кривой B_n могут достигать $0,5B_{n\max}$. Это нежелательно, так как может привести к увеличению добавочных потерь в обмотке якоря от вихревых токов. При $h_{мк}/h_m \approx 1,5$ распределение B_n под полюсом становится практически прямоугольным, а с дальнейшим уменьшением отношения $h_{мк}/h_m$ B_n практически повторяет форму распределения для магнитов №2 (рис. 7);

3) малые значения h_m для магнитов №1 при $h_{мк}/h_m > 1,5$ приводят также и к возникновению пульсаций B_t под центрами главных полюсов (рис. 6а кривая 3), что также может привести к увеличению добавочных потерь в обмотке якоря от вихревых токов.

Важно заметить, что с ростом отношения $h_{мк}/h_m$ величина пульсаций значительно возрастает и может достигать $0,7B_{t\max}$. Однако, с ростом h_m и соответственно уменьшением $h_{мк}/h_m$ эти пульсации практически исчезают, и характер распределения B_t в зазоре мало отличается от распределения B_t для исполнения с магнитами №2. При равных h_m величина $B_{t\max 1}$ незначительно больше $B_{t\max 2}$, и с ростом h_m

это различие снижается, а при $h_{МК}/h_M < 1,3$ кривые для B_{11} и B_{12} практически совпадают.

Кривые распределения B_n , B_t и B_δ на полюсном делении для двух форм магнитов при номинальном значении основного магнитного потока ($\Phi_{\delta 1} = \Phi_{\delta 2} = \Phi_{\delta н}$) представлены на рис. 8.

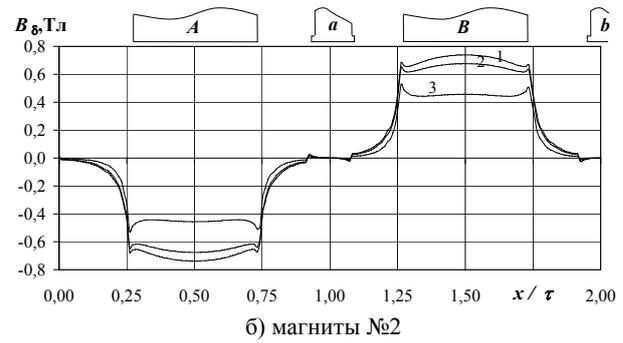
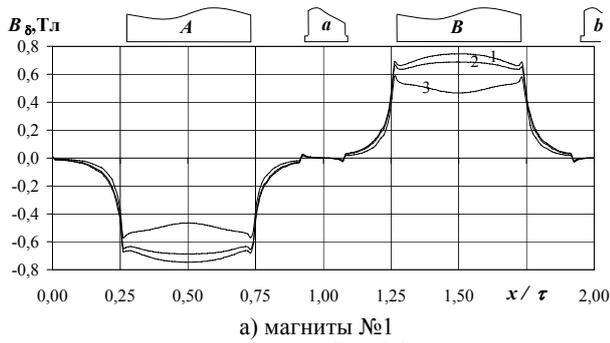


Рис. 5. Распределение результирующей магнитной индукции

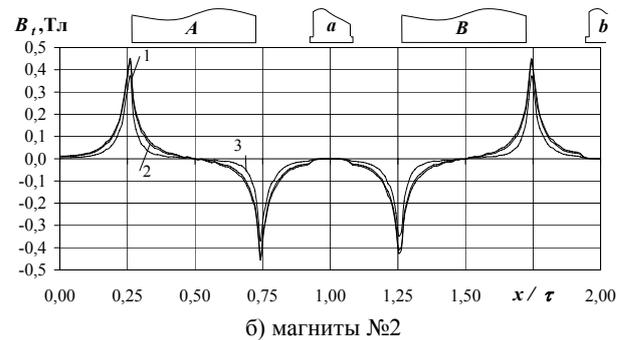
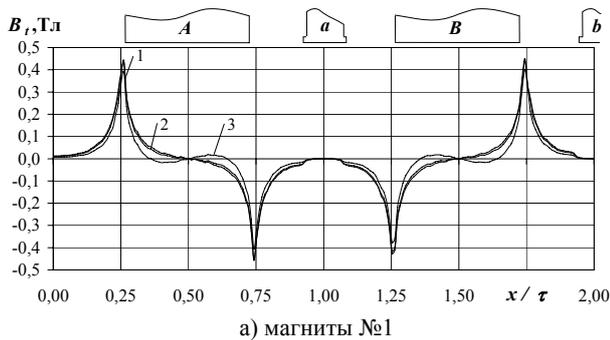


Рис. 6. Распределение тангенциальной составляющей магнитной индукции

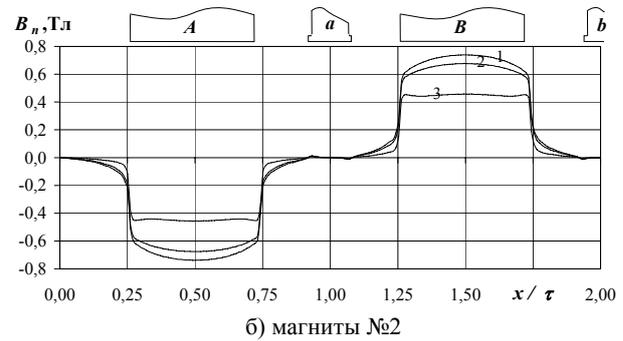
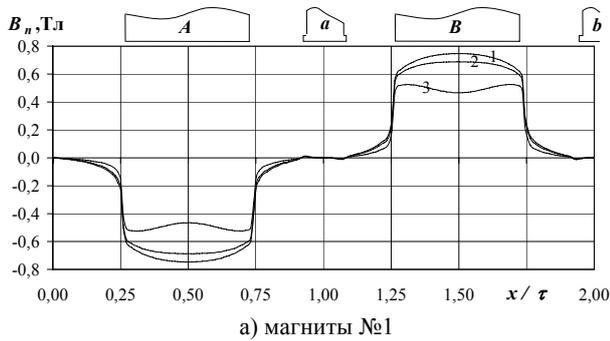
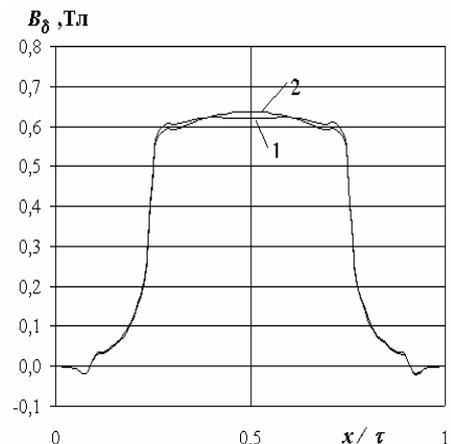
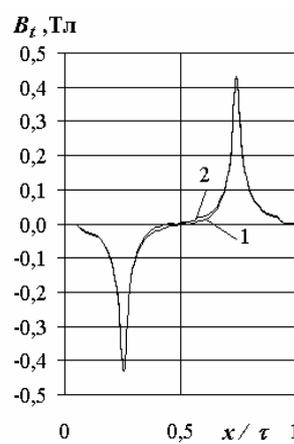
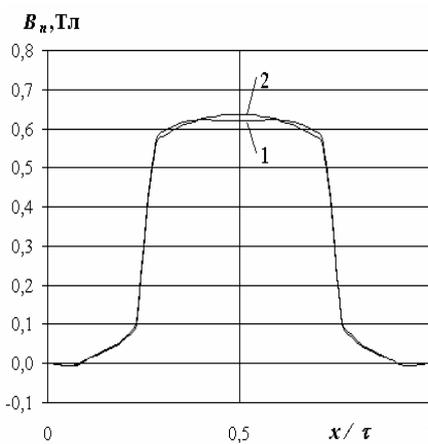


Рис. 7. Распределение нормальной составляющей магнитной индукции



а) $B_n = f(\tau)$

б) $B_t = f(\tau)$

в) $B_\delta = f(\tau)$

1 – магниты №1, $h_M = 11$ мм 2 – магниты №2, $h_M = 12,5$ мм

Рис.8

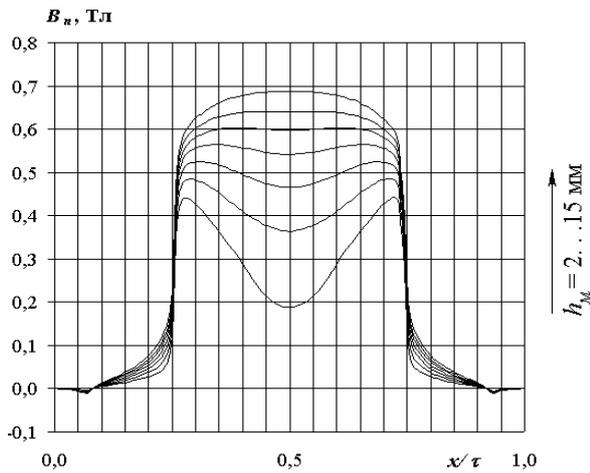


Рис. 9. Нормальная составляющая магнитной индукции для магнитов №1

ВЛИЯНИЕ ФОРМ И РАЗМЕРОВ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ НА ОСНОВНОЙ МАГНИТНЫЙ ПОТОК И ПОТОКИ РАССЕЯНИЯ

В структуре распределения магнитных силовых линий в поперечном сечении двигателя при холостом ходе (рис. 10) можно выделить следующие магнитные потоки: основной магнитный поток Φ_δ , поток рассеяния на станину $\Phi_{\sigma ст}$, поток рассеяния на ферромагнитное основание $\Phi_{\sigma гп}$ и поток рассеяния на добавочный полюс $\Phi_{\sigma дп}$. Часть магнитных линий, выходящих из боковых граней магнитов, замыкаются на сами магниты. Учитывая малость значений этих потоков рассеяния, они не рассматривались отдельно, а учитывались при расчетах как часть потоков $\Phi_{\sigma гп}$. Необходимо отметить, что из-за большого немагнитного зазора и отсутствия одного добавочного полюса, часть магнитных силовых линий замыкается между главными полюсами A и D . Эти потоки рассеяния рассматривались при расчете коэффициентов рассеяния главных полюсов в составе $\Phi_{\sigma гп}$.

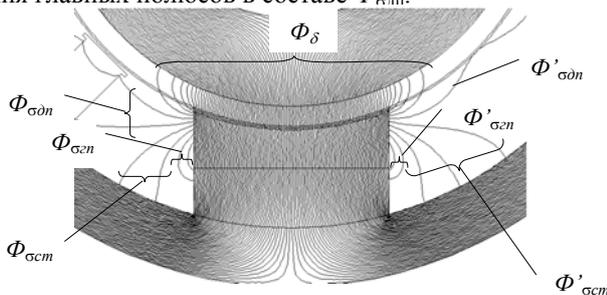


Рис. 10. Картина магнитных потоков

При расчете основного потока Φ_δ учитывались следующие потоки, проникающие в сталь якоря: поток под полюсной дугой $\Phi_{\delta p}$ (радиальный поток магнита) и поток «выпучивания» линий поля за пределами полюсной дуги $\Phi_{\delta б}$ (полезный поток боковых граней магнита).

Исследование магнитных полей при одинаковой высоте h_m и разных формах магнитов позволило сделать вывод: при выполнении двигателя с магнитами №1 величина Φ_δ повышается по сравнению с исполнением с магнитами №2 и составляет в среднем $\Phi_{\delta 1} \approx (1,13 \dots 1,015) \Phi_{\delta 2}$ при изменении h_m от 6 до 21 мм.

Повышенные значения $\Phi_{\delta 1}$ объясняются увеличенными поперечными сечениями магнитов №1 в сравнении с магнитами №2, что ясно из рис. 2а. С ростом h_m отношение площадей поперечных сечений магнитов №1 и №2 уменьшается, что и приводит к уменьшению различия между $\Phi_{\delta 1}$ и $\Phi_{\delta 2}$.

Величина $\Phi_{\delta б}$ для двух форм магнитов составляет:

$$\Phi_{\delta б 1} = (0,04 \dots 0,06) \cdot \Phi_{\delta 1} \text{ и}$$

$$\Phi_{\delta б 2} = (0,024 \dots 0,058) \cdot \Phi_{\delta 2}$$

при изменении h_m от 6 до 21 мм.

При холостом ходе без учета размагничивающего действия реакции якоря для обеспечения номинального значения расчетного полезного потока $\Phi_{\delta н} = 20 \cdot 10^{-3}$ Вб (что соответствует номинальной частоте вращения $n_n = 700$ об/мин), h_m составит: для магнитов №1 – 11 мм, для магнитов №2 – 12,5 мм. При этом объем магнитов получается практически одинаковым для обеих форм магнитов и составляет для одного магнита $386,7 \text{ см}^3$.

В целом можно отметить, что при равных h_m рассеяние магнитов №1 больше магнитов №2, что значительно выражено при малых значениях h_m . Это объясняется увеличенным значением высоты боковых граней магнитов h_{mk} по сравнению с боковыми гранями магнитов №2. Отношение $\sum \Phi_{\sigma 1} / \sum \Phi_{\sigma 2}$ изменяется в пределах $1,7 \div 1,06$ при изменении h_m от 2 до 21 мм.

Расчеты результирующих коэффициентов рассеяния σ главных полюсов производились согласно выражению:

$$\sigma = \frac{\Phi_\delta + \Phi_{\sigma ст} + \Phi_{\sigma гп} + \Phi_{\sigma дп}}{\Phi_\delta}$$

Расчетные значения основных потоков, потоков рассеяния и коэффициентов рассеяния для разных значений h_m и форм магнитов приведены в таблице.

Магнитные характеристики $\Phi_\delta = f(h_m)$ двигателя при разных формах магнитов представлены на рис. 11.

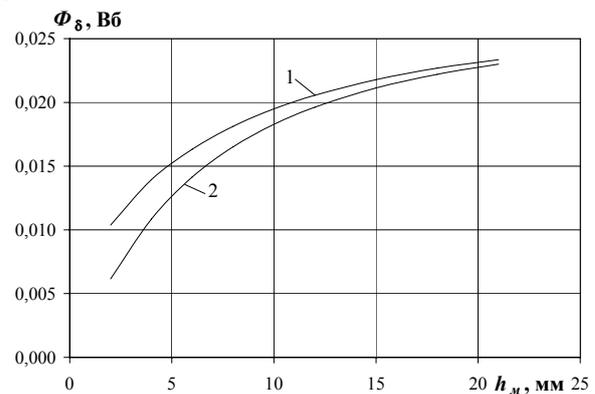


Рис. 11. Магнитные характеристики двигателя при разных формах магнитов 1 – магниты №1; 2 – магниты №2

На рис. 12 показаны зависимости коэффициентов рассеяния главных полюсов от высоты магнитов при разных формах магнитов.

Как видно из рис. 12 зависимость $\sigma = f(h_m)$ имеет некоторый минимум. Повышенные значения σ в зоне малых h_m объясняется возрастанием удельного веса потоков рассеяния $\Phi_{\sigma гп}$, а при повышенных значениях h_m – удельного веса потоков рассеяния $\Phi_{\sigma ст}$. Потоки рассеяния $\Phi_{\sigma дп}$ при изменении h_m изменяются в небольших пределах (см. табл.).

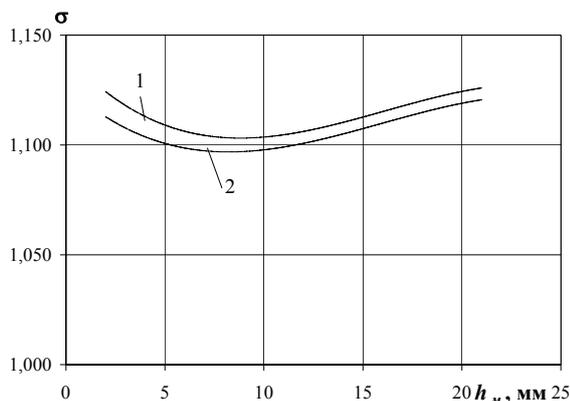


Рис. 12. Зависимость коэффициентов рассеяния главных полюсов $\sigma_{гп} = f(h_m)$ при разных формах магнитов
1 – магниты №1; 2 – магниты №2

ВЛИЯНИЕ ОТСУТСТВИЯ ОДНОГО ДОБАВОЧНОГО ПОЛЮСА НА РАСПРЕДЕЛЕНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

Отсутствие одного добавочного полюса при холостом ходе приводит к незначительному различию основных потоков полюсов, находящихся в разных магнитных условиях, незначительному искажению распределения магнитной индукции в зазоре машины (рис. 5-7) и изменению структуры рассеяния главных полюсов.

В целом можно отметить, что имеется симметрия в распределении магнитного поля при холостом ходе. Ось симметрии проходит через добавочный полюс b и середину расстояния между полюсами A и D .

Можно выделить две различные группы главных полюсов, качественно отличающиеся структурой рассеяния: первая группа – полюса находящиеся между двумя соседними добавочными полюсами (полюса B и C) и вторая группа – полюса граничащие с одним добавочным полюсом (A и D).

При расчете основных потоков и коэффициентов рассеяния главных полюсов рассматривались полюса каждой группы. Ввиду симметрии распределения магнитного поля были рассмотрены полюса B и D . Результаты расчетов для двух форм магнитов сведены в таблицу.

Из расчета магнитного поля можно сделать вывод:

1) основные магнитные потоки Φ_δ главных полюсов A и D , граничащих с зоной отсутствия добавочного полюса, незначительно больше по сравнению с полюсами B и C и этим различием можно пренебречь.

В виду пренебрежительно малого различия основных потоков главных полюсов в таблице приведены средние значения Φ_δ для обеих групп полюсов;

2) коэффициенты рассеяния главных полюсов первой группы (полюсов B и C) получаются больше коэффициентов рассеяния полюсов второй группы (A и D). Очевидно, из-за отсутствия добавочного полюса уменьшается магнитная проводимость потокам рассеяния боковых граней магнитов полюсов A и D , граничащих с зоной отсутствия добавочного полюса. В свою очередь это приводит к уменьшению $\Phi'_{сдп}$, увеличению частичного потока рассеяния $\Phi'_{сст}$ (рис. 10) и к незначительному увеличению Φ_δ для этих полюсов;

3) отсутствие одного добавочного полюса приводит к перераспределению составляющих потоков рассеяния не только магнитов второй группы, но и первой группы. Это в свою очередь – к количественному различию ($\Phi_{сг}$ и $\Phi'_{сг}$, см. рис. 10); где индекс i означает конкретную составляющую потока рассеяния; знак «'» введен для различия частичных потоков рассеяния боковых граней магнитов. В целом, для магнитов первой группы, можно отметить $\Sigma\Phi_{сг} = \Sigma\Phi'_{сг}$.

Таблица

Форма магнитов №1										Форма магнитов №2											
h_m , мм	Φ_δ , Вб	$\frac{\Phi_{сст}}{\Phi_\delta}$		$\frac{\Phi_{сгп}}{\Phi_\delta}$		$\frac{\Phi_{сдп}}{\Phi_\delta}$		σ		h_m , мм	Φ_δ , Вб	$\frac{\Phi_{сст}}{\Phi_\delta}$		$\frac{\Phi_{сгп}}{\Phi_\delta}$		$\frac{\Phi_{сдп}}{\Phi_\delta}$		σ			
		%																			
		полюса		полюса		полюса		полюса				полюса		полюса		полюса		полюса		полюса	
		B	D	B	D	B	D	B	D			B	D	B	D	B	D	B	D	B	D
2	0,010366	1,85	2,07	9,07	9,02	1,98	1,48	1,129	1,126	2	0,006573	0,67	0,67	10,46	10,31	0,81	0,62	1,119	1,116		
6	0,016300	2,54	2,91	5,80	5,53	2,20	1,66	1,105	1,101	6	0,014430	1,21	1,57	6,90	6,63	1,85	1,26	1,100	1,095		
11	0,020000	3,71	4,23	4,20	4,15	2,61	1,99	1,105	1,104	12,5	0,020000	3,05	3,31	5,38	5,21	2,16	1,67	1,106	1,102		
15	0,021800	5,26	5,59	3,35	3,06	2,86	2,13	1,115	1,108	15	0,021120	4,01	4,27	4,37	4,30	2,72	2,00	1,111	1,106		
21	0,023350	8,11	8,67	1,43	1,34	3,16	2,42	1,127	1,124	21	0,023000	6,56	6,73	2,73	2,70	2,90	2,43	1,122	1,119		

РЕКОМЕНДАЦИИ-ВЫВОДЫ

Из расчета магнитного поля двигателя при холостом ходе при двух формах магнитов можно заключить следующее:

1) при малых значениях высоты магнитов h_m , что характерно для машин с малым воздушным зазором, т.е. зубчатым якорем, применение формы магнитов №1 не рекомендуется. Это может повлечь за собой появление пульсаций магнитной индукции в воздушном зазоре, что в свою очередь может привести к увеличению добавочных потерь, снижению КПД, повышению нагрева, осложнению коммутации и т.п.;

2) при больших по расчету h_m , когда отношение

$h_{мк}/h_m \leq 1,5$ рекомендуется применение формы магнитов №1, так как она является более технологичной, что в свою очередь снижает стоимость изготовления машины.

Для более глубокого исследования влияния формы магнитов на распределение магнитного поля двигателя необходимы дополнительные исследования при нагрузке.

ЛИТЕРАТУРА:

[1] Бочаров В. И. Беспазовые тяговые электродвигатели постоянного тока. М., "Энергия", 1976. – 192 с.

Поступила 03.11.2004

ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РАЗВИТИЯ ДУГОВОГО РАЗРЯДА

Павленко Т.П., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"

тел. (057) 707-62-81

У роботі розглянут вплив дугових процесів на робочу поверхню електродів. Аналіз проводиться на основі систем зрівняння тепло-масо та -електропереносу в динамічній системі катод-локально рівноважна плазма-анод. У наслідку здійснюваного аналізу здобути рішення, що до пов'язання з дискретним переміщенням катодних плям, впливом високоентальнійних потоків газів та плазми, що до надходження їх з приелектродних областей та безпосередньої дії механізму ерозії контактів та електродів.

В данной работе рассматривается влияние дуговых процессов на рабочую поверхность электродов. Анализ проводится на основе системы уравнений тепло-массо-электропереноса в динамической системе катод-локально разогретая плазма-анод. В результате проведенного анализа достигнуты решения, связанные с дискретным перемещением катодных пятен, показано влияние высокоэнтальпийных потоков газов и плазмы, поступающих из приэлектродных областей и непосредственное действие механизма эрозии на контакты и электроды.

Актуальность, которую в настоящее время приобрела проблема моделирования дугового разряда объясняется большим практическим значением данного физического явления.

Без всестороннего изучения электроразрядных процессов невозможно в короткие сроки существенно повысить эксплуатационные характеристики контактных электрических аппаратов и ряда газоразрядных устройств, равно как и решить проблему дефицита дорогостоящих контактных материалов.

В научной литературе теория дугового разряда и сопутствующих ему электроэрозионных явлений находится в стадии изучения и разработки. Данная ситуация вынуждает при проектировании и исследовании рассматриваемых типов устройств прибегать к малоэффективным (из-за длительности и трудоемкости) и дорогостоящим многофакторным экспериментам.

Предлагаемая трехмерная динамическая модель является развитием и обобщением моделей Брауна, Крижанского и Ли [1, 2, 6] на основе современных представлений о роли атомарных процессов и квантомеханической природе электронной эмиссии в катодных пятнах дуги.

Согласно известным данным, температурное и электрическое поля в локально равновесной плазме (характерной для положительного створа дуги) и контактирующих с ней контактных накладок или электродах могут быть описаны следующими уравнениями.

- уравнение теплопроводности

$$\rho_i \cdot c_i \cdot \frac{\partial T_i}{\partial t} = \text{div}(\lambda_i(T_i) \cdot \text{grad} T_i) +$$

$$+ \gamma_i(T_i) \cdot I \cdot \nabla \cdot \Phi_i \cdot I^2 - P_i(T_i)$$

- уравнение для потенциала электрического поля

$$\text{div}(\gamma_i(T_i) \cdot \text{grad} \phi_i) = 0, M \in V_i, t > 0, i = 1, 2, 3 \quad (2)$$

- условие Стефана

$$\lambda_i^+ \cdot \frac{\partial T_i^+}{\partial n} - \lambda_i^- \cdot \frac{\partial T_i^-}{\partial n} = \rho_i \cdot \alpha_i \cdot v_n, T_i^+ = T_i^- = T_{fi}, \quad (3)$$

$$M \in S_{fi}, i = 2, 3.$$

уравнение для теплового и электрического потоков на границе катод-плазма

$$\lambda_3 \cdot \frac{\partial T_3}{\partial n} - \lambda_1 \cdot \frac{\partial T_1}{\partial n} = q_{13}, \gamma_3 \cdot \frac{\partial \phi_3}{\partial n} = \gamma_1 \cdot \frac{\partial \phi_1}{\partial n} \quad (4)$$

- условия непрерывности температурного и электрического полей на границе плазмы

$$T_1 = T_3, \phi_1 - \phi_3 = U_k, M \in S_{13}, \quad (5)$$

$$T_1 = T_2, \phi_2 - \phi_1 = U_A, M \in S_{12} \quad (6)$$

- уравнение для теплового и электрического потоков на границе анод-плазма, функции q_{12} и q_{13} определяются из балансов энергии в приэлектродных областях

$$\lambda_1 \cdot \frac{\partial T_1}{\partial n} - \lambda_2 \cdot \frac{\partial T_2}{\partial n} = q_{12}, \gamma_2 \cdot \frac{\partial \phi_2}{\partial n} = \gamma_1 \cdot \frac{\partial \phi_1}{\partial n}, \quad (7)$$

$$T_i(M, 0) = T_{0i}(M), M \in V_i, i = 1, 2, 3, \quad (8)$$

$$T_i(\infty, t) = T_0, \phi_2(\infty) = 0, \quad (9)$$

где $T_i(M)$ - температура в точке $M \in V_i$; ρ_i - массовая плотность; λ_i - удельная теплопроводность; γ_i - удельная электропроводность; ϕ_i - потенциал электрического поля; t - время; p_i - удельные объемные потери плазмы на излучение, $i=1$; $p_2=p_3=0$.

Расчетная область $V=V_1 \cup V_2 \cup V_3$, V_1 - слой; V_2 - полупространство, $Z>L$; L - расстояние между контактами и электродами; V_3 - полупространство, $z<0$; z - аппликата; T_{fi} - температура плавления материала электродов,

$$\lambda_i^+ = \lambda_i \cdot (T_{fi} + 0), \lambda_i^- = \lambda_i \cdot (T_{fi} - 0),$$

α_i - скрытая теплота плавления; v_n - скорость движения фронта плавления; U_k - катодное падение напряжения; U_A - анодное падение напряжения; $T_{0i}(M)$ - начальное распределение температур; T_0 - значение

температур на бесконечности; индекс $i=1$ соответствует плазме, $i=2$ - аноду, $i=3$ - катоду.

Из приэлектродных балансов энергии [3,6] имеем:

$$q_{12} \cdot \delta_A \cdot (U_A + U_e + W_{eA}) + q_{изл} - q_{исп2}, \quad (10)$$

$$q_{13} = \delta_k \cdot f \left(\beta \cdot k_1 \cdot U_k + U_u + \frac{m_3}{e} \cdot \chi_3 - W_{ek} \right) + \delta_k \cdot F \times, \quad (11)$$

$$\times [(1-f) \cdot U_k - f \cdot U_u] - \delta_k \cdot (1-f) \cdot W^* + q_{изл} - q_{исп3},$$

где δ_A - плотность тока на поверхности анода, δ_k - плотность тока на поверхности катода, т.е.

$$\delta_A = \gamma_1 \cdot \frac{\partial \phi_1}{\partial n}, M \in S_{12}, \delta_k = \gamma_1 \cdot \frac{\partial \phi_1}{\partial n}, M \in S_{13},$$

где W_{ek} - работа выхода электронов из катода; W_{eA} - напряжение, соответствующее энергии нейтрализации однозарядного иона материала анода; U_e - напряжение теплового движения электронов у поверхности анода, в приближении ферми-газа $U_e = 2k \cdot T/e$; e - заряд электрона; $q_{изл}$ - плотность лучистого потока энергии из ствола дугового разряда,

$$q_{испи} = \chi_i \cdot \sqrt{\frac{m_i}{2\pi \cdot k_3 \cdot T_i}} \cdot p_{Hi}(T_i), i = 2,3,$$

где k_B - постоянная Больцмана; χ_i - теплота испарения; m_i - абсолютная масса атома материала электрода; $p_{Hi}(T)$ - давление насыщенных паров материала электрода при температуре, равной T ; f - ионная доля тока на поверхности электрода; β - коэффициент аккомодации иона; k_1 - коэффициент потерь энергии иона на пути к катоду; U_u - эффективный потенциал газа вблизи катода; F - доля энергии ускоренных в зоне катодного потенциала эмиссионных электронов, излучаемых на катод; W^* - удельные потери в электроде на эмиссию электронов.

Имеется также условие (вследствие закона полного тока):

$$\int_{S_{13}} \delta_n \cdot dS = I, \quad (12)$$

где I - коммутируемый ток.

Система (1-12) незамкнута в силу отсутствия уравнений определяющих условия эмиссии в катодных пятнах.

Имеющиеся в литературе модели Маккоуна, Ли и других исследователей [1,6] не в состоянии адекватно объяснить многие экспериментально наблюдаемые явления: дискретные перемещения катодных пятен, столь высокие плотности тока порядка 10^{12} А/м² и выше, высокоэнтальпийные потоки газа и плазмы из приэлектродных областей, а также непосредственный механизм эрозии.

В предлагаемой модели осуществляются решения данной проблемы.

Модель прикатодных процессов дает непротиворечивую интерпретацию и формализованное описание основных экспериментальных фактов теории дугового разряда и в концептуальном плане основана на комплексном подходе.

Объективная необходимость такого подхода объясняется сложной взаимозависимостью твердотельных, поверхностных, межфазных, плазменных, электрических и тепловых процессов дугового разряда.

Исходными предпосылками предлагаемой модели являются следующие положения:

- Электронная эмиссия в развитом катодном пятне имеет туннельную природу и поэтому может быть описана только на уровне квантомеханических представлений.

- Важнейшими факторами формирования области положительного заряда являются атомарные процессы возбуждения, ионизации и резонансной перезарядки, имеющие наибольшие сечения взаимодействия.

- Основным механизмом поступления нейтралов в область ионизации в квазистационарном режиме катодного пятна является испарение с поверхности электродов.

- Основная часть ускоренных в зоне катодного падения напряжения ионов после нейтрализации имплантируется инерционным образом вглубь катода.

Положения 1, 4, 5 являются следствиями известных экспериментальных фактов [1-7]. Первые три пункта представляют собой рабочую гипотезу автора модели, подтвержденную результатами последующих вычислительных экспериментов на ЭВМ.

С учетом сделанных замечаний можно записать следующие системы уравнений квазистационарного катодного слоя:

$$v \cdot \frac{\partial f_0}{\partial z} = -v_i \cdot f_0 + \int_{-\infty}^{\infty} \sigma_n \cdot (|v - \xi|) \times, \quad (13)$$

$$\times \{f_0(z, \xi) \cdot f_i(z, v) - f_0(z, v) \cdot f_i(z, \xi)\} \cdot |v - \xi| \cdot d\xi$$

$$v \cdot \frac{\partial f_i}{\partial z} - \frac{eE}{m_3} \cdot \frac{\partial f_i}{\partial v} = v_i \cdot f_0 + \int_{-\infty}^{\infty} \sigma_n \cdot (|v - \xi|) \times, \quad (14)$$

$$\times \{f_0(z, v) \cdot f_i(z, \xi) - f_0(z, \xi) \cdot f_i(z, v)\} \cdot |v - \xi| \cdot d\xi$$

$$\frac{dE^2}{d\varphi} = -\frac{2e \cdot (n_i - n_e)}{\epsilon_0}, E(U_k) = 0, \quad (15)$$

$$\frac{d^2\psi}{dz^2} + \frac{2m_e}{\hbar^2} \cdot (\epsilon + e\varphi - \epsilon_F + U(z))\psi = 0, \quad (16)$$

где f_0 - функция распределения нейтралов; f_i - соответственно ионов в прикатодном слое $0 < z < L$ или $0 < \varphi < U_k$; v - скорость движения атомов и ионов; σ - сечение резонансной перезарядки; E - напряженность электрического поля; φ - потенциал электрического поля; v_i - частота ионизации, по определению

$$v_i = \sigma_i(\varphi) \cdot |\delta_e|/e,$$

где σ_i - сечение ионизации; δ_e - плотность электронного тока; n_i - концентрация ионов; n_e - концентрация электронов, по определению:

$$n_i = \int_{-\infty}^{\infty} f_i(z, v) dv, n_e = -\delta_e / v_e, v_e = \sqrt{\frac{2e \cdot \varphi}{m_e}}.$$

ε_0 - диэлектрическая ионизация; Ψ - скалярная функция стационарных состояний электрона с энергией ε и массой m_e ; $U(z)$ - функция потенциального барьера; ε_f - уровень ферми электронного газа катода; \hbar - постоянная Планка,

$$\delta_e = -e \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty \int_{-\infty}^\infty D(\bar{p}) \cdot f_F(\bar{p}) \cdot p_z \cdot \frac{d\bar{p}}{m_e}, \quad (17)$$

где f_F - функция Ферми распределения электронов по импульсам; $\bar{p} = (p_x, p_y, p_z)$; $\varepsilon = p^2/2m_e$, $D(\bar{p})$ - пропускательность потенциального барьера для электронов импульсов \bar{p} ,

$$D(\bar{p}) = \frac{4|\Psi_1 \cdot \Psi_2' - \Psi_2 \cdot \Psi_1'|^2}{(\Psi_1 + \Psi_2')^2 + (\Psi_1'/k - k \cdot \Psi_2)^2}, \quad (18)$$

где $\psi_1 = \Psi_1(z_2)$ и $\psi_2 = \Psi_2(z_2)$ - фундаментальные решения уравнения Шриденгера (16),

$$\Psi_1(z_1) = 1, \Psi_2(z_1) = 0, \Psi_1'(z_1) = 0, \Psi_2'(z_1) = 1,$$

где z_1 и z_2 определяются условиями:

$$z_1 < z_2, \varepsilon + e \cdot \varphi(z_j) - \varepsilon_F - U(z_j) = 0, j = 1, 2,$$

k - модуль волнового вектора электрона.

Для кинетических уравнений (13) - (14) имеют место условия однозначности:

$$f_0(0, v) = g(v, T_3, \chi_3), \quad (19)$$

$$f_i(L, v) = 0, \quad (20)$$

$$f_0(z, \pm\infty) = f_i(z, \pm\infty) = 0, \quad (21)$$

где $g(v, T_3, \chi_3)$ - функция распределения по скоростям атомов, испаряющихся с поверхности катода.

В случае ступенчатого характера ионизации, характерного для паров щелочных металлов и ртути, в уравнениях (13) и (14) следует, согласно принципу детального равновесия, взять вместо v_i сумму $v_i + v^*$, где v^* - частота возбуждения метастабильных уровней паров материала катода.

Аналогичная система уравнений (13) - (21) также описывает процессы прианодного слоя. Однако для большинства рассматриваемых режимов работы низковольтной аппаратуры роль прианодных процессов незначительна и в данной работе они не рассматриваются.

Таким образом, анализ показывает, что система (1) - (21) представляет собой пример замкнутой модели дугового разряда.

Эффективное исследование ее свойств и решений возможно только на основе вычислительного эксперимента. Однако, такая система позволяет без ущерба адекватности провести декомпозицию модели.

Известно, что основными факторами, определяющими динамику температурного режима катодного пятна являются энергия поглощенного катодом тормозного и рекомбинационного излучения из области объемного заряда эмитированных электронов, энергии аккомодации и нейтрализации ионов, потери на эмиссию, испарение и кондуктивный теплоотвод.

Энергией излучения из положительного ствола дуги в пределы катодного пятна и с поверхности катода в окружающее пространство можно пренебречь, поскольку эти составляющие на 2...3 порядка меньше по абсолютной величине выше перечисленных.

По этой причине катодные процессы обладают большой автономностью, что существенно экономизирует задачу.

Другое упрощение связано с незначительной ролью объемных источников тепла (как это принято считать в настоящее время).

Задача расчета температурного поля катода характеризуется рядом особенностей, без учета которых невозможно эффективное машинное моделирование.

К ним относятся:

1. Движение границы области вследствие эрозии по закону, определяемому температурным распределением.

2. Сингулярность стефановского типа, вызванная наличием фазовых переходов первого рода.

3. Нелинейность в силу температурной зависимости коэффициентов переноса, энтропии и плотности поверхностных источников.

Введем в рассмотрение цилиндрическую систему координат с началом в центре катодного пятна и сформулируем, учитывая осевую симметрию краевую задачу для температурного поля:

$$\rho \cdot c \cdot \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (\lambda(T) \cdot r \cdot \frac{\partial T}{\partial r}) + \frac{\partial}{\partial z} (\lambda(T) \cdot \frac{\partial T}{\partial z}), \quad (22)$$

$$z < \rho_0(r, t), t > 0, r \geq 0;$$

$$(-\lambda \cdot \text{grad} T, \bar{n}_s) = \delta \cdot U_{\text{кэ}} - \chi \cdot \sqrt{\frac{m}{2\pi \cdot k_B \cdot T}} \cdot p_n(T), \quad (23)$$

$$z = \eta_0(r, t),$$

$$(\lambda^+ \cdot \text{grad} T^+ - \lambda^- \cdot \text{grad} T^-, \bar{n}_f) = \rho \cdot \alpha \cdot v_n, \quad (24)$$

$$T^+ = T^- = T_f, M \in S_f(t), \quad (25)$$

$$T(r, z, 0) = T_0(r, z), |T(r, z, t)| < \infty, \quad (26)$$

$$\forall r, z, t$$

где приняты обозначения, показанные ранее, а индекс $i=3$ для упрощения записи опущен; r - полярный радиус; Z - аппликата; $\eta_0(r, t)$ - функция, задающая поверхность фазового перехода жидкость - пар, т.е. подвижную границу области; δ - плотность тока на поверхности катода; $U_{\text{кэ}}$ - эквивалентное прикатодное падение напряжения, согласно (11) и принятым допущениям; \bar{n}_s - нормаль к поверхности плавления; v_n - скорость ее движения.

Закон движения границы области определится в виде:

$$\rho \cdot u_n = \sqrt{\frac{m}{2\pi \cdot k_B \cdot T}} \cdot p_n(T) - \frac{m}{e} \cdot f \cdot \delta, \quad (28)$$

где u_n - нормальная составляющая скорости движения границы, в координатном представлении:

$$u_n = - \frac{\frac{\partial \eta_0}{\partial t}}{\left(1 + \left(\frac{\partial \eta_0}{\partial r}\right)^2\right)^{1/2}}. \quad (29)$$

Следует иметь в виду, что параметры в формулах (23, 27, 28) - $\delta, f, \beta, k_i, U_k, w^*$, являются сложными функционалами, зависящими от температуры. Отношения и алгоритм их расчета будут даны в последующих работах.

Численная реализация системы (22) - (29) связана с трудностями аппроксимации подвижных границ фазовых переходов. Поэтому целесообразно переформулировать задачу таким образом, чтобы свести ее к традиционному типу краевых задач с неподвижными границами.

Введем в рассмотрение функции

$$Q(T) = \int_0^T \rho \cdot c \cdot dT + \rho_f \cdot \alpha \cdot \theta \cdot (T - T_f),$$

$$\Lambda(T) = \int_0^T \lambda(T) \cdot dT, \quad \rho_f = \rho(T_f - 0),$$

где $\theta(x)$ - функция Хевисайда.

В этом случае, согласно уравнениям (22), (24), (25) будут эквивалентны соотношению:

$$\frac{\partial Q}{\partial t} = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \Lambda}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \Lambda}{\partial z^2}, \quad (30)$$

$$z < \eta_0(r, t)$$

Осуществим в системе (22) - (30) замену переменных по правилу:

$$t_1 = t, \quad r_1 = r, \quad z_1 = z - \eta_0(r, t),$$

при условии, что

$$R^{-2} \int_0^R \left\{ \left| \frac{\partial \eta_0}{\partial r} \right| + R \left| \frac{\partial^2 \eta_0}{\partial r^2} \right| \right\} r dr \ll 1,$$

$$\frac{\partial \eta_0}{\partial r}, \frac{\partial^2 \eta_0}{\partial r^2}$$

т.е. в среднем достаточно малы, где R - радиус катодного пятна.

Данное условие всегда выполняется для реально имеющих место контактных пятен.

С учетом сделанных замечаний постановка (22)-(29) принимает более компактную форму:

$$\frac{\partial Q}{\partial t} = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \Lambda}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \Lambda}{\partial z_1^2} + \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial Q}{\partial z_1} \times$$

$$\times \left(\sqrt{\frac{m}{2\pi \cdot k_B \cdot T_s}} \cdot p_H(T_s) - \frac{m}{e} \cdot f \cdot \delta \right), \quad (31)$$

$$z_1 < 0, r > 0, t > 0,$$

$$\frac{\partial \Lambda}{\partial z_1} = \delta \cdot U_{кз} - \chi \cdot \sqrt{\frac{m}{2\pi \cdot k_B \cdot T_s}} \cdot p_H(T_s),$$

$$z_1 = 0, \quad r > 0, \quad t > 0,$$

$$T_s = T(r, 0, t).$$

Таким образом, с позиции высказанных теоретических положений процесс коммутации дугой тока представляет собой дискретную, приблизительно термодинамическую последовательность актов инициации и распада эмиссионных центров, сопровождающихся скачками катодного напряжения.

Данный вывод согласуется с результатами известных экспериментальных исследований. Соответствие теоретических и экспериментальных оценок удельной дуговой эрозии и катодного падения напряжения свидетельствует об адекватности предлагаемой модели и позволяет предположить, что в исследуемых режимах эрозия катода вызывается преимущественно эмиссией заряженных частиц в парообразной форме.

Модель служит основой для программного комплекса ориентированного на расчет важнейших параметров и научно-обоснованный выбор материалов низковольтных коммутационных аппаратов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Lee T.H., Greenwood A. Theory for the cathode mechanism in metal vapour arcs. "I. Appl. Phys.", 1961, vol. 32, p. 916-924.
- [2] Крижанский С.М. К теории вольтамперной характеристики столба нестационарного дугового разряда высокого давления. ЖТФ, 1965, т. 35, С. 1882-1888.
- [3] Буткевич Г.В., Белкин Г.С., Ведешенков Н.А. и др. Электрическая эрозия силовых контактов и электродов. М.: Энергия, 1975, С. 254.
- [4] Днестровский Ю.Н., Костомаров Д.П. Математическое моделирование плазмы. М.: Наука, 1982, 320 с.
- [5] Кесаев Н.Г. Катодные процессы электрической дуги. М.: Наука, 1968, 244 с.
- [6] Райзер Ю.П. Физика газового разряда. М.: Наука, 1987, 592 с.

Поступила 10.01.2005

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЛИНЕЙНОГО ВЕНТИЛЬНО-РЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОПЕРЕЧНЫМ МАГНИТНЫМ ПОТОКОМ

Рымша В.В., к.т.н., доц.

Одесский национальный политехнический университет
Украина, 65044, Одесса, пр. Шевченко, 1, ИЭЭ, кафедра электрических машин
Научно-производственное предприятие "Одесмонтажспецпроект"
Украина, 65005, Одесса, ул. Дальницкая, 23
тел.(048) 738-58-55, E-mail: rimsha@omsp.od.ua, nro@omsp.od.ua

Радимов И.Н., к.т.н., доц.

Научно-производственное предприятие "Одесмонтажспецпроект"
Украина, 65005, Одесса, ул. Дальницкая, 23
тел.(048) 738-58-55, E-mail: nro@omsp.od.ua

Представлены результаты моделирования трехмерного магнитного поля в линейном вентильно-реактивном двигателе (ЛВРД) с поперечным магнитным потоком с учетом нелинейных свойств ферромагнитных материалов. На основе результатов моделирования магнитного поля проведен расчет электромагнитных сил (ЭМС), действующих на подвижный элемент ЛВРД. Отражены данные сопоставительного анализа результатов расчета силы одностороннего магнитного притяжения при двухмерном и трехмерном моделировании.

Наведено результати моделювання тривимірного магнітного поля у лінійному вентильно-реактивному двигуні (ЛВРД) з поперечним магнітним потоком з урахуванням нелінійних властивостей ферромагнітних матеріалів. На основі результатів моделювання магнітного поля проведено розрахунок електромагнітних сил (ЕМС), які діють на рухомий елемент ЛВРД. Відображені данні порівняльного аналізу результатів розрахунку сили одностороннього магнітного притягання при двовимірному та тривимірному моделюванні.

Линейные вентильно-реактивные двигатели (ЛВРД) являются одними из наиболее простых и дешевых линейных электрических машин [1,2]. Конструктивно ЛВРД, в зависимости от сферы применения, могут быть выполнены в одностороннем или двухстороннем вариантах, с продольным или поперечным контуром замыкания основного магнитного потока. Наибольшее распространение получили двигатели с трех- и четырехфазными обмотками, которые расположены на первичном элементе (ПЭ) ЛВРД. Вторичный элемент (ВЭ) является пассивными и может быть изготовлен на основе современных лазерных технологий, что существенно снижает стоимость изготовления ЛВРД.

Как односторонние, так и двухсторонние конструкции ЛВРД имеют свои преимущества и недостатки. Однако, основным преимуществом двухстороннего варианта (рис. 1) является более высокое значение удельного тягового усилия. Отличительная особенность двухстороннего варианта состоит также в скомпенсированной силе одностороннего магнитного притяжения, в то время как в односторонней конструкции сила притяжения многократно превышает тяговое усилие.

На рис. 1 показаны возможные конструктивные исполнения двухсторонних вариантов ЛВРД с продольным (рис. 1,а) и поперечным (рис. 1,б – на рисунке показана магнитная система одной фазы ПЭ) магнитным потоком.

Результаты расчета магнитного поля и электромагнитных сил (ЭМС) в ЛВРД с продольным магнитным потоком приведены в [3], где показано, что необходимость расчета трехмерного магнитного поля должна быть строго обоснована, т.к. при этом не обеспечивается существенное увеличение точности расчета

ЭМС по сравнению с двухмерной задачей, а лишь значительно возрастают вычислительные затраты.

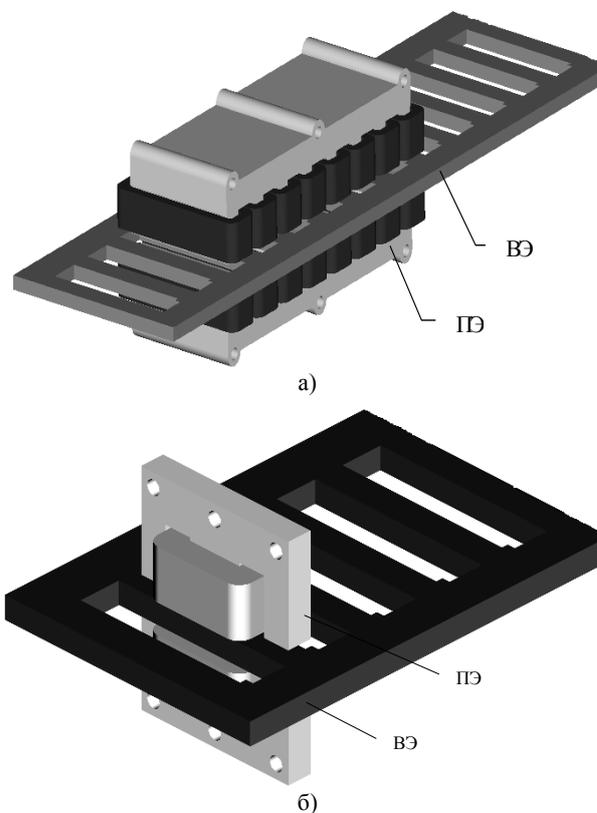


Рис. 1. Двухсторонний ЛВРД с продольным (а) и поперечным (б) магнитным потоком

В отличие от ЛВРД с продольным магнитным потоком в ЛВРД с поперечным магнитным потоком

расчет ЭМС на основе двухмерных полевых моделей возможен лишь в некоторых частных случаях.

Например, на основе двухмерной конечноэлементной модели (рис. 2) возможен расчет лишь максимальной силы одностороннего магнитного притяжения F_y при условии совпадения зубцов ПЭ и ВЭ, а расчет тягового усилия не представляется возможным. Это связано с тем, что в данной постановке задачи магнитный поток замыкается в плоскости, перпендикулярной плоскости действия вектора тягового усилия (рис. 3).

В то же время решение задачи расчета магнитного поля в трехмерной постановке позволяет определить все составляющие ЭМС по осям координат. На рис. 4÷5 представлены результаты трехмерного моделирования в виде распределения магнитного потока в ЛВРД (рис. 4) и поверхности магнитной индукции в верхнем воздушном зазоре (рис. 5).

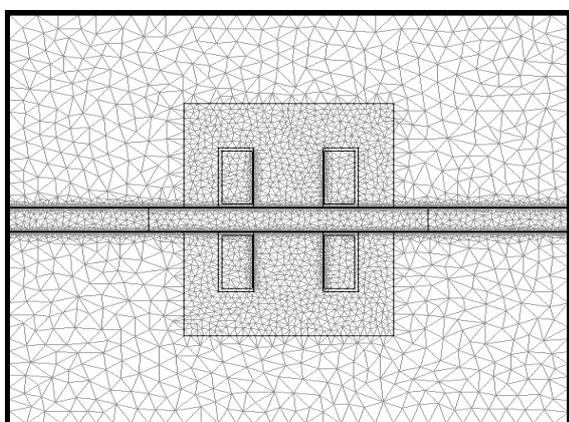


Рис. 2. Двухмерная конечноэлементная модель ЛВРД

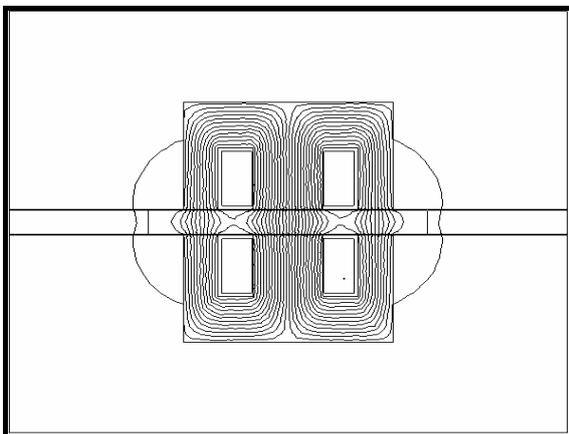


Рис. 3. Распределение магнитного потока в ЛВРД

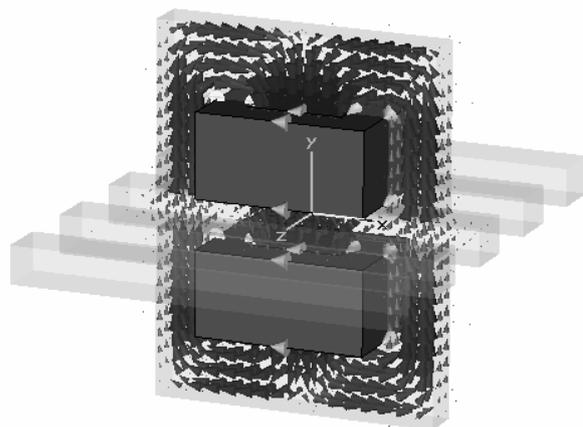


Рис. 4. Распределение магнитного поля в ЛВРД

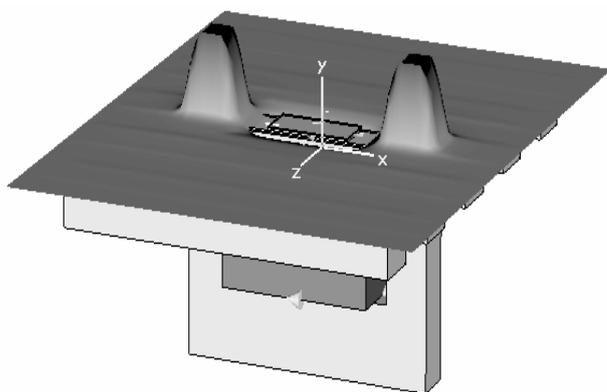


Рис. 5. Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре ЛВРД

Полученные результаты позволяют рассчитать тяговое усилие (в данном случае составляющая ЭМС F_z) и усилие притяжения (составляющая ЭМС F_y) в зависимости от тока фазы I_Φ и смещения z магнитопроводов первичного и вторичного элементов ЛВРД относительно друг друга (рис. 6,7), что необходимо для моделирования переходных и квазиустановившихся процессов в ЛВРД по методике [4].

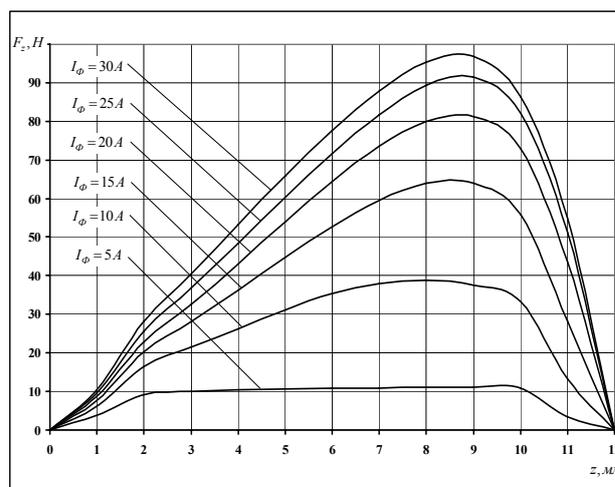


Рис. 6. Зависимости $F_z = f(z, I_\Phi)$

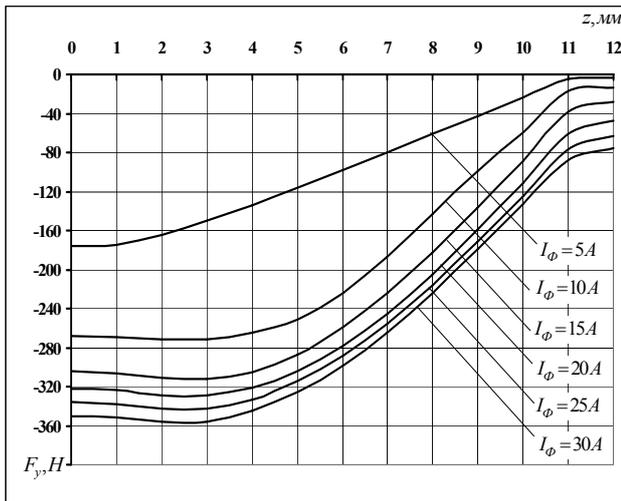


Рис. 7. Зависимости $F_y = f(z, I_\Phi)$

Представленные выше исследования проведены при воздушном зазоре $\delta = 0,3$ мм и ширине пакета $l_\delta = 9$ мм.

С целью выявления допустимых границ применения двумерной полевой математической модели для расчета составляющей силы F_y , действующей на нижний, либо верхний, магнитопровод ЛВРД с поперечным магнитным потоком, проведем моделирование магнитного поля и расчет F_y в двумерной и трехмерной постановках при $l_\delta = 9$ мм, $l_\delta = 40$ мм и $l_\delta = 100$ мм. Расчетные исследования осуществим при согласованном положении магнитопроводов первичного и вторичного элементов ЛВРД для увеличенного до 1 мм воздушного зазора, при котором в большей степени проявляются краевые эффекты. Результаты исследований представлены на рис. 8 ÷ 10. Из полученных данных следует, что совпадение результатов двумерного и трехмерного моделирования наблюдается при ненасыщенной магнитной системе для всех трех вариантов, а при насыщении – только для третьего варианта, в котором $l_\delta = 100$ мм.

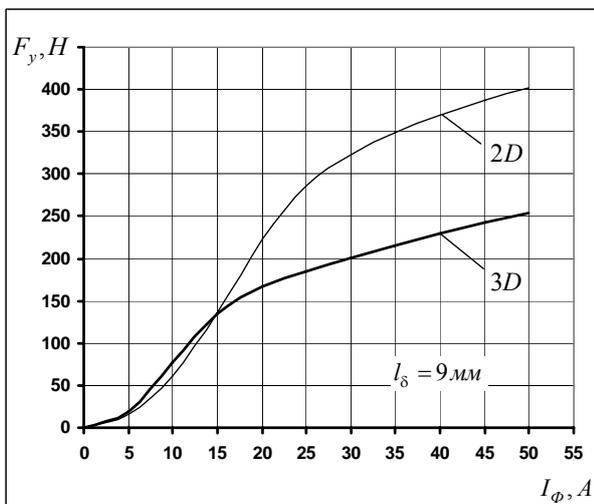


Рис. 8. Зависимости $F_y = f(I_\Phi)$ для двумерного и трехмерного случая при $l_\delta = 9$ мм

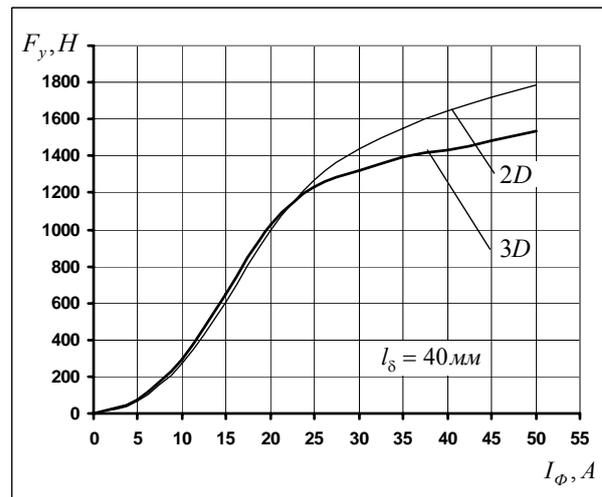


Рис. 9. Зависимости $F_y = f(I_\Phi)$ для двумерного и трехмерного случая при $l_\delta = 40$ мм

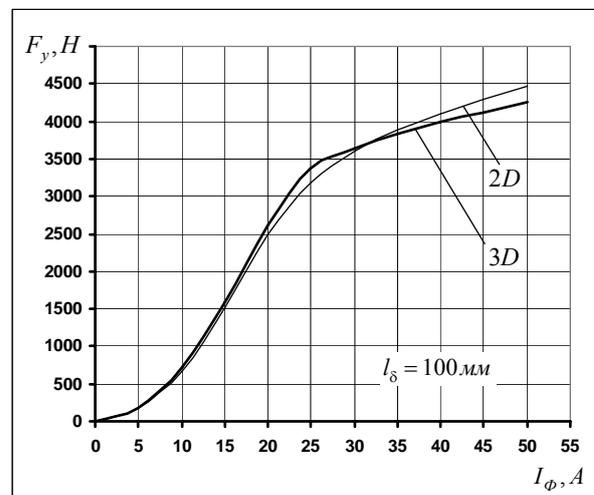


Рис. 10. Зависимости $F_y = f(I_\Phi)$ для двумерного и трехмерного случая при $l_\delta = 100$ мм

Следовательно, необходимая точность расчета силы F_y в ЛВРД с поперечным магнитным потоком на базе двумерных полевых математических моделей обеспечивается для принятой геометрии при $l_\delta \gg \delta$, т.е. в тех случаях, когда разомкнутостью магнитопровода по координате z можно пренебречь.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Krishnan R. Switched Reluctance Motor Drives. Modeling, Simulation, Analysis, Design and Applications. – CRC Press, 2001. – 398 p.
- [2] Бут Д.А., Чернова Е.Н. Линейные вентильно-индукторные двигатели. Часть 1 // Электричество. – 1999. – № 12. – С. 32-41.
- [3] Рымша В.В. Математическое моделирование линейных вентильно-реактивных двигателей // Электротехника і електромеханіка. – 2003. – № 4. – С. 72-76.
- [4] Радимов И.Н., Рымша В.В., Малеваный О.Е. Моделирование режимов работы вентильного индукторного двигателя // Электротехника і електромеханіка. – 2002. – № 2. – С. 60-64.

Поступила 15.02.2005

СПОСОБНОСТЬ МЕТАЛЛОКЕРАМИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ ТОКОГРАНИЧИВАЮЩИХ АВТОМАТИЧЕСКИХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ КОММУТИРОВАТЬ ПРЕДЕЛЬНЫЕ ТОКИ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

Серда А.Г., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"
тел. (057) 707-68-64, E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua, evl@kpi.kharkov.ua

Розглядається можливість застосування композитних матеріалів на основі срібла з додаванням тугоплавких складових частин в якості головних контактів струмообмежуючих автоматичних викивачів підвищеного граничного струму короткого замикання типу ВА57-35.

Рассмотрена возможность применения композитных материалов на основе серебра с добавлением тугоплавких составных частей в качестве главных контактов токоограничивающих автоматических выключателей повышенной предельной коммутационной способности типа ВА57-35.

Способность токоограничивающих автоматических выключателей многократно коммутировать предельные токи короткого замыкания главным образом определяется электрофизическими свойствами металлокерамических контактов. Эрозионное разрушение рабочих поверхностей контактов является следствием термического действия электрической дуги. Материал контактов расплавляется под опорным пятном дуги, в результате чего разбрызгивается, испаряется и окисляется. Переходное сопротивление контакта при этом резко возрастает.

Чтобы уменьшить или воспрепятствовать переносу материала контактов в дуге, необходимо использовать материалы, обладающие высокими теплофизическими свойствами: высокой температурой плавления и кипения, хорошей тепло и электропроводностью. В автоматических выключателях серии А3700 успешно применяется контактная пара КМК-А30-КМК-А32м. Однако при разработке серии малогабаритных автоматических выключателей, с тепловыми и электромагнитными расцепителями, возникают трудности, связанные с разрушением поверхностного слоя контактов при отключении токов короткого замыкания, увеличением переходного контактного сопротивления и, как следствие, перегревом токоведущих частей. Увеличение мощности электрической дуги в малогабаритных автоматических выключателях объясняется отсутствием двойной электродинамической петли, ограничивающей скорость роста тока короткого замыкания в выключателях серии А3700.

Целью работы является сравнительное исследование свойств различных контактных пар на нагрев и износостойкость при коммутации номинальных токов и предельных токов короткого замыкания.

В процессе работы коммутирующие контакты выполняют две функции: длительно проводят номинальный ток в замкнутом состоянии и разрывают или замыкают электрическую цепь тока. В режиме длительного протекания тока в качестве критерия работоспособности выбиралось установившееся превышение температуры на выводах выключателей, которое в значительной степени определяется переходным сопротивлением главных контактов.

Исследовалось 14 образцов автоматических выключателей типа ВА 57-35 на номинальный ток 250А. В выключатели были установлены различные контактные пары в соответствии с табл. 1.

Таблица 1

Номер образца	Материал контактов	
	Подвижные контакты	Неподвижные контакты
1-2	КМК-А30	КМК-А32
3-4	КМК-А30	КМК-А32м
5-6	КМК-А30м	КМК-А32м
7-8	КМК-А30м	КМК-А10м
9-10	КМК-А32м	КМК-А10м
11-12	КМК-А10м	КМК-А32м
13-14	Ag-W-CW	КМК-А10м

Уменьшить переходное сопротивление можно, увеличив контактное нажатие. Зависимости переходного сопротивления в функции контактного нажатия, приведенные в [1-4], как правило, относятся к одноименным контактным парам. Чтобы избежать сваривания контактной пары в токоограничивающих автоматических выключателях подвижные и неподвижные контакты состоят из разноименных композитов. Кроме того, в известной литературе отсутствуют данные о зависимости переходного сопротивления в функции контактного нажатия после эрозии контактных поверхностей под действием дугового разряда. Учитывая этот факт, в начале исследования определялась зависимость переходного сопротивления контактных пар (табл. 1) в функции контактного нажатия новых (зачищенный) контактов и после коммутации токов короткого замыкания.

Исследования проводились на специальной установке, позволяющей регистрировать падение напряжения на контактной паре при изменении контактного нажатия в сторону увеличения. Контактная пара устанавливалась в опытный образец автоматического выключателя.

Переходное сопротивление определялось как

$$R_{\text{п}} = \frac{\Delta U}{I},$$

где ΔU – падение напряжения на контактах; I – ток через контакты.

Автоматический выключатель с известной контактной парой устанавливали на экспериментальную установку. Непосредственно перед установкой контактные поверхности предварительно очищались от окисных пленок. С помощью разновесов выставлялось требуемое контактное нажатие. Затем через контакты пропускался постоянный ток 200А при пониженном напряжении. Сила тока в 200А при номинальном токе выключателя 250А была выбрана, чтобы исключить существенный нагрев контактов и интенсивное их окисление. Падение напряжения на контактах фиксировалось вольтметром.

Зависимость переходного контактного сопротивления разнородных контактных пар в функции контактного нажатия для новых контактов и после коммутации предельных токов короткого замыкания показана на рис. 1. На рисунке обозначено:

- кривая 1 – контактная пара КМК-А32м–КМК-А10м;
- кривая 2 – контактная пара КМК-А30м–КМК-А32м;
- кривая 3 – экспериментальная контактная пара Ag-W-CW–КМК-А10м;
- кривая 4 – контактная пара КМК-А30–КМК-А32;
- кривая 5 – контактная пара КМК-А10м–КМК-А32м;
- кривая 6 – контактная пара КМК-А30м–КМК-А10м;
- кривая 7 – контактная пара КМК-А30–КМК-А32м.

Как видно из графиков при усилиях свыше 80Н переходные сопротивления новых контактных пар 4, 5, 6, 7 отличались незначительно.

На следующем этапе каждым выключателем было произведено по две коммутационные операции "О" (отключение) и "ВО" (включение-отключение) в трехфазной цепи с частотой 50Гц, при напряжении 420В, $\cos \varphi = 0,35$. Ожидаемое эффективное значение тока испытательной цепи 55кА. Наибольшие значения пропускаемого тока сведены в табл. 2. После коммутации предельного тока минимальное переходное сопротивление имеет контактная пара КМК-А30м–КМК-А10м.

Затем было произведено по 2000 операций "ВО" номинального тока 250А при напряжении 380В, частоты 50Гц, $\cos \varphi = 0,8$.

В соответствие с требованиями нормативно-технической документации после коммутации номинальных токов и предельных токов короткого замыкания превышение температуры выводных зажимов не должно превышать 80°С. Нагрев выключателей проводили в цепи трехфазного тока частоты 50Гц. Полосы выключателей подсоединяли медными проводами типа ПРГ сечением 120 мм². Температура окружающего воздуха 40°С. Превышение температуры выводных зажимов определяли при помощи термопар типа хромель-копель с диаметром электрода 0,5 мм, длиной 1,5 м. Результаты исследования на нагрев приведены в табл. 3.

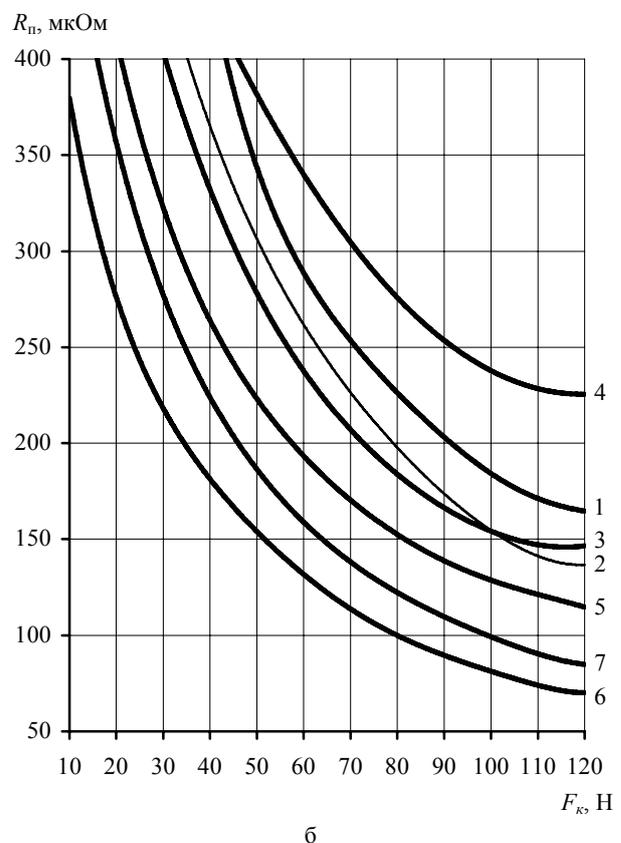
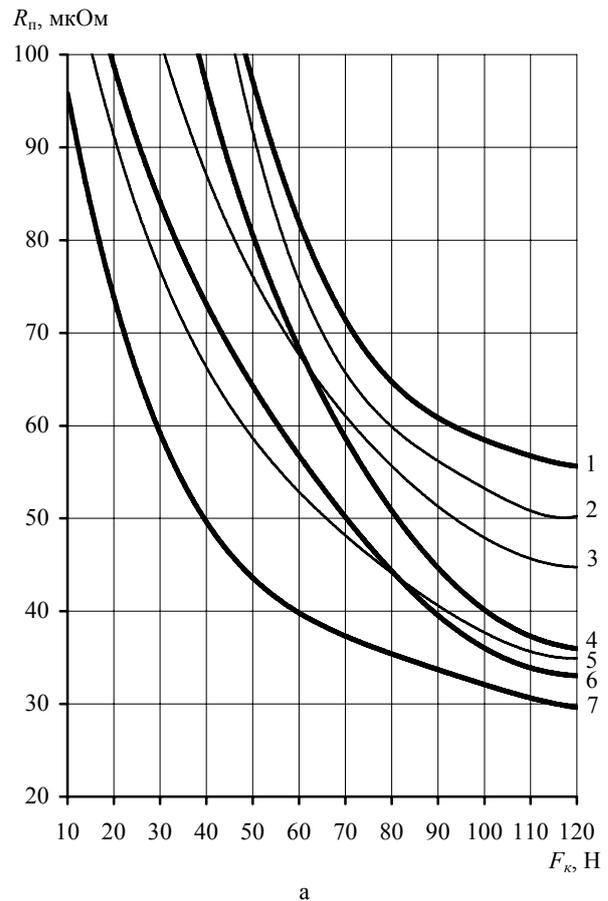


Рис. 1. Зависимость переходного сопротивления от силы контактного нажатия: а – для зачищенных контактов; б – после коммутации предельных токов

Таблица 2

Образец	Операция	Наибольшее значение тока через полюс, кА			Время отключения, мс
		левый	средний	правый	
1	О	21	29	38	11,0
	ВО	44	51	26	11,0
2	ВО	50	41	35	10,5
	О	43	47	20	11,5
3	ВО	23	53	45	12,0
	О	35	32	46	12,0
4	ВО	38	19	41	12,0
	О	39	33	47	10,4
5	ВО	35	52	36	10,6
	О	54	47	28	11,0
6	ВО	36	46	49	11,3
	О	45	51	22	11,1
7	ВО	37	27	51	11,5
	О	54	48	37	12,5
8	ВО	29	51	45	12,0
	О	39	35	50	13,0
9	ВО	36	36	49	13,0
	О	39	37	49	11,5
10	ВО	35	36	53	12,0
	О	52	45	31	12,0
11	ВО	27	53	47	11,5
	О	46	41	30	11,5
12	ВО	47	34	38	11,5
	О	26	53	48	14,0
13	ВО	55	37	42	14,0
	О	53	42	40	13,5
14	ВО	40	58	47	14,0

Таблица 3

Образец	Полюс выключателя					
	Верхний зажим			Нижний зажим		
	левый	средний	правый	левый	средний	правый
1	110	105	96	76	75	73
2	98	89	103	74	70	75
3	76	80	77	64	67	66
4	75	67	150	63	60	93
5	74	85	78	68	67	65
6	78	81	83	67	70	76
7	60	70	64	53	61	54
8	61	69	64	57	58	57
9	57	84	75	57	62	65
10	100	65	118	77	60	85
11	67	102	68	61	80	65
12	97	54	87	74	60	70
13	74	78	158	61	64	98
14	137	70	134	88	60	89

АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ

1. Контактные пары, содержащие графит (образцы №№1-6, 9-12), не могут быть использованы как главные контакты выключателей типа ВА57-35, так как превышения температуры верхних выводных зажимов значительно выше допустимых значений.

После зачистки поверхностного слоя подвижного контакта (КМК-А30) переходное сопротивление контактных пар не изменилось. После зачистки поверхностного слоя неподвижного контакта (КМК-А32) переходное сопротивление резко уменьшилось. Таким образом, причиной резкого увеличения переходного сопротивления контактной пары КМК-А30–КМК-А32 является поверхностный слой композита неподвижного контакта.

Металлографический анализ неподвижного контакта показал, что поверхностный слой состоит из частиц никеля и серебра. Твердость серебра не изменилась. В то же время твердость никеля после испытания на ПКС стала выше за счет поверхностного науглероживания никеля.

2. Экспериментальная контактная пара Ag-W-CW–КМК-А10м не может быть использована как главные контакты выключателей типа ВА57-35.

В то же время анализ материала Ag-W-CW показал незначительный износ контактных поверхностей, по сравнению с контактом КМК-А10м. Поверхность вольфрамового композита гладкая с отдельными вкраплениями желтого цвета и черным налетом. Контакты из композита КМК-А10м имеют глубокие поперечные трещины от поверхности вглубь контактных напаяек. Возникновение трещин связано с резким различием в твердости материалов контактных пар.

3. Представляет интерес тот факт, что переходное сопротивление контактной пары Ag-W-CW–КМК-А10м резко увеличилось после коммутации номинальных токов, а не после испытаний на ПКС, как в случае других контактных пар.

4. Контактная пара КМК-А30м–КМК-А10м обладает высокой эрозионной устойчивостью. Контактные поверхности изношены незначительно.

ВЫВОДЫ

1. Оптимальными с точки зрения температурно-го режима после коммутации номинальных токов и токов ПКС являются контактные пары КМК-А30м–КМК-А10м.

2. Ввиду высокой износостойкости композита Ag-W-CW необходимо провести дополнительные испытания этого материала в паре с серебрографитовыми композитами на различных сериях автоматических выключателей.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Таев И.С. Электрические аппараты. – М.: Энергия, 1977. – 272с.
- [2] Усов В.В. Металловедение электрических контактов. – М.: Госэнергоиздат, 1963. – 206с.
- [3] Хольм Р. Электрические контакты. – М.: Изд-во иностр. литературы, 1961. – 463с.
- [4] Буль В.К., Буткевич Г.В. Основы теории электрических аппаратов. – М.: Высшая школа, 1970. – 597с.

Поступила 10.02.2005

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ШИРИНЫ ВЕТВИ ПЛАВКОГО ЭЛЕМЕНТА НА ЗАЩИТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ПРЕДОХРАНИТЕЛЕЙ

Фомин В.И., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"

тел. (057) 707-62-81

У статті проведено розрахунок перерізу плавкого елемента для різної геометрії плавкого елемента, розрахунок основних захисних характеристик при відключенні струмів короткого замикання і вплив на їх ширини вітки плавкого елемента.

В статті проведено расчёт сечения плавкого элемента для различной геометрии плавкого элемента, расчёт основных защитных при отключении токов короткого замыкания и влияния на них ширины ветви плавкого элемента.

В современных быстродействующих предохранителях плавкие элементы разбиваются на параллельные ветви, содержащие несколько (в зависимости от номинального напряжения) последовательно расположенных суженных участков-перешейков.

Известно, что геометрия плавкого элемента является важнейшим фактором, определяющим все основные характеристики предохранителя. В общем случае, изменение конфигурации и размеров плавкого элемента приводит к изменению его электрического и теплового сопротивлений. От их величины зависит тепловой режим предохранителя, причем не только при протекании номинального тока, а и при отключении токов короткого замыкания. Поэтому выбор конфигурации и размеров плавкого элемента является весьма важной задачей при проектировании быстродействующих плавких предохранителей.

Обзор литературы по данному вопросу показал, что имеется мало данных по влиянию геометрических размеров плавкого элемента, в частности ширины ветви, на защитные характеристики быстродействующих плавких предохранителей.

Исследовались быстродействующие плавкие предохранители на номинальный ток 630 А, номинальное напряжение 660В.

Плавкий элемент имеет следующие параметры:

материал плавкого элемента - серебро;

δ - толщина плавкого элемента, 0,01 см;

b_0 - ширина перешейка, 0,02 см;

n - число последовательных перешейков - 4;

l - расстояние между соседними последовательными перешейками, 1см.

Ширина ветви B определяется из соотношения:

$$B = \varnothing + b_0,$$

где \varnothing - диаметр отверстия, которыми образуются параллельные перешейки. В своих исследованиях автор выбрал следующие диаметры отверстий (рис.1):

1- $\varnothing=0,1$ см; 2- $\varnothing=0,2$ см; 3- $\varnothing=0,3$ см; 4- $\varnothing=0,4$ см.

Ширина перешейка b_0 оставалась постоянной.

Тогда параллельные ветви имели следующие размеры (рис.1):

$B_1=0,12$ см; $B_2=0,22$ см; $B_3=0,32$ см; $B_4=0,42$ см.

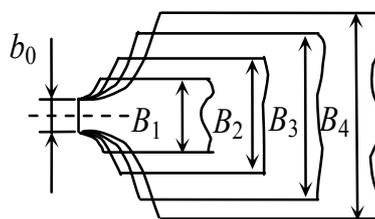


Рис.1

Одним из факторов существенно влияющих на характеристики плавких предохранителей, является отношение поперечного сечения широкой части плавкого элемента к поперечному сечению узкого перешейка $a = B/b_0$

Тогда $a_1=6$; $a_2=12$; $a_3=16$; $a_4=21$ и длины всех плавких элементов были одинаковыми.

По методике, представленной в [1] были проведены расчеты числа параллельных ветвей (сечения плавкого элемента), исходя из заданного превышения температуры 90°C на выводах предохранителя. Для расчета сечения плавкого элемента необходимо знать сопротивление модуля плавкого элемента с учетом неравномерного распределения плотности тока по его сечению. Это связано с тем, что плавкий элемент имеет узкие перешейки и широкие части, которые значительно отличаются размерами. Кроме того, современные быстродействующие предохранители имеют близко расположенные последовательные перешейки, вследствие чего области стягивания их перекрывают друг друга и участки с параллельным расположением трубок тока практически отсутствуют.

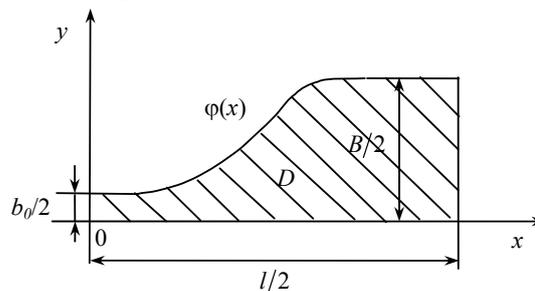


Рис. 2

Для определения сопротивления модуля плавкого элемента, имеющего произвольную (известную) форму перехода от перешейка к широкой части (рис.2), воспользуемся результатами, приведенными в [1]

$$R = \frac{\rho}{\delta} \cdot \sum_{x_{i-1}}^{x_{i+1}} \int \Psi_2(x) \cdot dx$$

где i – номер узла координатной сетки, $i = 2, 4, 6, \dots, N$.

Для вычисления интегралов, входящих в представленную формулу, воспользуемся формулой прямоугольников с использованием средних ординат

$$R = \frac{2 \cdot h \cdot \rho}{\delta} \cdot \sum \Psi_{2i},$$

$$i = 2, 4, 6, \dots, N; \quad h = \frac{l}{2 \cdot N}; \quad x_i = (i-1) \cdot h,$$

$$\text{где } \Psi_{2i} = \Psi_2(x_i) = \frac{1}{\varphi_i} + \frac{1}{3} \cdot \varphi_i^3 \cdot (f_i^2 + \Psi_{1i}^2) - 0,5 \cdot \varphi_i^4 \cdot f_i' \cdot \Psi_{1i} + 0,2 \cdot \varphi_i^5 \cdot f_i'^2;$$

$$\Psi_{1i} = \left(f_i - \frac{1}{\varphi_i^2} \right) \cdot \varphi_i' + \varphi_i \cdot f_i'; \quad f_i' = \frac{f_{i+1} - f_{i-1}}{2 \cdot h}.$$

Функция $\varphi(x)$, определяющая форму перехода от узкого перешейка к широкой части плавкого элемента, должна быть, как следует из предыдущего, достаточно гладкой, дважды дифференцируемой. В качестве указанной функции можно взять функцию

$$\begin{aligned} \varphi(x) &= A - C \cdot \exp(-\alpha \cdot x^\beta); \\ \varphi'(x) &= C \cdot \alpha \cdot x^{\beta-1} \cdot \exp(-\alpha \cdot x^\beta); \quad \varphi'(0) = 0; \\ \varphi''(x) &= C \cdot \alpha \cdot \beta \cdot [(\beta-1) \cdot x^{\beta-2} \cdot \exp(-\alpha \cdot x^\beta) + x^{\beta-1} \cdot (-\alpha \cdot \beta \cdot x^{\beta-1}) \cdot \exp(-\alpha \cdot x^\beta)]. \end{aligned}$$

Из приведенных результатов расчета следует, что с увеличением ширины ветви плавкого элемента B (увеличением a) время до образования электрической дуги, интеграл плавления, максимальный пропускательный ток предохранителя и джоулев интеграл отключения уменьшаются. Это объясняется тем, что для предохранителя с меньшим a получается большее суммарное сечение перешейков плавкого элемента и соответственно больший ток, при котором происходит их расплавление, поэтому получаются большие значения и интегралов горения дуги, а следовательно, и полного джоулевого интеграла отключения. С увеличением же a суммарное сечение перешейков уменьшается, и это обуславливает уменьшение тока плавления и интеграла плавления. Эти факторы способствуют снижению интеграла дуги.

Для ограничения второй производной в области ($0 \leq x \leq l/2$) следует принять $\beta \geq 2$. В частности при $\beta=2$ $\varphi''(0) = C \cdot \alpha \cdot \beta$. Если $\beta > 2$, например 3, то $\varphi'(0) = 0$; $\varphi''(0) = 2 \cdot C \cdot \alpha \cdot \beta$.

Из геометрических соотношений (рис.2) $\varphi(0) = b_0/2$; $\varphi(l/2) = B/2$ можно определить значение параметров A и C

$$b_0/2 = A - C; \quad A = B/2; \quad C = B/2 - b_0/2.$$

$$\text{Тогда } \varphi(x) = \frac{B}{2} \cdot (B/2 - b_0/2) \cdot \exp(-\alpha \cdot x^\beta)$$

Так как B были различными, то плавкий элемент на номинальный ток 630 А имел различное число параллельных ветвей m : $m_1=75$; $m_2=51$; $m_3=42$; $m_4=37$.

Таким образом, плавкий элемент с наибольшей шириной ветви имел наименьшее число параллельных перешейков, т.е. суммарное сечение было наименьшим.

Далее по методике, изложенной в [1] были произведены расчеты защитных характеристик быстродействующих предохранителей с различными плавкими элементами по рис.1 при следующих параметрах контурах короткого замыкания переменного тока частотой 50 Гц.

$$I_{к.з.} = 10 \text{ кА}; \quad U_c = 730 \text{ В}; \quad \cos \varphi = 0,3; \quad \psi = 0$$

$$I_{к.з.} = 100 \text{ кА}; \quad U_c = 730 \text{ В}; \quad \cos \varphi = 0,1; \quad \psi = 1,5.$$

где $I_{к.з.}$ - эффективное значение тока короткого замыкания, кА; $t_{пл}$ - время до образования электрической дуги, мс; I_M - максимальный пропускаемый ток предохранителя (ток ограничения), кА; $\int_{пл}$ - интеграл плавления, $A^2 \cdot c$; $t_{откл}$ - полное время отключения цепи, мс; $\int_{откл}$ - интеграл отключения, $A^2 \cdot c$; B_Σ - ширина плавкого элемента, см; M - масса серебра, идущая на изготовление плавкого элемента, Г.

Результаты расчетов приведены в таблице.

Таблица

B	a	m	$I_{к.з.}$	$t_{пл}$	I_M	$\int_{пл} \cdot 10^{-3}$	$t_{откл}$	$\int_{откл} \cdot 10^{-3}$	B_Σ	M
0,12	6	75	10	4,92	13,6	177	8,9	617	9,0	5,2
			100	0,66	33,7	187	2,1	1083		
0,22	12	51	10	4,11	10,4	82,5	8,4	367	11,22	6,48
			100	0,51	22,5	86	2,1	594		
0,32	16	42	10	3,77	8,5	56,4	8,2	266	13,44	7,76
			100	0,45	19,8	60	2,3	383		
0,42	21	37	10	3,56	7,5	44	8,1	200	15,54	8,98
			100	0,42	18,7	49	2,4	252		

Однако с увеличением a увеличивается ширина плавкого элемента, что может привести к увеличению габаритов предохранителя. Увеличивается также масса серебра, идущего на изготовление плавкого элемента.

Представленные в статье результаты хорошо согласуются с экспериментальными данными, приведенными в [2].

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Фомин В.И. Определение тепловых и коммутационных характеристик быстродействующих предохранителей на стадии проектирования. - Дис. канд.техн.наук. - Харьков, 1983, 204 с.
- [2] Намитокон К.К., Хмельницкий Р.С., Анисеева К.Н. Плавкие предохранители. -М.: Энергия, 1979, 176 с.

Поступила 22.03.2005

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ УРАВНЕНИЯ ПОДОБИЯ* И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ ПРИ СИНТЕЗЕ СИСТЕМЫ «ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ – ТЯГОВЫЙ АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ»

Хворост М.В., к.т.н.
ДП "Харківський метрополітен"
Україна, 61012, Харків, вул. Енгельса, 29
тел. (0572) 23-74-01

При использовании волновой модели асинхронного двигателя в $i\psi$ -координатах могут быть получены простые и наглядные уравнения подобия, связывающие системные параметры с массоэнергетическими и другими характеристиками тягового двигателя. Рассмотрены механизмы влияния основной частоты и передаточного отношения механического редуктора при отсутствии и наличии ограничений по периметру воздушного зазора как базисного линейного размера.

При використанні хвильової моделі асинхронного двигуна у $i\psi$ -координатах можна одержати прості і наглядні рівняння подібності, зв'язуючі системні параметри з масоенергетичними та іншими характеристиками тягового двигуна. Розглянуті механізми впливу основної частоти і передаточного відношення механічного редуктора при відсутності та наявності обмежень по периметру повітряної щілини як базисного лінійного розміру.

Анализ состояния вопроса и постановка задачи. При синтезе тяговых электромеханических систем, содержащих полупроводниковый преобразователь, асинхронный двигатель и другие объекты возникает ряд задач системотехнического характера: выбор основной частоты и частоты широтно-импульсной модуляции (ШИМ) в преобразователе, передаточного отношения редуктора, выбор постоянных времени, определяющих динамические свойства электрической части системы, характеристик, определяющих влияние системы на питающую сеть и т.д. Принципиально эти задачи можно решить с помощью численной модели системы. Однако количество факторов, которые при этом целесообразно учесть, будет иметь порядок нескольких десятков, и среди них много сильно влияющих, не допускающих применения принципа наложения. Применение же методов типа «перебор вариантов» при этих условиях громоздко и ненаглядно.

По мнению автора, более эффективное решение задач синтеза состоит в сочетании «черновой» аналитической модели с «чистой» численной. Выбрав значения основных параметров по «черновой» модели, можно затем на «чистой» проверить полученные результаты и учесть второстепенные факторы. Последнее существенно облегчается благодаря тому, что для второстепенных факторов систему можно считать линейной и применить принцип наложения, делающий возможным поочередный учет каждого из факторов в отдельности.

Роль «черновой» аналитической модели могут исполнить электромеханические уравнения подобия, которые связывают геометрические размеры двигателя с механическими характеристиками системы (вращающий момент, передаточное отношение редуктора) и ее электрическими характеристиками (индуктивность рассеяния, намагничивающий ток и др.).

Удобно один из линейных размеров двигателя принять в качестве базисного, а другие размеры представлять в относительных единицах. Название «урав-

нения подобия» оправдано в связи с тем, что относительные размеры более устойчивы, чем абсолютные, и задаются либо постоянными, либо ограниченной зоной значений. Когда относительные размеры заданы, то при определении базисного размера выбирается конкретный двигатель из совокупности геометрических подобных образцов.

Задача данной работы состоит в получении уравнений подобия и в анализе, с их помощью, наиболее принципиальных связей между характеристиками рассматриваемой электромеханической системы. При этом совокупность электрических характеристик целесообразно описывать с помощью $i\psi$ -координат, которые отличаются от традиционных iu -координат тем, что напряжения на элементах замещаются интегралами от напряжений – потокосцеплениями [1]. Целесообразность перехода к $i\psi$ -координатам обусловлена, главным образом тем, что в их функции непосредственно выражается величина вращающего момента как выходного параметра тяговой электромеханической системы.

Получение уравнений подобия упрощается, а сами уравнения симметрируются относительно электрической и магнитной цепей, если используется волновая (непрерывная) модель двигателя, согласно которой процессы в машине тракуются как взаимодействие двух бегущих электромагнитных волн, создаваемых в статоре и роторе. Во внутреннем пространстве машины при этом можно выделить волновую зону (зубцово-пазовую) в которой перемещаются электромагнитные волны, электрическая и магнитная цепи «перемешаны». Кроме нее, имеются также лобовые части замыкающие электрическую и магнитную цепи (каждую в отдельности). С некоторой степенью приближения поле в лобовых частях однородное: либо только электрическое, либо только магнитное. Лобовыми частями магнитной цепи являются стенки сердечников статора и ротора.

* Идея электромеханических уравнений подобия электродвигателей принадлежит автору и к.т.н., доц. Замаруеву В.В.

Основной геометрической характеристикой волновой модели является длина волновой зоны – периметр L воздушного зазора δ между статором и ротором, который целесообразно применять в качестве базисного размера. Для вращающейся машины

$$L = p \cdot l = 2\pi \cdot R \quad (1)$$

где l – длина волны, равная двойному полюсному делению; p – число пар полюсов; R – средний радиус воздушного зазора, который при допущении $\delta \rightarrow 0$ совпадает с радиусом ротора.

Как уже говорилось, геометрические характеристики целесообразно представлять в относительных единицах, принимая в качестве базисного линейного размера периметр зазора L , в качестве базисной площади L^2 и в качестве базисного объема L^3 . Относительные размеры обозначаем с дополнительной звездочкой справа от основного символа трехмерного пространства.

Основное уравнение подобия. Оно связывает базисный размер L с величиной вращающего момента M на валу двигателя.

Примем следующие основные допущения. *Во-первых*, базисный размер L велик настолько, что сердечники статора и ротора можно рассматривать как полые цилиндры с малой толщиной стенок. Это допущение справедливо при достаточно большом числе пар полюсов ($p \geq 3$) и оправдывается имеющейся тенденцией повышения основной частоты. *Во-вторых*, потери в стали сердечника пренебрежимо малы в сравнении с потерями в обмотках. Это допущение оправдывается тенденцией повышения качества магнитных материалов. *В-третьих*, потоками рассеяния, активными сопротивлениями обмоток и намагничивающим током при получении основного уравнения подобия пренебрегаем. Эти факторы в дальнейшем будут рассмотрены отдельно.

Для перехода к непрерывно изменяющимся параметрам используем два коэффициента заполнения волновой зоны – магнитный (зубцовый) и электрический (пазовый), учитывающий относительную долю зубцов и пазов вдоль периметра зазора

$$K_z = \frac{\Delta_Z}{\Delta_{\Pi} + \Delta_Z}, \quad 1 - K_z = \frac{\Delta_{\Pi}}{\Delta_{\Pi} + \Delta_Z}, \quad (2)$$

где Δ_Z и Δ_{Π} – ширина зубца и эквивалентного по площади прямоугольного паза.

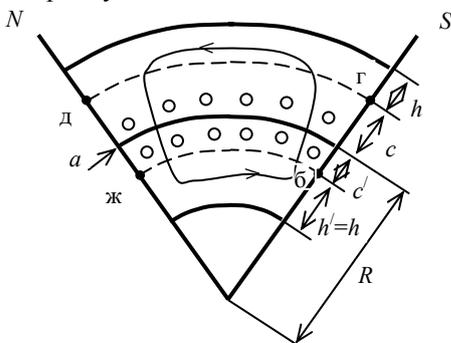


Рис. 1. Основные размеры электрической машины в радиальном направлении: R – радиус; c и c' – высота пазов статора и ротора соответственно; h и h' – толщина спинок статора и ротора соответственно; a – полюсная дуга

На рис. 1 показано поперечное сечение машины на полюсной дуге (половине длины волны)

$$a = \frac{l}{2} = \frac{L}{2p} \quad (3)$$

Длиной воздушного зазора при получении всех характеристик, кроме намагничивающего тока, пренебрегаем. Магнитную цепь характеризует поток одного полюса

$$\Phi = \frac{2}{\pi} \cdot B_m \cdot K_c \cdot K_z \cdot \left(\frac{F_c}{2p} \right), \quad F_c = L \cdot b, \quad (4)$$

где B_m – амплитуда индукции в зубце; K_c – коэффициент заполнения сердечника в осевом направлении; b – осевой размер активной части (длина ротора); F_c – поперечное сечение сердечника на периметре зазора; $2/\pi$ – коэффициент, равный отношению среднего значения индукции в зазоре к амплитудному при синусоидальном законе распределения индукции по периметру зазора.

Амплитуда магнитного потока в стенках статора и ротора равна половине потока полюса, с учетом чего получаем для относительной толщины стенки

$$h^* = \frac{K_z}{2\pi K_B \cdot p}, \quad (5)$$

где $K_B = B_{mc}/B_m$ – относительная индукция в стенке.

Электрическую цепь характеризует полный действующий ток всех проводников обмотки статора (ротора), либо, что одно и тоже действующее значение намагничивающей силы (н.с.) статора (ротора)

$$I = K_k \cdot F_{ок} \cdot j = F_{ок}' \cdot j, \quad F_{ок} = L \cdot c \cdot (1 - K_z), \\ F_{ок}' = L \cdot c' \cdot (1 - K_z), \quad (6)$$

где K_k – коэффициент заполнения паза статора (катушка); $F_{ок}$ и $F_{ок}'$ – поперечные сечения окна статора и ротора, равные сумме поперечных сечений пазов. Из соотношений (6) вытекает связь между высотой пазов в статоре и роторе

$$c' = K_k \cdot c \quad (7)$$

Вращающий момент на валу машины [2]

$$M = \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot (p \cdot \Phi) \cdot I, \quad (8)$$

где $p \cdot \Phi$ – полный магнитный поток всех пар полюсов.

Подставляя в (8) величины Φ и I из (4), (6), а затем переходя к относительным размерам, получаем искомое уравнение

$$L^4 = 2\sqrt{2}\pi \cdot \frac{M}{K_k \cdot K_c \cdot K_z \cdot (1 - K_z) b^* \cdot c^* \cdot B_m \cdot j} \quad (9)$$

На рис. 2 представлен график функции коэффициентов заполнения волновой зоны. Минимум периметра зазора, а, следовательно, двух габаритных размеров машины, достигается при $K_{z\text{опт}} = 0,5$.

Однако коэффициент K_z можно менять в достаточно широких пределах, изменяя при этом пропорцию между массой меди и стали, величину потерь, индуктивность рассеяния и намагничивающий ток.

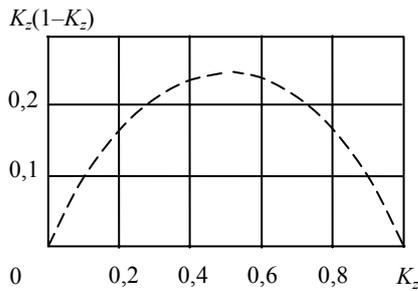


Рис. 2. Функция коэффициентов заполнения зубцово-пазовой зоны

Массоэнергетические характеристики двигателя. Массу активных материалов и потери энергии можно представить в функции базисного размера

$$m = c^* \cdot b^* [2(1 - K_z) \cdot \gamma_k \cdot K_k \cdot K_{лз} + \gamma_c \cdot K_c \cdot K_z \cdot (1 + K_k) \cdot K_{лм}] L^3; \quad (10)$$

$$P_k = 2c^* \cdot b^* (1 - K_z) \cdot \rho \cdot j^2 \cdot K_k \cdot K_{лз} \cdot L^3,$$

где ρ – удельное электрическое сопротивление проводникового материала; γ_k и γ_c – плотности проводникового и магнитного материалов соответственно; $K_{лз}$, $K_{лм}$ – лобовые коэффициенты, учитывающие относительное удлинение электрической и магнитной цепей за счет лобовых частей.

$$K_{лз} = 1 + \frac{1}{2b^* \cdot p}, \quad K_{лм} = 1 + \frac{1}{\pi \cdot K_B (1 + K_k) \cdot c^* \cdot p} \quad (11)$$

Величина $K_{лз}$ определена как среднеарифметическое значение лобовых коэффициентов распределенной обмотки статора и беличьей клетки ротора.

Предположим, что относительные геометрические характеристики b^* , c^* , p , K_z , K_c , K_k сохраняются неизменными, то есть рассматриваем серию геометрически подобных двигателей. Разделим обе части равенства (9) на L и подставим правую часть получающегося равенства в (10) вместо L^3 . тогда найдем

$$m^* = \frac{m}{M} \sim \frac{1}{L} \sim \frac{1}{\sqrt[4]{M}}, \quad P_k^* = \frac{P_k}{M} \sim \frac{1}{L} \sim \frac{1}{\sqrt[4]{M}}, \quad (12)$$

где \sim – знак пропорциональности.

Последние пропорции (12) получены подстановкой L из (9). Условия (12) могут быть названы основными условиями подобия. Они говорят о том, что удельные затраты активных материалов и энергии на единицу вращающегося момента для геометрически подобных образцов двигателей снижаются с увеличением самого момента, а также с увеличением периметра воздушного зазора. Особая роль размера L физически объясняется тем, что при его увеличении одновременно растут обе составляющих вращающегося момента: поток Φ и ток I , в то время как два других размера b и c влияют только на одну из составляющих. Поэтому момент при увеличении L растет быстрее, чем масса и потери. Однако условия подобия лишь обозначают общую тенденцию и не учитывают возможных ограничений. В частности, для конкретного применения задана обычная конкретная величина M . Но тогда из (9) следует, что при увеличении L при-

дется для обеспечения заданного момента отступить от условий подобия, уменьшая произведение $b^* c^*$. Но тогда согласно (11) возрастут значения лобовых коэффициентов, что в конце концов сделает нецелесообразным дальнейшее увеличение L . При заданном моменте величины лобовых коэффициентов оптимизируются: при оптимальном $K_{лз}$ будут минимальны масса меди и потери в ней, а при оптимальном $K_{лм}$ – масса стали. Механизм влияния лобовых коэффициентов, как следует из (10) и (11) одинаков, поэтому достаточно оптимизировать один из них. Сделаем это для электрического лобового коэффициента $K_{лз}$. Из (10) – (11) имеем

$$P_k \sim b^* \cdot K_{лз} \cdot L^3 \sim b^{*1/4} K_{лз} \sim \frac{K_{лз}}{[2p \cdot (K_{лз} - 1)]^{1/4}} \quad (13)$$

где во второе равенство подставляем L из (9), а в третье b^* из (11).

Из (13) следует, что необходимо минимизировать функцию

$$\varphi = \frac{K_{лз}}{(K_{лз} - 1)^{1/4}} \quad (14)$$

На рис. 3 представлен график функции $\varphi^* = F(K_{лз})$. Оптимальное значение $\varphi_{\text{опт}} = 1,754$ достигается при $K_{лз\text{опт}} = 4/3$, что соответствует минимуму массы и потерь. Задаваясь этим или близким к нему значением $K_{лз}$ или $K_{лм}$, можно, далее, из (11) найти соответствующее значение осевого и радиального размеров зубцово-пазовой зоны.

$$b^* = \frac{1}{2(K_{лз} - 1) \cdot p}, \quad c^* = \frac{1}{\pi \cdot K_B \cdot (1 + K_k) \cdot (K_{лм} - 1) \cdot p} \quad (15)$$

$$\varphi^* = \frac{\varphi}{\varphi_{\text{опт}}}$$

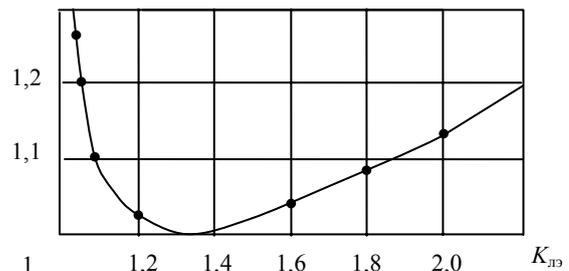


Рис. 3. Относительная масса и относительные потери в функции лобового коэффициента при отсутствии ограничения по базисному размеру L

Как видно из рис.3 масса и потери изменяются не более чем на 10% от оптимальных при изменении $K_{лз}$ в пределах 1,1 – 1,85. Это означает, что допускается вариация значений b^* и c^* в 8,5 раза, что существенно расширяет возможности получения требуемых значений индуктивности рассеяния и намагничивающего тока, а также пропорций между осевым и радиальными размерами.

Минимум габаритных размеров получаем при $K_{лз} = K_{лм} = 1,85$. Примем значения лобовых коэффициентов равными оптимальным, для чего изменяем

значения b^* и c^* согласно (15).

Рассмотрим изменение массоэнергетических показателей при изменении двух основных характеристик тяговой электромеханической системы: номинальной частоты f основной гармоники в преобразователе и передаточного отношения n механического редуктора. Под номинальной частотой понимается ее максимальное значение, при котором реализуется максимальный момент M . При неучете скольжения в двигателе действуют связи

$$\frac{f}{p} = n \cdot f_{и}, \quad M = \frac{M_{и}}{n}, \quad (16)$$

где $f_{и}$ и $M_{и}$ – частота вращения вала исполнительного механизма и момент на его валу.

Частота f не входит непосредственно в уравнения подобия (9) – (11), поэтому для геометрически подобных двигателей

$$P_{м} \sim M \cdot f \text{ и } m^* = \frac{m}{P_{м}} \sim \frac{1}{f} \text{ и } P_{к}^* = \frac{P_{к}}{P_{м}} \sim \frac{1}{f} \quad (17)$$

где $P_{м}$ – мощность на валу двигателя.

Соотношения (17) полностью идентичны тем, которые получаются в статических трансформаторах [3]. Трансформатор при более высокой частоте развивает пропорционально большую электрическую мощность при том же магнитном потоке за счет повышения скорости его изменения и, как следствие, повышения индуцированной ЭДС. Двигатель развивает большую механическую мощность при том же моменте на валу за счет повышения частоты его вращения. Однако высокая эффективность повышения частоты согласно (17) достигается только тогда, когда допускается пропорциональное изменение частоты исполнительного механизма.

Негативная особенность вращающихся машин состоит в том, что в них действует больше ограничений. Основное ограничение вносит изменение коэффициента подобия p (числа пар полюсов), который согласно (1), является относительной длиной движущейся волны. При заданных значениях $f_{и}$, $M_{и}$ и n из (16) имеем $p \sim f$ и тогда из (9), (10), (15) и (3) следует

$$L \sim \sqrt{f}, m \sim \frac{1}{\sqrt{f}} \sim m^*, P_{к} \sim \frac{1}{\sqrt{f}} \sim P_{к}^*, a \sim \frac{1}{\sqrt{f}} \quad (18)$$

Эффект от повышения частоты, как видно, снижается за счет того, что при постоянных оборотах исполнительного механизма двигатель уже не может развивать большую мощность. Эффект, тем не менее, остается существенным за счет того, что при повышении числа пар полюсов сокращается длина лобовых частей и поэтому появляется возможность увеличения периметра воздушного зазора L . С повышением частоты растут два габаритных размера при сокращении третьего и машина приобретает пропорции велосипедного колеса. При понижении частоты наоборот, возрастает осевой размер и машина приобретает пропорции трубки с утолщенными стенками. При повышении частоты снижается также длина полюсной дуги a . Чтобы сохранить тоже число зубцов на полюс и фазу, а от этого зависят величины зубцовых гармоник

и пульсаций магнитного потока необходимо уменьшить ширину паза, что приведет к увеличению доли корпусной изоляции и к снижению коэффициента заполнения $K_{к}$. Для преодоления этого недостатка необходим переход к технологиям, усиливающим интеграцию электрического и магнитного полей в зубцово-пазовой зоне, например, путем использования в статоре тонких зубцов, электрически изолированных от стенок магнитопровода.

При дополнительном ограничении базисного размера L , что имеет место, например, в тяговых приводах, где возможности увеличения L ограничены диаметром колеса [4], как следует из (9), уже нельзя свободно варьировать два других размера b^* и c^* . Они определяются условием получения заданного момента M , то есть $b^* \cdot c^* = \text{const}$. Но тогда из (10) и (11) следует, что с повышением частоты некоторый положительный эффект достигается за счет снижения лобовых коэффициентов, которые, однако, не могут стать меньше единицы. Этот небольшой эффект от снижения лобовых коэффициентов будет быстро скомпенсирован увеличением потерь в стали, которые вторым равенством (10) не принимаются во внимание.

Таким образом, ограничение базисного размера машины делает повышение частоты малоэффективным. Для тяговых двигателей существует другой способ улучшения массоэнергетических характеристик за счет повышения частоты, который состоит в расширении зоны действия ШИМ при изменении скорости движения, однако анализ этого способа выходит за рамки данной работы.

При изменении передаточного отношения n механического редуктора необходимо учитывать, что число пар полюсов двигателя $p \sim 1/n$ и вращающийся момент на его валу $M \sim 1/n$.

Из тех же равенств (9), (10), (15) и (3) имеем

$$L \sim 1/n^{3/4}, m \sim 1/n^{1/4}, P_{к} \sim 1/n^{1/4}, a \sim n^{1/4} \quad (19)$$

Как видно из (19), при увеличении n масса и потери в двигателе сокращаются довольно медленно, но быстро снижаются два его габаритных размера при увеличении третьего (осевого) размера b . Машина приобретает пропорции «трубки». Эти эффекты объясняются снижением числа пар полюсов, что ведет к увеличению относительной длины лобовых частей и вынуждает увеличивать размеры b и c при сокращении базисного размера L . Соотношения (9), (10), (11) и (3) позволяют решать также оптимизационную задачу, возникающую при одновременном варьировании величин f и n .

При ограничении базисного размера, подставляя $b^* \cdot c^*$ из (9) в (10) и пренебрегая зависимостью лобовых коэффициентов от n , найдем

$$m \sim 1/n, P_{к} \sim 1/n, a \sim n \quad (20)$$

Как видно из соотношения (20) и (19), влияние передаточного отношения редуктора при ограниченном базисном размере намного сильнее. Оно несколько сокращается за счет изменения лобовых коэффициентов, которые при ограниченном L уже не оптимизируются и определяются из (11) с учетом $P \sim 1/n$. Степень влияния лобовых коэффициентов зависит от

того, насколько они были далеки от единицы в базисном режиме.

Наличие эффекта от сокращения лобовых коэффициентов, от деформации характеристик управления и других факторов позволяет рассматривать возможность отказа от механического редуктора в тех тяговых приводах, где существующая величина n невелика.

Индуктивность рассеяния и намагничивающий ток. Волновая модель двигателя в $i\psi$ -координатах упрощает приближенное определение индуктивности рассеяния и намагничивающего тока, так как не требуется переходить к конкретным обмоточным данным, числу пазов и т.д.

Увеличение индуктивности рассеяния позволяет снизить частоту ШИМ в преобразователе и аварийные токи при пробое полупроводникового ключа, но повышает требуемое напряжение основной гармоники на выходе преобразователя за счет реактивного падения напряжения.

Относительное индуктивное сопротивление рассеяния (напряжение короткого замыкания) можно определить как отношение амплитуды потока рассеяния Φ_s при номинальном токе статора к основному потоку полюса Φ

$$x_s^* = \frac{\Phi_s}{\Phi} \quad (21)$$

Действительно величина x_s^* , по определению, равна отношению напряжения на индуктивности рассеяния при номинальном токе к напряжению питания, а это отношение равно отношению соответствующих потоков.

На рис. 4 представлен малый элемент (отрезок) зубцовой зоны с длиной dy , отсчитываемой по периметру зазора. При волновой модели машины элемент включает в себя некоторое количество бесконечно узких пазов и зубцов. Согласно методике работы [5] можно заменить обмотки статора и ротора эквивалентными бесконечно тонкими обмотками, расположенными на расстоянии $1/3$ высоты паза от его наружного края (пунктирные линии на рис. 4)

Чтобы определить поток рассеяния Φ_{sy} в месте расположения элемента составим уравнение закона полного тока для замкнутого контура «бгджб». Учтем, что распределенная магнитная проводимость зубцово-пазовой зоны в радиальном направлении во много раз превышает проводимость в осевом направлении в связи с наличием путей по зубцам, не содержащих воздушных зазоров. Отсюда вытекает, что напряженностью магнитного поля на трех участках zd , $дж$ и $жб$ можно пренебречь и тогда

$$H_{sy} \cdot (1 - K_z) \cdot dy = j_y \cdot c \cdot K_K \cdot (1 - K_z) \cdot dy;$$

$$\Phi_{sy} = \mu_0 \cdot H_{sy} \cdot F_s; F_s = \frac{c + c'}{3} \cdot 2b, \quad (22)$$

где Φ_{sy} , H_{sy} , j_y – продольная составляющая потока рассеяния соответствующая ей напряженность поля и мгновенная плотность тока в месте расположения элемента; F_s – сечение продольной составляющей потока рассеяния.

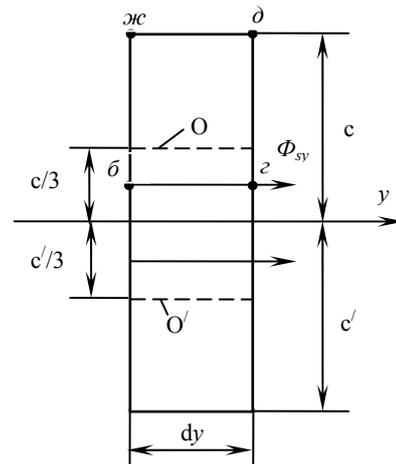


Рис. 4. К определению индуктивности рассеяния: y – текущая координата вдоль периметра зазора; dy – малый элемент волновой зоны; O и O' – эквивалентные бесконечно тонкие обмотки в пазах статора и ротора; Φ_{sy} – продольная составляющая потока рассеяния; $бгджб$ – замкнутый контур при использовании закона полного тока

В последнем равенстве (22) учтено, что, как и основной поток Φ , поток рассеяния должен определяться относительно элементарного витка обмотки с двумя активными сторонами длиной « b » каждая, расположенная со сдвигом на полюсное деление. Поток рассеяния лобовых частей витка пренебрегаем.

Поскольку мгновенная плотность тока распределяется вдоль оси y по синусоидальному закону, то поэтому же закону распределяется и поток Φ_{sy} . Чтобы получить его амплитуду Φ_s необходимо подставить вместо j_y амплитудное значение тока $\sqrt{2}j$. Подставляя далее в (22) величину Φ_s из (21), величину Φ из (4), размер c' из (7) и переходя к относительным размерам, получим

$$x_s^* = \frac{1}{3 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi} \cdot \mu_0 \cdot c^{*2} \cdot \frac{K_K \cdot (1 + K_K)}{K_c \cdot K_z} \cdot \frac{j}{B_m} \cdot p \cdot L \quad (23)$$

Откуда легко найти, что

$$x_s^* \sim \frac{1}{\sqrt{f}}; x_s^* \sim \sqrt[4]{n} \quad (24)$$

Снижение x_s^* при повышении частоты объясняется сокращением размеров обмоток и компенсируется увеличением относительной высоты паза c^* путем отклонения от оптимального значения лобового коэффициента $K_{лм}$.

Намагничивающий ток влияет на величину воздушного зазора δ между статором и ротором, который является демпфером для зубцовых пульсаций и перекосов в механической части, но создает добавочную реактивную нагрузку на преобразователь.

Для определения намагничивающего тока разомкнем обмотку ротора, а в обмотке статора пропустим намагничивающий ток такой величины, чтобы он создал заданный основной поток Φ . Чтобы получить

относительный намагничивающий ток I_n^* , необходимо разделить его на номинальный ток I . Удобнее отношение токов заменить отношением плотностей тока:

$$I_n^* = \frac{j_n}{j} \quad (25)$$

где j_n – действующее значение плотности намагничивающего тока.

Чтобы определить величину j_n , применим уравнение закона полного тока для замкнутого контура «бгдж» (рис. 1). В согласии со сказанным ранее, можно пренебречь напряженностью магнитного поля на всех участках этого контура, кроме двух отрезков длиной δ каждый, пересекающий воздушный зазор между статором и ротором. Усредненная индукция магнитного поля на этих отрезках равна $B_m \cdot K_z$, а усредненная плотность тока в охватываемых проводниках обмотки статора $\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot j_n$. С учетом этих фактов имеем

$$2 \cdot \frac{B_m \cdot K_z}{\mu_0} \cdot \delta = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot j_n \cdot K_k \cdot (1 - K_z) \cdot a \cdot c \quad (26)$$

Подставляя величину полюсной дуги из (3), а затем j_n в (25), получаем относительный намагничивающий ток и его зависимость от параметров f и n .

$$I_n^* = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi^2 \cdot B_m \cdot \delta \cdot K_z}{\mu_0 \cdot K_k \cdot (1 - K_z) \cdot c^* \cdot j} \cdot \frac{p}{L^2}, \quad I_n^* \sim f, \quad I_n^* \sim \frac{1}{\sqrt{n}} \quad (27)$$

Существенной проблемой является увеличение намагничивающего тока при увеличении основной частоты, что объясняется увеличением доли зазора δ на фоне снижения размера c . Для преодоления этой трудности можно снижать относительную долю зубцов K_z , что, согласно рис. 2, мало сказывается на габаритных размерах машины, но ведет к увеличению потерь в обмотках и изменению пропорции между массой меди и стали.

ВЫВОДЫ

1. Электромеханические уравнения подобия, не претендуя на роль инструмента при рабочем проектировании двигателя, в то же время удобны для получения характеристик поведения двигателя в электромехатронной системе и поэтому могут быть полезны для специалистов-смежников, которых интересует эффект от использования их новаций.

2. Простая и наглядная форма уравнений подобия получается при использовании волновой модели двигателя в $i\psi$ -координатах; при этом в качестве базисной геометрической характеристики двигателя целесообразно использовать периметр воздушного зазора, а внешние относительно волновой (зубцово-пазовой) зоны элементы активной части учесть лобовыми коэффициентами.

3. При повышении частоты основной гармоники в преобразователе может быть достигнут эффект по улучшению массоэнергетических характеристик, примерно пропорциональный корню квадратному из частоты, но только при условии свободного варьиро-

вания периметром воздушного зазора.

4. При наличии ограничений по периметру воздушного зазора, существующих, например, в тяговых двигателях, эффект от прямого повышения частоты незначителен, но может быть существенно увеличен при деформации характеристик управления двигателем.

5. При изменении передаточного отношения n механического редуктора массо-энергетические характеристики меняются сильнее при наличии ограничений по периметру воздушного зазора. Тем не менее при частичном снятии этих ограничений и деформации характеристики управления существует возможность создания безредукторного привода при существующих величинах n , характерных для тяговых приводов.

6. Эффективное управление величинами индуктивности рассеяния и намагничивающего тока достигается при варьировании лобовых коэффициентов и коэффициентов заполнения волновой зоны в ближней окрестности оптимальных значений.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Хворост Н.В., Гончаров Ю.П., Панасенко Н.В. и др. Переход к $i\psi$ -координатному базису при моделировании частотно-регулируемых электроприводов. // Технічна електродинаміка. Тем. випуск „Проблеми сучасної електротехніки”, ч.6, К., 2004. – с. 41–46.
- [2] Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины, в 2-х частях. – Л.: „Энергия”, 1973, – 1191с.
- [3] Северс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294с.
- [4] Безрученко В.М., Варченко В.К., Чумак В.В. Тягові електричні машини електрорухомого складу. – Дніпропетровськ, ДНУЗТ, 2003. – 248с.
- [5] Васютинский С.Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов. – Л.: Энергия, 1970. – 432с.

Поступила 04.07.2005

ЦИЛИНДРИЧЕСКИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ПОСТУПАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ: ГЕНЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И ТАКСОНОМИЧЕСКАЯ СТРУКТУРА КЛАССА

Шинкаренко В.Ф., д.т.н., проф., Августинович А.А., Нестыкайло О.С.
Украина, 03056, Киев – 56, пр-т Перемоги, 37, НТУУ "КПИ", корп. 20, кафедра электромеханики.
тел./факс (044) 241-76-38; E-mail: ntuukafem@ua.fm

Визначено область існування і структуру видового складу циліндричних електричних машин поступального руху. Науково обґрунтовано таксономічний статус класу і визначена рангова структура основних систематичних одиниць. Здійснено генетичний аналіз і досліджено властивості видів-двійників циліндричних машин поступального руху.

Определена область существования и структура видового состава цилиндрических электрических машин поступательного движения. Научно обоснован таксономический статус класса и определена ранговая структура основных систематических единиц. Осуществлен генетический анализ и исследованы свойства видов-двойников цилиндрических машин поступательного движения.

ВВЕДЕНИЕ

Структурная эволюция электромеханических преобразователей энергии (ЭМПЭ) сопровождается постепенным увеличением численности их видов, дивергентными процессами расширения внутривидового структурного разнообразия и прогрессирующим увеличением объемов сопровождающей информации.

За весь предшествующий период развития структурной электромеханики, наукой изучена лишь незначительная часть структурного потенциала электромеханических преобразователей энергии (ЭМПЭ), разрозненная информация о которых до настоящего времени не систематизирована и недоступна большинству специалистов. Структурное разнообразие создаваемых человеком электромагнитных и электромеханических устройств постепенно приближается к разнообразию биологических организмов. Поэтому дальнейшее развитие электромеханической науки невозможно без создания научно обоснованной систематики объектов, которая призвана не только упорядочить информацию о существующем разнообразии электромеханических устройств, но и обеспечить возможность предсказания принципиально новых структурных представителей этого прогрессирующего класса преобразователей энергии.

Увеличение численности функциональных классов и отсутствие системных исследований о расширяющемся видовом разнообразии ЭМПЭ, обуславливают необходимость организации структурно-системных исследований по отдельным структурно-функциональным классам электрических машин (ЭМ). Цель таких исследований состоит в определении четких границ и структуры произвольного функционального класса ЭМ, установлении уровня его эволюционного развития, определения и систематизированного описания видов, а также выявления скрытого структурного потенциала класса. Конечная цель структурно-системных исследований состоит в определении и систематизации всего многообразия порождающих структур ЭМПЭ и создания Национального инновационного банка данных в области структурной электромеханики [2].

Постановка системных задач такого уровня, стала возможной на основе результатов фундаментальных исследований, которые получены в последние годы в области генетической и структурной электромеханики [1].

Данная статья освещает результаты структурно-системных исследований применительно к классу цилиндрических электрических машин (ЦЭМ) поступательного движения. В статье использованы термины и обозначения, общепринятые в генетической теории эволюции сложных систем, определения и пояснения к которым приведены в работе [1].

ИСХОДНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Цилиндрические электрические машины поступательного и возвратно-поступательного движения относятся к хорошо изученному, развивающемуся классу машин, области применения которых постоянно расширяются. Ввиду отсутствия установившейся научной терминологии, в научно-технической литературе структурные разновидности этого класса ЭМ встречаются также под названием коаксиально-линейных (Г.И. Квачев), трубчатых (С.А.Насар, И.Болдеа), линейных машин цилиндрического типа (М.М. Соколов, Л.К. Сорокин), машин возвратно-поступательного перемещения с коротким бегуном (О.Н. Веселовский, М.Н. Годкин) и др. Еще более обширная терминологическая неопределенность имеет место по отношению к названию подвижной части таких машин ("бегун", "ротор", "шток", "вторичный элемент", "якорь", "вторичная часть", "вторичный орган", "реактивный элемент" и др.).

Существующий уровень знаний о принципах формообразования ЭМ основан на концепции существования некоторой обобщенной структуры машины, через которую можно объяснить все остальные. В классической электромеханике в качестве обобщенной формообразующей структуры, чаще всего рассматривается симметричная цилиндрическая ЭМ вращательного движения, через которую предпринимаются попытки трактовать концепцию формообразования всех остальных пространственных разновидностей ЭМ, включая цилиндрические машины поступа-

тельного движения. Однако присущее этому классу машин характерное сочетание таких индивидуальных признаков как: цилиндрическая форма активных поверхностей и воздушного зазора (что свойственно вращающимся машинам), поступательное движение подвижной части (что указывает на их родство с плоскими ЭМ), отсутствие поперечных концевых эффектов (что не свойственно ни машинам вращающегося типа, ни плоским), стало камнем преткновения для исследователей, пытающихся объяснить структурное "родство" ЦЭМ поступательного движения с цилиндрической машиной традиционного исполнения.

Критически анализируя такие попытки Д.В. Свечарник отмечает [4]: "Существует группа линейных машин, для которых трудно найти непосредственных предшественников среди вращающихся машин. Это так называемые линейные двигатели. Даже для цилиндрических асинхронных линейных машин попытка создания этой конструкции из обычной вращающейся асинхронной машины приводит к неслишком убедительным искусственным построениям типа: разрежем по образующей, развернем в плоскость, а затем свернем в трубку с осью, направленной вдоль плоскости перпендикулярно образующей, и т.д. ...".

Исходя из положений генетической теории структурной организации и эволюции ЭМПЭ, структурный потенциал и видовое разнообразие произвольного функционального класса ЭМ определяется ограниченным числом элементарных электромагнитных структур, содержащих инвариантную часть наследственной информации, удовлетворяющей целевой функции класса. Множество порождающих электромагнитных структур, упорядочивается генетической классификацией (ГК) первичных источников электромагнитного поля [1]. Местоположение элементарных структур и их инвариантная информация, определяется соответствующим генетическим кодом. В этом случае, задачи определения области существования произвольного структурно-функционального класса ЭМ приобретают статус детерминированной поисковой процедуры, а результаты их решения составляют основу геномики и эволюционной систематики функционального разнообразия ЭМПЭ [2].

Наличие информации о границах и структуре функциональных классов ЭМ открывает возможность постановки задач направленного синтеза и анализа процессов видообразования с возможностью идентификации генетических структур не только реальных, но и неявных видов, т.е., видов, еще отсутствующих на данном этапе эволюции.

ОБЛАСТЬ СУЩЕСТВОВАНИЯ КЛАССА

При определении области существования и структуры основных систематических единиц функционального класса ЦЭМ поступательного движения, будем исходить из следующих аксиоматических положений, вытекающих из системных принципов и положений генетической теории эволюции ЭМ-систем [1]:

- вид пространственного движения подвижной части, для генетических (порождающих) структур базового уровня, относится к генетически определен-

ным признакам парной электромагнитной хромосомы (электрохимической пары);

- простые виды движения (вращательное, поступательное и пространственно-концентрическое), реализуются гомологичными электромагнитными хромосомами первого поколения (хромосомами-репликаторами), местоположение и генетическая структура которых ограничена границами первого большого периода (Π^1) предметной области ГК;

- количественный состав, структура и свойства порождающего множества электромагнитных хромосом инвариантны по отношению к принципу действия, уровню эволюции (структурному разнообразию, сложности, техническому уровню, показателям качества) и функциональному назначению исследуемого класса ЭМПЭ;

- структура порождающего хромосомного набора первого поколения, однозначно определяет структуру базовых видов произвольного функционального класса ЭМ;

- набор гомологичных парных электромагнитных хромосом базового уровня, определяющий структуру видов в пределах произвольного малого периода, з точки зрения геносистематики соответствует понятию идеального рода (т.е., рода, содержащего системную информацию о всех генетически родственных видах), инвариантного к уровню его эволюции;

- структурные представители видов базового уровня являются основой для синтеза и анализа видов ЭМ более высокого уровня сложности (гибридных и совмещенных, как на межродовом, так и на межсистемном уровнях).

Целевой функцией $F_{Ц}$ исследуемого класса ЦЭМ является способность объектов класса, имеющих цилиндрические активные поверхности, реализовывать поступательное движение подвижной части. Цилиндрическую форму активной поверхности, в данном случае, следует рассматривать как функцию ограничения, накладываемую на область существования $Q_{ЭМП}$ машин поступательного движения. Как показано в [3], разнообразие ЭМ поступательного движения с твердотельной вторичной частью на генетическом уровне представлено двумя геометрическими классами электрохимических пар

$$Q_{ЭМП} = Q_{Цлн} \cup Q_{Пл} \subset \Pi^1, \quad (1)$$

где $Q_{Цлн}$, $Q_{Пл}$ - области существования ЭМ поступательного движения цилиндрической и плоской пространственных форм источников в пределах первого большого периода Π^1 .

Исходя из принципа сохранения генетической информации источника поля, область существования $Q_{ЭМ}$ некоторого класса объектов при заданной функции цели $F_{Ц}$, в многомерном пространстве базовых признаков ГК, определяется однозначно

$$Q_{ЭМ} = (A_1, A_2, \dots, A_n) \subset \Pi^1 \subset \langle P_{GS} \rangle, \quad (2)$$

$$A_i \in S_i, \quad i = \overline{1, n}$$

где A_1, A_2, \dots, A_n - порождающие электромагнитные структуры, удовлетворяющие $F_{Ц}$; n - число родительских хромосом, определяющих генотип класса $Q_{ЭМ}$; P_{GS} - упорядоченное множество элементов предметной области ГК.

Для исследуемого класса ЦЭМ, область существования $Q_{Цлн}$ будет ограничена границами первого малого периода ГК, источники поля которого определяют генофонд цилиндрических машин как поступательного, так и вращательного движения ($\langle Q_{Цлн}, Q_{Цлв} \rangle \subset \Pi^I$). Заданной $F_{Ц}$ и принятым ограничениям удовлетворяет следующая совокупность источников поля:

$$Q_{Цлн} = \left\{ \begin{array}{l} \text{ЦЛ}0.0x, \\ \text{ЦЛ}0.2y_2, \\ \text{ЦЛ}2.0x, \text{ЦЛ}2.0x_1, \text{ЦЛ}2.0x_3 \\ \text{ЦЛ}2.2x, \text{ЦЛ}2.2x_1, \text{ЦЛ}2.2x_2 \end{array} \right\} \subset \left\{ \begin{array}{l} T_{00} \\ T_{02} \\ T_{20} \\ T_{22} \end{array} \right\} \quad (3)$$

где, $T_{00}, T_{02}, T_{20}, T_{22}$ – соответствующие топологически-эквивалентные ряды источников в структуре ГК. Таким образом, область существования порождающих структур ЦЭМ поступательного движения, определяется хромосомным набором из 8 родительских хромосом, представляющих генофонд базовых видов и видов-близнецов (порождающие структуры базовых видов выделены полужирным курсивом).

Отличительным признаком элементов порождающего хромосомного набора, является аксиальная ориентация волны поля, которая совпадает с направлением оси симметрии обобщенного источника поля (ЦЛ $0.0x, y$). Этому требованию отвечают 7 x -ориентированных и одна (изотоп ЦЛ $0.2y_2$) y -ориентированная поверхности первичных источников поля.

Обобщая результаты генетического анализа порождающих структур, определяющих границы области $Q_{Цлн}$, можно отметить следующее:

- структурный потенциал исследуемого класса ЦЭМ поступательного движения, на генетическом уровне, определяется 8 электромагнитными парными хромосомами с цилиндрическими пространственными формами и аксиальной ориентацией волны поля;

- по виду электромагнитной симметрии источника поля, цилиндрические ЭМ поступательного движения представлены во всех 4-х основных группах структуры ГК: симметричных - **ЦЛ** $0.0x$; y -дисимметричных (x -симметрия, y -асимметрия) – ЦЛ $0.2y_2$; x -диссимметричных (x -асимметрия, y -симметрия) - **ЦЛ** $2.0x$, ЦЛ $2.0x_1$, ЦЛ $2.0x_3$); асимметричных (**ЦЛ** $2.2x$, ЦЛ $2.2x_1$, ЦЛ $2.2x_2$);

- по геометрическим признакам источников поля область $Q_{Цлн}$ представлена двумя подклассами ЦЭМ с разомкнутой (ЦЛ $0.2y_2$, ЦЛ $2.0x_1$, **ЦЛ** $2.2x$, ЦЛ $2.2x_1$, ЦЛ $2.2x_2$) и замкнутой (**ЦЛ** $0.0x$, ЦЛ $2.0x_3$, **ЦЛ** $2.0x$) пространственными формами топологически эквивалентных источников поля. Если структурные разновидности ЦЭМ (с твердотельной вторичной частью), синтезированные на разомкнутых электромагнитных поверхностях, способны реализовывать как поступательное, так и возвратно-поступательное движение подвижной части, то потомство машин, полученное на замкнутых поверхностях, может функционировать только в режиме возвратно-поступательного движения.

Присутствие в хромосомном наборе электромагнитной хромосомы $s_{02y} \in T_{02}$, указывает на наличие структур ЦЭМ поступательного движения, которые в электромагнитном отношении будут гомологичны структурам вращающихся цилиндрических машин традиционного типа, синтезированных на источнике ЦЛ $0.2y$.

Ближайшими структурными эквивалентами порождающих источников поля, образующих область $Q_{Цлн}$, являются два равных по мощности подкласса распределенных обмоток - кольцевого Q_k и поверхностного Q_n видов:

$$Q_k = (\text{ЦЛ}0.0x, \text{ЦЛ}2.0x, \text{ЦЛ}2.0x_1, \text{ЦЛ}2.0x_3) \subset Q_{Цлн} \quad (4)$$

$$Q_n = (\text{ЦЛ}0.2y_2, \text{ЦЛ}2.2x, \text{ЦЛ}2.2x_1, \text{ЦЛ}2.2x_2) \subset Q_{Цлн} \quad (5)$$

Анализ пространственных форм порождающих источников, представленных в Q_k и Q_n , показывает, что часть из них обладает свойством электромагнитной инверсии, т.е., их пространственная форма образует две активных поверхности со встречной ориентацией бегущих волн поля. Электромагнитная инверсия – топологическое свойство поверхностей замкнутого типа. Поэтому область существования подкласса однообмоточных ЦЭМ, обладающих свойством электромагнитной инверсии, ограничена хромосомным набором из следующих 4-х родительских хромосом:

$$Q^I = (\text{ЦЛ}0.0x, \text{ЦЛ}0.2y, \text{ЦЛ}2.0x_3, \text{ЦЛ}2.2x_2) \quad (6)$$

Таким образом, рассматриваемый функциональный класс ЦЭМ представляет собой эволюционирующую, генетически определенную конечную совокупность порождающих видов (включая, реально-информационные и неявные), образующих структурную целостность на основе разнообразия цилиндрических форм активных поверхностей, реализующих поступательное движение подвижной части.

ТАКСОНОМИЧЕСКАЯ СТРУКТУРА КЛАССА

Наличие информации о разнообразии и численности порождающих видов с учетом их генетической природы и непосредственной связи с структурой ГК, позволяет определить ранговую структуру основных систематических единиц исследуемого класса ЦЭМ [1]. Указанную ранговую зависимость можно представить последовательностью следующих систематических единиц

$$\langle S_{00}, S_{02}, S_{20}, S_{22} \rangle \subset \langle G_{Цлн} \rangle \subset \langle G_{Цл} \rangle, \quad (7)$$

где $S_{00}, S_{02}, S_{20}, S_{22}$ - совокупности генетически родственных видов, входящих в соответствующие группы периодической структуры ГК; $G_{Цлн}$ – подрод цилиндрических ЭМ поступательного движения; $G_{Цл}$ – род цилиндрических ЭМ. Представленная выражением (7), соподчиненная структура классов, родство которых обусловлено принципом сохранения генетической информации первичного источника поля, отображает иерархию основных таксонов (“Вид” → “Подрод” → “Род”), которые составляют основу эволюционной геносистематики ЭМПЭ.

Класс цилиндрических ЭМ - единственный род в эволюционной систематике ЭМПЭ, таксономическая структура которого представлена видами ЭМ как вращательного, так и поступательного движения (рис.1). В структуре идеального рода цилиндрических ЭМ численность видов с поступательным движением, составляет 50% от общей численности видов. Основной потенциал из 6 видов ЦЭМ поступательного движения (37,5%) сосредоточен в группах 2.0 и 2.2, содержащих источники с продольной асимметрией. Оставшиеся виды (12,5%) поровну распределены в симметричных группах 0.0 и 0.2.

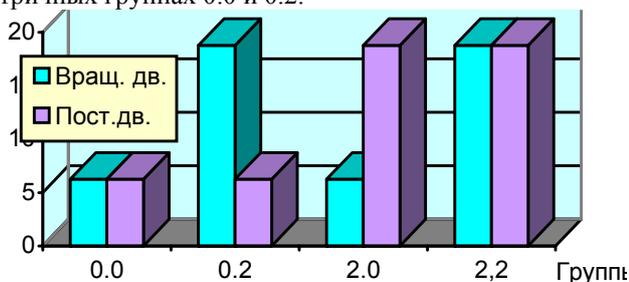


Рис.1. Распределение видов ЭМ вращательного и поступательного движения в структуре идеального рода цилиндрических электрических машин

Равномерное распределение численности видов ЦЭМ вращательного и поступательного движений по группам – результат проявления принципа парности [1], который устанавливает геометрическое родство порождающих источников поля и подтверждает генетическую природу видов-двойников, имеющих место в пределах произвольного рода ЭМ.

В ранговой последовательности таксонов (рис. 2) статус класса ЦЭМ поступательного движения соответствует рангу подрода, структура которого определяется 3 видами базового уровня (выделены полужирным шрифтом) и 5 видами-близнецами.

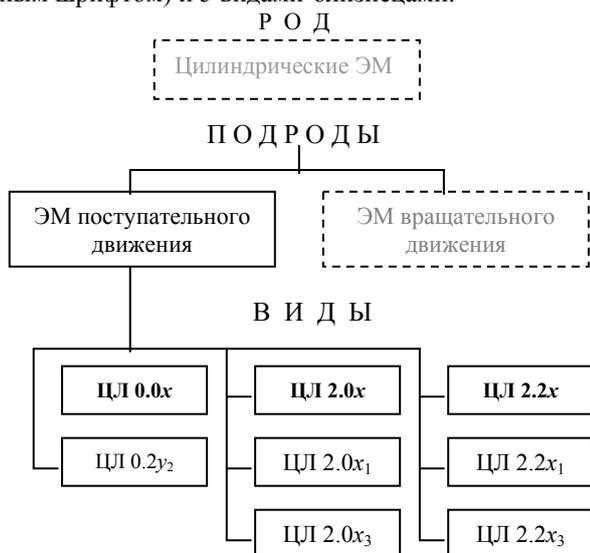


Рис.2. Ранговая структура основных систематических единиц цилиндрических ЭМ поступательного движения

Представленная на рис.2 совокупность видов соответствует понятию “идеального” подрода, структу-

ра которого инвариантна относительно уровня эволюции таксона T_3 , принципа действия и функциональной принадлежности ЭМ.

Инвариантность генетической информации – фундаментальное свойство базовых видов ЭМ-системы. Эта закономерность означает, что количественный состав и структура базовых видов генетически предопределены периодической структурой ГК. Устойчивость таксонов во времени – важнейший принцип в эволюционной концепции геносистематики развивающихся ЭМ-систем. Представленную на рис. 2 ранговую структуру таксонов можно рассматривать как системную основу для описания видового разнообразия ЦЭМ поступательного движения в эволюционной систематике электрических машин.

О РОДСТВЕ ВИДОВ ЦЛ 0.2y и ЦЛ 2.0x

В соответствии с принципом неравномерности эволюции видов [1], в структуре произвольного функционального класса ЭМПЭ можно выделить доминирующий вид, который по мощности популяций и структурно-функциональному потенциалу превосходит остальные родственные виды. Такими свойствами в классе ЭМ вращательного движения обладает базовый вид цилиндрических ЭМ ЦЛ 0.2y, а в классе ЦЭМ поступательного движения – вид ЦЛ 2.0x.

Принадлежность базовых видов ЦЛ 0.2y и ЦЛ 2.0x к одному роду, позволяет выявить их системные и индивидуальные генетические признаки и тем самым установить природу их истинного родства. Основные результаты такого сравнения можно обобщить следующими положениями:

- Генефонд сравниваемых видов определяется геометрически и топологически родственными источниками поля, удовлетворяющими принципу парности. Это позволяет установить степень родства базовых видов ЦЛ 0.2y и ЦЛ 2.0x, которая соответствует статусу видов-двойников [1];
- Различие в ориентируемости геометрически родственных источников поля составляет их индивидуальное свойство, что обуславливает соответствующее различие по виду реализуемого пространственного движения в структурных представителях видов-двойников;
- Симметрия цифровой части генетического кода видов-двойников, относящихся к группам с электромагнитной диссимметрией 0.2 и 2.0, указывает на различие концевых эффектов (продольных и поперечных), обуславливающих существенное различие в электромагнитных свойствах сравниваемых видов ЦЭМ;
- Принадлежность порождающих источников поля к различным группам электромагнитной симметрии указывает на некорректность применения одной обобщенной математической модели для анализа электромагнитных процессов в ЭМ-двойниках, принадлежащих к группам 0.2 и 2.0.

В соответствии с принципом парности, в структуре идеального рода цилиндрических ЭМ, свойствами видов-двойников (только для групп 0.0 и 2.2) будут обладать и другие геометрически и электромагнитно

эквивалентные пары видов, имеющие симметричный генетический код, но отличающихся видом пространственного движения:

$$Q_{ЦД} = \begin{vmatrix} 0.0 & S_{0.0x} \leftrightarrow S_{0.0y} \\ 0.2-2.0 & S_{0.2y} \leftrightarrow S_{2.0x}, S_{0.2y1} \leftrightarrow S_{2.0x1}, \\ & S_{0.2y2} \leftrightarrow S_{2.0x2}, S_{0.2y3} \leftrightarrow S_{2.0x3} \\ 2.2 & S_{2.2x} \leftrightarrow S_{2.2y}, S_{2.2x1} \leftrightarrow S_{2.2y1}, \\ & S_{2.2x2} \leftrightarrow S_{2.2y2} \end{vmatrix} \quad (8)$$

Это означает, что каждому структурному представителю цилиндрической ЭМ вращательного движения ставится в соответствие эквивалентная структура ЦЭМ поступательного движения.

Симметричное представительство 8 видов-двойников в структуре идеального рода ЦЭМ по виду пространственного движения – индивидуальный таксономический признак, присущий только роду цилиндрических ЭМПЭ, который определяет генофонд класса.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты исследования можно обобщить следующими положениями:

1. Цилиндрические ЭМ поступательного движения представляют собой эволюционирующий функциональный класс электромеханических преобразователей энергии, имеющий собственную генетическую природу и конечное число порождающих видов, структурные представители которых осуществляют электромеханическое преобразование энергии при поступательном или возвратно-поступательном движении активных частей, имеющих цилиндрическую форму.

2. Определен таксономический статус класса ЦЭМ поступательного движения, который соответствует рангу подрода машин поступательного движения в структуре рода цилиндрических электрических машин.

3. Определены границы видообразования подрода ЦЭМ, которые ограничены структурой первого малого периода ГК и определяются хромосомным набором из 8 парных электромагнитных хромосом (электромеханических пар), цилиндрической пространственной формы с аксиальной ориентацией волны поля.

4. Впервые определены ранговая структура основных систематических единиц и структура видов исследуемого класса ЦЭМ поступательного движения, образующая следующую иерархию таксонов: “подрод” → “базовые виды” (3 базовых вида и 5 видов-близнецов) → “подвиды”.

5. Осуществлен генетический анализ системных и индивидуальных признаков видов, результаты которого позволили выделить инвариантную часть наследственной информации (электромагнитной, топологической и геометрической), определяющей принципы структурообразования ЦЭМ поступательного движения.

6. Научно обоснована генетическая природа образования 8 пар видов-двойников в структурном разноморфизме ЦЭМ. На примере видов-двойников ЦД 0.2у и ЦЛ 2.0х, доминирующих в эволюционном развитии ЦЭМ вращательного и поступательного движения, определены признаки межвидового родст-

ва и генетические различия, присущие каждому из родственных видов ЭМ.

Полученные результаты исследования можно рассматривать в качестве научно-методической основы для построения эволюционной систематики, создания генетического банка данных и разработки инновационной стратегии управляемой структурной эволюции цилиндрических ЭМ поступательного движения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Шинкаренко В.Ф. Основы теорії еволюції електромеханічних систем. – К.: Наукова думка, 2002. – 288с.
- [2] Шинкаренко В.Ф. На пути к расшифровке генома электромеханических преобразователей энергии. // Техн. электродинамика. Темат. вып.: “Проблеми сучасної електротехніки”. Ч.3. - 2004. – С. 40–47.
- [3] Шинкаренко В.Ф., Августинович А.А. Генетический анализ и систематика видов асинхронных машин поступательного движения (род плоских) // Електротехніка і електромеханіка, 2003. - № 4. – С. 92 – 100.
- [4] Свечарник Д.В. Линейный электропривод. – М.: Энергия, 1979. – 152 с.

Поступила 05.04.2005

ВЛИЯНИЕ МАТЕРИАЛА ПАЗОВЫХ КЛИНЬЕВ НА РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ, ПЛОТНОСТИ ТОКА И ПОТЕРЬ ОТ ТОКОВ ОБРАТНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ В РОТОРЕ ТУРБОГЕНЕРАТОРА ПРИ ДВУХФАЗНОМ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ

Шульженко Н.Г., д.т.н., проф., Пантелют М.Г., к.ф.-м.н., с.н.с., Руденко Е.К., к.т.н., Петушкова С.А.
Институт проблем машиностроения НАН Украины
Украина, 61046, Харьков, ул. Дм. Пожарского, 2/10
тел. (0572) 94-27-01, 95-95-46, факс (0572) 94-46-35, E-mail: SHULZH@ipmach.kharkov.ua

Зозулин Ю.В., д.т.н.
ГП завод "Электротяжмаш"
Украина, 61055, Харьков, пр. Московский, 299
тел. (0572) 95-66-47

Виконано двовимірний скінченноелементний аналіз нестационарного розподілу електромагнітного поля, щільності току та втрат від токів зворотної послідовності при короткому замкненні двох фаз синхронного генератора 300 МВт. Досліджено два варіанти конструкції ротора: з пазовими клиньями з дюралюмінію та титану без урахування контактних явищ. Показано, що використання титанових клинів приводить до суттєвого зниження щільності току та додаткових втрат у роторі турбогенератора.

Выполнен двухмерный конечноэлементный анализ нестационарного распределения электромагнитного поля, плотности тока и потерь от токов обратной последовательности при коротком замыкании двух фаз синхронного турбогенератора 300 МВт. Исследованы два варианта конструкции ротора: с пазовыми клиньями из дюралюминия и титана без учета контактных явлений. Показано, что применение титановых клиньев приводит к существенному снижению плотности тока и добавочных потерь в роторе турбогенератора.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Исследование теплового, вибрационного и термомеханического состояния роторов синхронных генераторов при коротком замыкании двух фаз является актуальной задачей современного электромашиностроения [1, 2]. Для решения указанной задачи необходимо выполнить комплексные исследования электромагнитных, тепловых и механических процессов в роторах различных конструкций [3, 4]. Значительный теоретический и практический интерес представляет исследование влияния материала пазовых клиньев на электромагнитное, тепловое и механическое состояние роторов. Данная статья посвящена компьютерному моделированию электромагнитных явлений в роторе турбогенератора в случаях использования дюралюминия или титана для пазовых клиньев. Полученные результаты могут быть использованы для оценки теплового, вибрационного и термомеханического состояния роторов синхронных генераторов.

ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ И МЕТОДИКА КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

В настоящей работе использована методика компьютерного моделирования двухмерных электромагнитных процессов в роторе турбогенератора, разработанная [4] на основе следующих предположений:

- ток во всех участках ротора протекает в осевом направлении, что обосновывается большим отношением длины к диаметру типовых роторов турбогенераторов. Предполагается также, что клинья не имеют разрывов по длине; концевые явления не учитываются. Моделирование электромагнитных и тепловых процессов может быть выполнено при этом в двумер-

ной постановке в декартовой системе координат [3];

- ток в обмотке статора моделируется поверхностным [3], поскольку предполагается, что сердечник статора изготовлен из стали с бесконечной магнитной проницаемостью;

- не учитывается существенно нелинейная зависимость магнитной проницаемости стали ротора от напряженности магнитного поля и используется постоянное среднее значение магнитной проницаемости [3].

Распределение электромагнитного поля описывается нестационарным уравнением [3, 4]:

$$\gamma \cdot \frac{\partial A}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A}{\partial y} \right) + J_0, \quad (1)$$

где A – векторный магнитный потенциал, Вб·м⁻¹; γ – удельная электрическая проводимость, См·м⁻¹; μ – магнитная проницаемость, Гн·м⁻¹; J_0 – плотность тока стороннего источника, А·м⁻².

Расчетная схема ротора турбогенератора приведена на рис. 1.

Уравнение (1) решается при граничных условиях, соответствующих данной схеме [3-5]:

- на оси симметрии ($x = 0$): $\partial A / \partial x = 0$;

- на оси антисимметрии ($y = 0$): $A = 0$;

- на удаленных границах Γ в диэлектрических под областях $A_\Gamma = 0$.

Решение уравнения (1) представляет собой пространственно-временное распределение векторного магнитного потенциала $A(x, y, t)$, которое позволяет определить распределение плотности вихревых токов J и потерь Q (внутренних источников тепла) для последующего решения задачи теплопроводности [3, 4]:

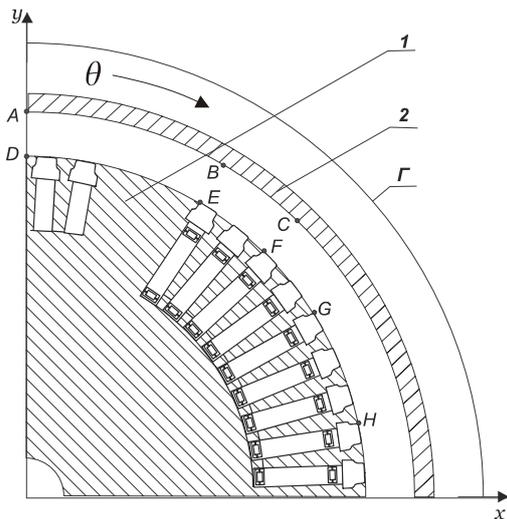


Рис. 1. Расчетная схема сечения ротора турбогенератора (1/4 поперечного сечения): 1 – ротор, 2 – подобласть с заданной плотностью тока статора, Г - удаленная граница

$$J = -\gamma \cdot \frac{\partial A}{\partial t}; Q = \frac{1}{\gamma} \cdot J^2. \quad (2)$$

В подобласти 2 (см. рис. 1) задается сила тока обратной последовательности i_2 при коротком замыкании фаз В и С турбогенератора [3].

ИССЛЕДУЕМЫЕ КОНСТРУКЦИИ РОТОРА

Выполнено исследование ротора синхронного генератора 300 МВт. Расчетная схема сечения ротора приведена на рис. 1.

Диаметр ротора 112 см, материал ротора – сталь с удельной электрической проводимостью $\gamma = 0,5 \cdot 10^7$ См·м⁻¹ [6] и постоянным средним значением магнитной проницаемости $\mu = 100\mu_0$ (μ_0 – магнитная проницаемость вакуума).

Обмоточные пазы (кроме пазов на поверхности большого зуба) заполнены медной обмоткой с удельной электрической проводимостью $\gamma = 6 \cdot 10^7$ См·м⁻¹. Рассматриваются два варианта материала немагнитных пазовых клиньев (кроме пазов на поверхности большого зуба): дюралюминиевые ($\gamma = 3,33 \cdot 10^7$ См·м⁻¹ [6]) и титановые ($\gamma = 1,43 \cdot 10^6$ См·м⁻¹ [6]) Пазовые клинья на поверхности большого зуба выполнены из той же стали, что и ротор.

Воздушный зазор между статором и ротором – 9 см. Плотность токов обратной последовательности задается в подобласти 2 (рис. 1) толщиной 5 см. Материал подобласти – медь ($\gamma = 6 \cdot 10^7$ См·м⁻¹). В указанной части конструкции задается бегущая волна плотности токов обратной последовательности при коротком замыкании двух фаз турбогенератора вида [3, 7]

$$J_0(t) = (A \cdot e^{-t/T_1} + B \cdot e^{-t/T_2} + C) \cdot \sin \theta, \quad (3)$$

где A, B, C – константы, описывающие переходной процесс при коротком замыкании фаз В и С данного турбогенератора [3]; T_1, T_2 – постоянные времени рассматриваемого переходного процесса, с [3]; $\theta = \omega \cdot t + \alpha$; $\omega = 2\pi \cdot f$; $f = 100$ Гц – двойная частота токов обратной последовательности; α – угол, отсчитываемый вдоль расточки в масштабе основной гармониче-

ской [7]. Радиус удаленной границы Г (см. рис. 1), где $A_{Г} = 0$, составляет 150 см.

АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Задача решена методом конечных элементов [8]. Результаты приведены на рис. 2-13. Рассматриваемые характерные точки внутренней поверхности подобласти 2 (см. рис. 1) и наружной поверхности ротора обозначены на рис.1 буквами А, В, С, D, E, F, G, H. На оси абсцисс (см. рис. 2-13) приведены номера шагов по времени при решении нестационарного уравнения электромагнитного поля (1). При этом величина каждого временного шага составляет $5 \cdot 10^{-4}$ с.

На рис. 2-5 приведено рассчитанное временное распределение векторного магнитного потенциала в характерных точках внутренней поверхности подобласти 2 (рис. 1) и наружной поверхности ротора с титановыми и дюралюминиевыми клиньями.

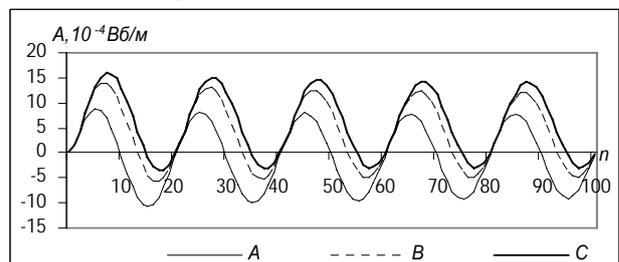


Рис. 2. Векторный магнитный потенциал на внутренней поверхности статора (титановые клинья)

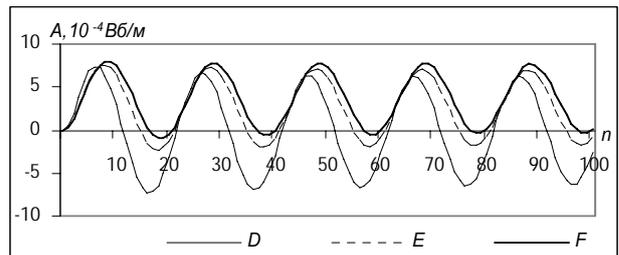


Рис. 3. Векторный магнитный потенциал на наружной поверхности ротора (титановые клинья)

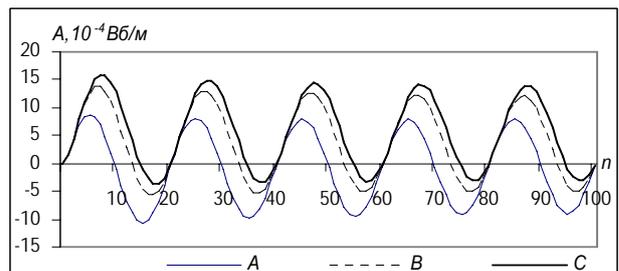


Рис. 4. Векторный магнитный потенциал на внутренней поверхности статора (дюралюминиевые клинья)

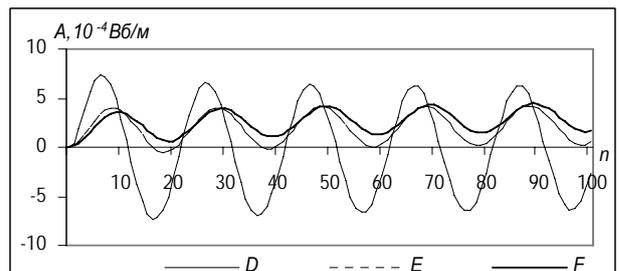


Рис. 5. Векторный магнитный потенциал на наружной поверхности ротора (дюралюминиевые клинья)

Естественно, результаты, полученные для обоих материалов клиньев, практически полностью совпадают в точках A, B, C (подобласть 2 с заданной плотностью сторонних токов) и D (наружная поверхность ротора в окрестности паза со стальным клином на поверхности большого зуба). В то же время, в точках E, F (наружная поверхность титановых или дюралюминиевых клиньев) наблюдается существенное влияние материала клина на величину векторного магнитного потенциала. Амплитудное значение векторного магнитного потенциала в данных точках в случае титановых клиньев (рис. 3) в 1,59-1,71 раза превосходит соответствующее значение при использовании дюралюминиевых клиньев (рис. 5).

Явление скин-эффекта в пазовых клиньях во вращающемся относительно ротора нестационарном электромагнитном поле и его зависимость от материала клиньев могут быть проиллюстрированы сопоставлением рис. 2-5 и рис. 6-9.

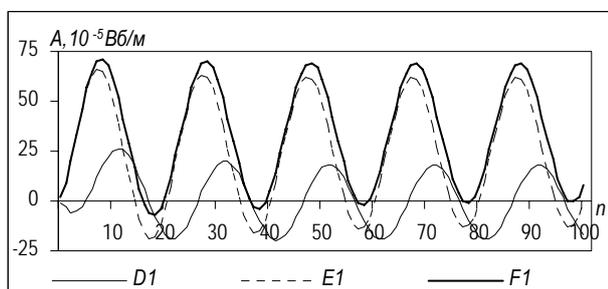


Рис. 6. Векторный магнитный потенциал в характерных точках сечения ротора (титановые клинья)

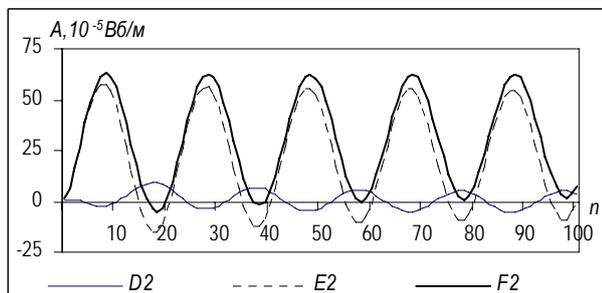


Рис. 7. Векторный магнитный потенциал в характерных точках сечения ротора (титановые клинья)

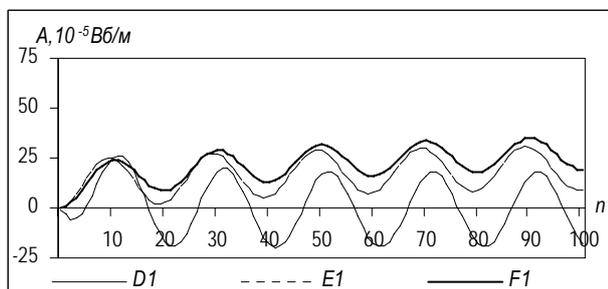


Рис. 8. Векторный магнитный потенциал в характерных точках сечения ротора (дюралюминиевые клинья)

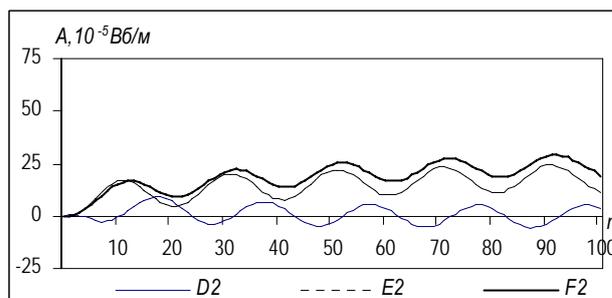


Рис. 9. Векторный магнитный потенциал в характерных точках сечения ротора (дюралюминиевые клинья)

На рис. 6-9 приведено изменение векторного магнитного потенциала во времени в точках, находящихся под поверхностью соответствующих клиньев (т.е. под точками D, E, F) на глубине 0,4 см и 0,8 см (на рис. 6-9 данные точки обозначены соответственно D_1, E_1, F_1 и D_2, E_2, F_2). Из полученных результатов следует, что в титановом клине амплитуда магнитного поля уменьшается по толщине в 1,10-1,15 раза на глубине 0,4 см и в 1,22-1,28 раза на глубине 0,8 см от поверхности. В случае дюралюминиевого клина уменьшение амплитудного значения векторного магнитного потенциала существеннее: 1,27-1,42 раза на глубине 0,4 см и 1,53-1,81 раза на глубине 0,8 см. Это свидетельствует о более выраженном характере явления скин-эффекта при применении дюралюминиевых пазовых клиньев.

Влияние материала пазовых клиньев на распределение плотности тока (J) может быть оценено по данным рис. 10, 11 (точки E, F, G, H на наружной поверхности ротора).

Как следует из приведенных результатов, плотность тока на поверхности дюралюминиевых клиньев в 8,44-10,49 раза больше соответствующих величин в случае титановых клиньев. Это объясняется высокой удельной электрической проводимостью дюралюминия (примерно в 23,3 раза больше, чем у титана).

На рис. 12, 13 представлены данные, позволяющие сделать вывод о влиянии материала клиньев на потери (внутренние источники тепла) в точках E, F, G, H на наружной поверхности ротора. Потери на поверхности дюралюминиевых клиньев в 3,22-4,93 раза больше, чем на поверхности клиньев из титана, что объясняется приведенными выше соотношениями удельной электрической проводимости и плотности тока в обоих рассматриваемых случаях.

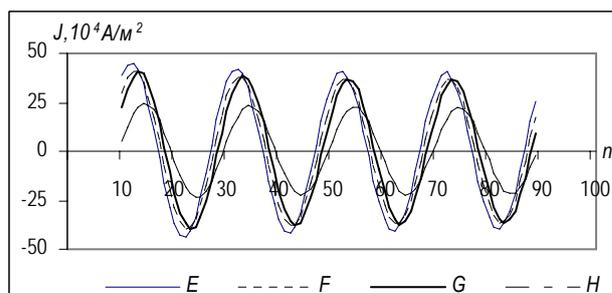


Рис. 10. Плотность тока на наружной поверхности ротора (титановые клинья)

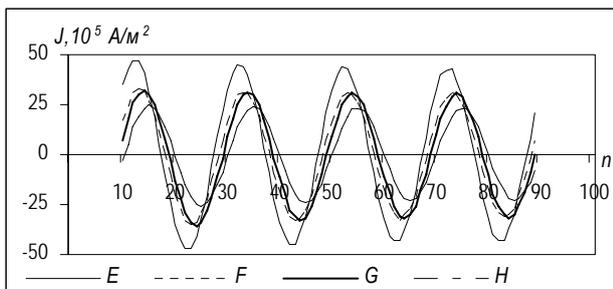


Рис. 11. Плотность тока на наружной поверхности ротора (дюралюминиевые клинья)

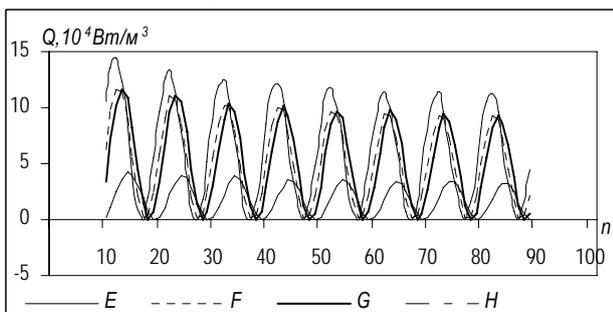


Рис. 12. Добавочные потери на наружной поверхности ротора (титановые клинья)

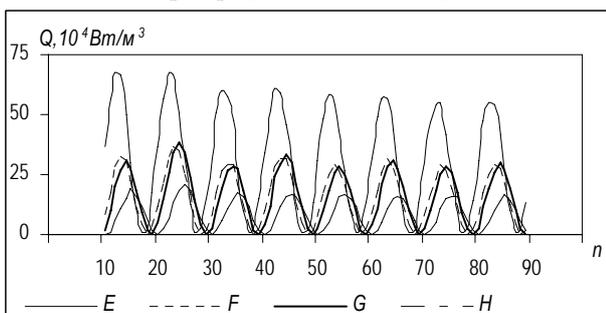


Рис. 13. Добавочные потери на наружной поверхности ротора (дюралюминиевые клинья)

На основании приведенных результатов может быть сделан вывод о том, что без учета краевого эффекта и контактных явлений в переходе «клин-зуб» с точки зрения величин плотности тока и добавочных потерь от токов обратной последовательности применение титановых клиньев является предпочтительным по сравнению с дюралюминиевыми клиньями. Однако, для решения вопроса о влиянии материала клиньев на тепловое, вибрационное и термостойкое состояние роторов синхронных генераторов при коротком замыкании двух фаз должно быть выполнено также моделирование тепловых, вибрационных и упругопластических процессов при рассмотренном электромагнитном состоянии. Тот факт, что потери (внутренние источники тепла) в дюралюминиевых клиньях значительно больше, чем в клиньях из титана, не позволяет сделать непосредственные выводы о влиянии материала клиньев на температурное поле ротора, поскольку теплопроводность титана значительно меньше, чем теплопроводность дюралюминия. Численное решение уравнения теплопроводности [4] с полученным распределением потерь (внутренних источников тепла) и соответствующими граничными условиями, описывающими водя-

ное или водородное охлаждение генератора, позволит сделать вывод о тепловых процессах в роторе при коротком замыкании. Необходимо также выполнить моделирование концевой зоны ротора с учетом переходного сопротивления контакта «клин-зуб».

ВЫВОДЫ

В настоящей работе выполнено численное моделирование методом конечных элементов двухмерного нестационарного распределения электромагнитного поля, плотности тока и потерь от токов обратной последовательности при коротком замыкании двух фаз синхронного турбогенератора 300 МВт. Исследованы два варианта конструкции ротора: с титановыми и дюралюминиевыми пазовыми клиньями без учета контактных явлений на торце в стыке «клин-зуб». Показано, что применение титановых клиньев приводит к существенному снижению величин плотности тока и добавочных потерь в роторе турбогенератора.

Для решения вопроса о влиянии материала клиньев на тепловое, вибрационное и термостойкое состояние роторов синхронных генераторов при коротком замыкании двух фаз необходимо выполнить компьютерное моделирование связанных тепловых, вибрационных и упругопластических процессов с учетом явлений в концевой зоне ротора.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Турбогенераторы. Расчет и конструкция / Титов В.В., Хуторецкий Г.М., Загородная Г.А. и др. – Л.: Энергия, 1967. – 895 с.
- [2] Хуторецкий Г.М., Токов М.И., Толвинская Е.В. Проектирование турбогенераторов. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 256 с.
- [3] Bhargava S.C. Negative-sequence currents, losses and temperature rise in the rotor of a turbogenerator during transient unbalanced operation. – *Electric Machines and Power Systems*. – 1983, v. 8. – P. 155–168.
- [4] Пантелют М.Г., Шульженко Н.Г. Математическое моделирование двухмерных электромагнитных и тепловых полей в роторе турбогенератора. – *Электротехника и электромеханика*. – 2004, № 3. – С. 84–86.
- [5] Демирчян К.С. Моделирование магнитных полей. – Л.: Энергия, 1974. – 288 с.
- [6] Брынский Е.А., Данилевич Я.Б., Яковлев В.И. Электромагнитные поля в электрических машинах. – Л.: Энергия, 1979. – 176 с.
- [7] Данилевич Я.Б., Кашарский Э.Г. Добавочные потери в электрических машинах. – М.: ГЭИ, 1963. – 214 с.
- [8] Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков. – М.: Мир, 1986. – 229 с.

Поступила 25.03.2005

ПЛАНИРОВАНИЕ ПРОФИЛАКТИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ МАСЛОНАПОЛНЕННОГО ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ ДЛЯ ВЫЯВЛЕНИЯ ПРОЦЕССОВ СТАРЕНИЯ С ЗАДАННОЙ ДОСТОВЕРНОСТЬЮ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ

Щапов П.Ф., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра ИИТ

тел./факс: (057) 707-60-15

Розглянути теоретичні аспекти використання випадкових моделей дисперсійного аналізу в задачах розпізнавання, з встановленою достовірністю, параметричних змін фізико-хімічних показників трансформаторної олії. Одержані практичні результати оцінювання мінімально допустимого часу періодичних випробувань з метою контролю процесів старіння трансформаторної олії.

Рассмотрены теоретические аспекты использования случайных моделей дисперсионного анализа в задачах обнаружения, с заданной достоверностью, параметрических изменений физико-химических показателей трансформаторного масла в рамках профилактических испытаний маслонеполненного энергетического оборудования. Получены практические результаты по оцениванию минимально допустимого времени периодических испытаний при контроле процессов старения трансформаторного масла по стандартным показателям качества.

Постановка проблемы. Функциональная диагностика и прогнозирование технического ресурса действующего энергетического оборудования – основные цели периодических профилактических испытаний такого оборудования [1].

Однако целый ряд трудностей, связанных как с организацией таких испытаний, так и с анализом полученной информации, порождает проблему получения объективных выводов об эксплуатационной надежности оборудования и усложняет задачу синтеза оптимальных алгоритмов контроля работоспособности элементов и узлов оборудования. Объясняется это многими причинами.

1. Все чаще энергетическое оборудование работает в условиях, которые не позволяют длительные и полные проверки технического состояния [2], что сказывается на полноте и представительности получаемой информации.

2. Задачи профилактического измерительного контроля решаются силами, в основном, подразделений эксплуатации и ремонта, обслуживающих конкретные единицы оборудования и не обобщаются на уровне административно-технического руководства, что порождает неоднородность информации в виде методических погрешностей результатов измерений [3].

3. Профилактические испытания энергетического оборудования являются, по сути, многолетней подконтрольной эксплуатацией, что порождает неоднородность получаемой в ходе испытаний информации в форме неуправляемого временного дрейфа показателей контроля [4].

Анализ литературы. Проблема неоднородности исходной информации при создании оптимальных систем профилактического контроля и технической диагностики – это проблема априорной неопределенности о виде технического состояния объекта контроля. Уменьшение априорной неопределенности, в этом случае, ведется по нескольким направлениям, включая:

а) повышение точности и метрологической надежности технических средств контроля [2],

б) расширение номенклатуры контролируемых физико-химических показателей [5],

в) усложнение информационных технологий в процедурах технического контроля и диагностики [6].

Однако, любая попытка повышения достоверности контроля без построения адекватной вероятностной модели многофакторной информации, используемой при обучении системы технического контроля и диагностики, – обречена на неудачу, поскольку достоверность контроля тем выше, чем адекватнее модель объекта контроля реальной физической модели его функционирования.

Цель статьи. Основная цель – это обоснование применения случайных моделей дисперсионный анализ для определения минимально допустимого времени контроля процессов старения в рамках периодических профилактических испытаний маслонеполненного энергетического оборудования, при фиксированных значениях ошибок контроля первого и второго рода.

Вероятностные модели контролируемых параметров. Для выявления параметрической нестационарности контролируемых физико-химических показателей трансформаторного масла широко используются регрессионные модели старения [4].

Общий вид такой параметрической модели можно представить уравнением [7]

$$X_{ji} = a + \sigma \cdot t_j + \delta_j + Z_{ji} \quad (1)$$

где X_{ji} – результат одного из n ($i=1, n$) измерений показателя X в момент времени t_j , ($j=1, K$), K – количество групп из n многократных измерений, a, σ – параметры линейной регрессии показателя X на время эксплуатации t , δ_j – отклонение от линейности для используемой регрессии, Z_{ji} – случайный остаток, зависящий как от погрешностей измерения, так и от влияния неконтролируемых факторов.

Начальными условиями модели (1) являются:

$$\begin{cases} M[\delta_j] = M[Z_{ji}] = 0, \\ M[\delta_j^2] = \sigma_\delta^2, \\ M[Z_{ji}^2] = \sigma^2. \end{cases} \quad (2)$$

Кроме этого все δ_j и Z_{ji} предполагаются независимыми величинами.

Модель (1) является параметрической, поскольку отклонения от линейности δ_j считают систематическими. Число многократных измерений должно быть (хотя бы для одной группы) не меньше двух ($n \geq 2$), что согласуется с правилами проведения профилактических испытаний [1], когда в течение года производят, как минимум, два измерения контролируемых показателей.

Разложение полной суммы квадратов отклонений результатов измерения X_{ji} от общего среднего \bar{X} на три слагаемых [8],

$$S = S_\epsilon + S_\delta + S_z, \quad (3)$$

позволяет проверить значимость регрессии (гипотезу $H_0: \epsilon=0$) по отношению средних квадратов суммы S_ϵ (зависит от величины углового коэффициента ϵ) и остаточной суммы S_z (зависит от дисперсии ошибки Z_{ji}). Сумма S_δ используется обычно для проверки гипотезы о линейности регрессии, т.к. определяется величиной отклонения δ_j .

Результаты дисперсионного анализа параметрической модели (1) представлены в табл.1.

Таблица 1

Результаты дисперсионного анализа параметрической модели

Источник изменчивости	Число степеней свободы	Сумма квадратов
Линейная регрессия	1	$S_\epsilon = \epsilon^2 \cdot n \cdot \sum_{j=1}^K (t_j - \bar{t})$
Отклонение от линейности	$K-2$	$S_S = n \cdot \sum_{j=1}^K [\bar{x}_j - \bar{x} - \epsilon \cdot (t_j - \bar{t})]^2$
Остаток	$K(n-1)$	$S_z = \sum_{j=1}^K \sum_{i=1}^n (x_{ji} - \bar{x}_j)^2$
Сумма	$nK-1$	$S = \sum_{j=1}^K \sum_{i=1}^n (x_{ji} - \bar{x})^2$

Обозначения в таблице 1:

$$\bar{x} = \frac{1}{n \cdot K} \cdot \sum_{j=1}^K \sum_{i=1}^n x_{ji},$$

$$\bar{x}_j = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n x_{ji},$$

$$\bar{t} = \frac{1}{K} \cdot \sum_{j=1}^K t_j,$$

Модель (1) имеет существенный недостаток, поскольку предполагает априори известной вид регрессии показателя X на время t . В действительности, в

силу априорной недостаточности исходных данных, модель, отражающая не стационарность показателя X во времени, – неизвестна.

Поэтому более правильным будет представление результата X_{ji} в форме случайной модели компонент дисперсии [8]

$$X_{ji} = \bar{X} + u_j + Z_{ji} \quad (4)$$

где u_j - случайные взаимонезависимые величины отклонений групповых средних \bar{X}_j от общего среднего \bar{X} . Кроме этого:

$$M[u_j] = 0,$$

$$M[u_j^2] = \sigma_u^2.$$

Разложение S полной суммы квадратов для модели (4) определяется двумя слагаемыми

$$S = S_u + S_z, \quad (5)$$

где сумма квадратов отклонений S_u зависит от дисперсии σ_u^2 случайных отклонений U_j .

Гипотеза $H_0: u_j = 0$ для всех $j = 1, \dots, K$, так же может быть проверена по отношению средних квадратов сумм S_u и S_z . Однако модель (5) позволяет проверить и конкурирующую гипотезу $H_1: u_1 \neq u_2 \neq \dots \neq u_K \neq 0$.

Результаты дисперсионного анализа случайной модели (4) представлены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты дисперсионного анализа случайной модели

Источник изменчивости	Число степеней свободы	Сумма квадратов
Между группами	$K-1$	$S_u = n \cdot \sum_{j=1}^K (\bar{x}_j - \bar{x})^2$
Внутри групп	$K(n-1)$	$S_z = \sum_{j=1}^K \sum_{i=1}^n (x_{ji} - \bar{x}_j)^2$
Сумма	$nK-1$	$S = \sum_{j=1}^K \sum_{i=1}^n (x_{ji} - \bar{x})^2$

Сравнивая разложения (3) и (5) отметим, что

$$S_u = S_\epsilon + S_\delta, \quad (6)$$

Число степеней свободы для левой и правой частей выражения (6) одно и тоже и равно $(K-1)$. Сравним математические ожидания средних квадратов для S_u и для $(S_\epsilon + S_\delta)$, считая количество наблюдений в каждой из K групп одинаковым и равным n :

$$M[\bar{S}_u] = \sigma^2 + n \cdot \sigma_u^2, \quad (7)$$

$$M[\bar{S}_\epsilon + \bar{S}_\delta] = \sigma^2 + n \cdot (\epsilon^2 \cdot \sigma_t^2 + \sigma_\delta^2), \quad (8)$$

где $\sigma_t^2 = \lim_{K \rightarrow \infty} (K-1)^{-1} \sum_{j=1}^K (t_j - \bar{t})^2$.

Из равенства правых частей выражений (7) и (8) видно, что

$$\sigma_u^2 = \epsilon^2 \cdot \sigma_t^2 + \sigma_\delta^2, \quad (9)$$

Уравнение (9) отражает априорную неопределенность в выборе регрессионной модели старения и

эта неопределенность не зависит от сложности самой модели.

Планирование периодического контроля. Замена регрессионной модели (1) моделью компонент дисперсий (4) позволяет минимизировать число групп K , а, следовательно, и период наблюдения

$$T = \Lambda^{-1} \cdot K_{\min} \cdot n, \quad (10)$$

где Λ - среднее число наблюдений в год. Размерность Λ - 1/год.

При этом минимум числа групп (K_{\min}) можно рассчитать, исходя из заданных величин вероятностей ошибок контроля 1-го и 2-го рода (α и β).

Критериальная статистика F вычисляется независимо от вида модели (1) или (4) по отношению

$$F = \frac{\text{Средний квадрат между группами}}{S_z / K(n-1)}. \quad (11)$$

После сравнения статистики F с критической статистикой F_K принимают одно из двух решений:

γ_0 : время эксплуатации не влияет на среднее значение показателя X (справедлива гипотеза H_0), если $F = F_0 \leq F_K$;

γ_1 : время эксплуатации влияет на среднее значение показателя (справедлива гипотеза H_1), если $F = F_1 > F_K$

Наличие процессов старения является необходимым и достаточным условием для принятия решения γ_1 . С другой стороны, принятие этого решения может свидетельствовать о резких изменениях показателя X обусловленных не процессами старения а аварийной ситуацией (для трансформаторного масла – это, например, деградиционные процессы дугообразования).

Критериальная статистика F является случайной величиной, плотность распределения вероятности которой известна. При справедливости гипотезы H_0 – это центральное F – распределение с $(K-1)$ и $K(n-1)$ степенями свободы, как для параметрической, так и случайной моделей. Если же справедлива гипотеза H_1 , то для параметрической модели – это нецентральное F – распределение с $(K-1)$ и $K(n-1)$ степенями свободы и параметром нецентральности.

$$\sigma^{-2} \cdot n \sum_{j=1}^K \delta_j^2$$

При использовании нецентрального F – распределения можно получить критерий, с мощностью, обеспечивающей обнаружение любого данного множества значений, однако в этом случае, необходимо использовать специальные номограммы [8], что затрудняет процедуру принятия альтернативного решения. Для модели же компонент дисперсии можно показать, что отношение F_1 (справедлива гипотеза H_1) имеет такое же распределение, что и отношение

$$\frac{[\chi_{K-1}^2(\sigma^2 + \sigma_u^2 n)] / (K-1)}{\chi_{K(n-1)}^2 \sigma^2 / K(n-1)},$$

где χ_{K-1}^2 и $\chi_{K(n-1)}^2$ – взаимно независимы.

Таким образом, при справедливости гипотезы H_1 статистика F_1 является линейно преобразованной статистикой F_0

$$F_1 = F_0 \cdot [1 + n(\sigma_u^2 / \sigma^2)], \quad (12)$$

где F_0 - случайная величина, имеющая центральное F -распределение с $(K-1)$ и $n(K-1)$ степенями свободы:

$$F_0 \sim F_{K-1, n(K-1)}. \quad (13)$$

Условные вероятности принятия решения γ_1 связаны с ошибками контроля α и β :

$$P[F_{K-1, n(K-1)} > F_K / H_0] \leq \alpha \quad (14)$$

$$P[F_{K-1, n(K-1)} > F_K / H_1] \geq 1 - \beta \quad (15)$$

Учитывая, что при справедливости гипотезы H_0 $\sigma_u^2 = \sigma^2$, запишем неравенства связывающие $(1-\alpha)$ и β - процентные точки $F_{K-1, n(K-1)}$ – распределение с критической статистикой F_K :

$$F_{K-1, n(K-1), (1-\alpha)} \leq F_K (1+n)^{-1} \quad (16)$$

$$F_{K-1, n(K-1), \beta} \geq F_K (1+n \cdot \sigma_u^2 / \sigma^2)^{-1} \quad (17)$$

Из (16) и (17) следует:

$$F_{K-1, n(K-1), (1-\alpha)} \cdot (1+n) \leq F_K \leq F_{K-1, n(K-1), \beta} \cdot (1+n \cdot \sigma_u^2 / \sigma^2) \quad (18)$$

Разделим все части неравенства (18) на $F_{K-1, n(K-1), \beta}$ и на $(1+n)$ и учтем, что

$$\frac{F_{K-1, n(K-1), 1-\alpha}}{F_{K-1, n(K-1), \beta}} = \frac{\chi_{K-1, 1-\alpha}^2}{\chi_{K-1, \beta}^2}, \quad (19)$$

где правая часть - это отношение процентных точек χ_{K-1}^2 – распределения. Тогда минимальные значения числа групп K_{\min} , обеспечивающее выполнение неравенства (18), должно соответствовать условию

$$\frac{\chi_{K_{\min}-1, 1-\alpha}^2}{\chi_{K_{\min}-1, \beta}^2} \leq \left(\frac{1 + n \cdot \frac{\sigma_u^2}{\sigma^2}}{1 + n} \right). \quad (20)$$

Практические результаты исследований. Используем известную информацию о старении трансформаторного масла, представленную в табл. 3 литературы [4] на основе линейной модели множественной регрессии времени эксплуатации на контролируемые физико-химические показатели качества масла, значения которых контролировались в ходе многолетних профилактических испытаний маслonaполненного энергетического оборудования. Величину отношения σ_u^2 / σ^2 определим через скорректированный коэффициент множественной корреляции (коэффициент детерминации) \bar{R}_P^2 [4]

$$\frac{\sigma_u^2}{\sigma^2} = \frac{\bar{R}_P^2}{1 - \bar{R}_P^2}$$

где p – число контролируемых показателей.

Примем $\Lambda=2$ (1/год) и $n=2$, что соответствует нормам проведения профилактических испытаний [1]. В табл. 3 представлены результаты расчета K_{\min} и минимального времени контроля T для достоверности контроля $D=0,95$ ($\alpha=\beta=0,05$). Значения \bar{R}_P^2 для наборов из p контролируемых показателей взяты из [4]. Величина ε - это правая часть неравенства (20).

Таблица 3

Результаты оценивания минимального времени контроля

Показатели контроля	p	\bar{R}_P^2	σ_u^2/σ^2	ε	T (лет.)
$X_{(1)}$	1	0,82	4,81	3,543	16
$X_{(1)}, X_{(2)}$	2	0,88	7,47	5,317	10
$X_{(1)}, X_{(2)}, X_{(3)}$	3	0,93	15,1	10,419	6
$X_{(1)}, X_{(2)}, X_{(3)}, X_{(4)}$	4	0,96	25,3	17,211	5
$X_{(1)}, X_{(2)}, X_{(3)}, X_{(4)}, X_{(5)}$	5	0,97	28,4	19,275	5

В качестве показателей контроля использовались:

$X_{(1)}$ - кислотнo-щелочное число;

$X_{(2)}$ - температура вспышки;

$X_{(3)}$ – тангенс угла диэлектрических потерь (при 70⁰С);

$X_{(4)}$ – процентное содержание СО (угарного газа);

$X_{(5)}$ – напряжение пробоя.

Основные выводы

1. Оценка минимального времени профилактического контроля на основе случайных моделей дисперсионного анализа позволяет планировать количество измерений исходя из заданной величины достоверности контроля. Как следует из неравенства (20), возможна и обратная процедура расчета достоверности принятия решений при заданном объеме числа измерений. Случайная модель контроля процессов старения имеет преимущество перед регрессионными моделями, так как последние учитывают ошибку контроля только первого рода, что не позволяет оценивать полную достоверность контроля.

2. Контроль на основе случайных моделей использует наиболее мощное правило принятия решений о появлении процессов старения, поскольку не зависит от вида параметрической модели старения и обнаруживает любые отклонения от стационарности как по среднему значению так и по дисперсии.

3. Случайная модель имеет и то преимущество по сравнению с параметрической моделью, что ее критериальная статистика базируется на стандартном широко используемом центральном F – распределении, независимо от априорных предложений о справедливости основной или конкурирующей гипотез H_0 или H_1 . Кроме этого, применение случайной модели компонент дисперсии не исключает использование, например, параметрической модели множественной линейной регрессии, позволяющей решать задачи линейного количественного прогнозирования технического состояния, если случайная модель анализа подтвердила справедливость конкурирующей гипотезы. Достоверность прогноза при этом сохраняется на том же уровне, что и для случайной модели.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Норми випробування електрообладнання. Галузевий керівний документ. ГКД 34.20.302, Київ, 2002. – 216 с.
- [2] Алексеев Б.А. Системы непрерывного контроля состояния крупных силовых трансформаторов. Электрические станции, 2000, №8. –с. 62-71.
- [3] Чичинский М.И. Повреждаемость маслонаполненного оборудования электрических сетей и качество контроля его состояния. Энергетика, 2000, № 11 – с. 29-31.
- [4] Бондаренко В.Е., Шутенко О.В. Оптимизация системы показателей качества трансформаторных масел для технического эксплуатационного контроля маслонаполненного энергетического оборудования. Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті, 2003, №2. –с. 46-50.
- [5] Аракелян В.Г. Перспективы развития физико-химической диагностики маслонаполненного оборудования. Электротехника, 2000, № 5. – с. 35-43.
- [6] Воропай Н.И., Массель Л.В. и др. Организация системы мониторинга энергетического хозяйства России на базе новых информационных технологий. Электричество, 2002, № 9. – с. 2-8.
- [7] Шеффе Г. Дисперсионный анализ. М.: Наука, 1980. –512с.
- [8] Джонсон н., Лион Ф. Статистика и планирование эксперимента в технике и науке: Методы планирования эксперимента. –М. : Мир, 1981. –520 с.

Поступила 27.01.2005

ОСОБЕННОСТИ ТОКОВ, ИНДУЦИРОВАННЫХ НИЗКОЧАСТОТНЫМ ПОЛЕМ ОДНОВИТКОВОГО СОЛЕНОИДА В ПЛОСКИХ ЛИСТОВЫХ МЕТАЛЛАХ

Батыгин Ю.В., д.т.н., проф., Лавинский В.И., д.т.н., проф.

Национальный технический университет Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Высшая математика",
кафедра "Сопротивление материалов"
тел. (057) 707-60-87, Email: batygin@kpi.kharkov.ua, lavinsky@kpi.kharkov.ua

Чаплыгин Е.А.

Харьковский Национальный автомобильно-дорожный университет
Украина, 61002, Харьков, ул. Петровского, 25, "Автомобильная электроника"
тел. (057) 707-37-74, Email: chaplygin_e_a@mail.ru

В дійсній роботі проведено теоретичний аналіз електродинамічних процесів збудження вихрових струмів у плоских листових металах. Показано, що у випадку режиму різкого поверхневого ефекту (ідеально провідна заготовка) індукований струм є дзеркальним відображенням струму в індукторі. Їх напрямлення протилежні (або зсув за фазою $\sim \pi$). У випадку низькочастотних полів (тонкостінний метал) зсув за фазою між ними скорочується до величини $\sim \pi / 2$. Зміна напрямлення індукованого струму у зрівнянні з режимом різкого поверхневого ефекту не відбувається.

В настоящей работе проведен теоретический анализ электродинамических процессов возбуждения вихревых токов в плоских листовых металах. Показано, что в случае режима резкого поверхностного эффекта (идеально проводящая заготовка) индуцированный ток является зеркальным отражением тока в индукторе. Их направления противоположны (или сдвиг по фазе $\sim \pi$). В случае низкочастотных полей (тонкостенный металл) сдвиг по фазе между ними сокращается до величины $\sim \pi / 2$. Изменения направления индуцированного тока по сравнению с режимом резкого поверхностного эффекта не происходит.

В экспериментах с плоскими одновитковыми индукторными системами при деформировании тонкостенных листовых заготовок на низких частотах возбуждаемых полей был зафиксирован эффект притяжения заготовки к индуктору. Так, при протекании токового импульса воздействие пондермоторных сил приводило к притяжению металла и образованию вмятины сферической формы на участке ровной поверхности листовой заготовки, расположенном напротив внутреннего отверстия витка индуктора [1].

Известно, что силовое взаимодействие поля с проводящей средой обусловлено возбуждением сил Лоренца. Их направление определяется взаимным расположением вектора магнитной напряженности и вектора индуцированного тока.

В традиционной магнитно-импульсной обработке металлов силовое воздействие на заготовку в режиме резкого скин-эффекта (высокие рабочие частоты и незначительные диффузионные явления) имело известный характер её отталкивания от индуктора. Обработываемый металл подвергался, так называемому, магнитному давлению [2]. При этом никаких сомнений направление вектора силы не вызывало, так как его амплитуда определялась как разность квадратов касательных компонент напряженности магнитного поля на граничных поверхностях обрабатываемого металла (в сторону её меньшего значения).

Естественно предположить, что в случае достаточно низких частот физическое объяснение обнаруженного феномена притяжения может состоять в изменении направления (или соответствующем фазовом сдвиге) тока, индуцированного в металле листовой заготовки внешним магнитным полем. Эта гипотеза, прежде всего, нуждается в теоретическом анализе.

Цель настоящего рассмотрения - электродинамический анализ процессов возбуждения вихревых токов в металле тонкостенной листовой заготовки низкочастотным магнитным полем плоского одновиткового индуктора. Расчетная модель исследуемой индукторной системы представлена на рис. 1.

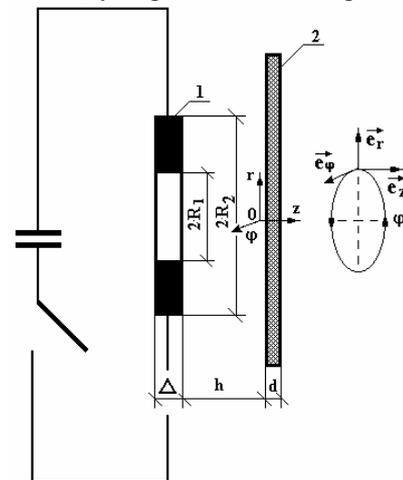


Рис. 1. Схема индукторной системы с одновитковым соленоидом (1) и плоской листовой заготовкой (2), ($\vec{e}_r, \vec{e}_\varphi, \vec{e}_z$ - направляющие орты цилиндрической системы координат)

Принятая модель максимально соответствует реальной конструкции, содержащей одновитковый соленоид, как источник импульсного магнитного поля, и расположенную поверх него тонкостенную листовую заготовку.

В цилиндрической системе координат, связанной с рассматриваемой индукторной системой, примем следующие допущения.

- Виток индуктора достаточно тонок и "прозрачен" для действующих полей ($\Delta \rightarrow 0$), так что его металл не оказывает никакого влияния на протекающие электромагнитные процессы.

- Система обладает аксиальной симметрией, так что $\frac{\partial}{\partial \varphi} = 0$ (φ - полярный угол).

- Поперечные размеры индукторной системы настолько велики, что в рамках поставленной задачи их можно считать бесконечными.

- В индукторе течёт ток $I(t)$, временные параметры которого таковы, что в расчётах вполне приемлемо известное условие квазистационарности происходящих электромагнитных процессов, так что $\frac{\omega}{c} \cdot l \ll 1$ (здесь ω - циклическая частота процесса, c - скорость света в вакууме, l - наибольший характерный геометрический размер системы, в данном случае - это поперечный размер, $l \gg 2R_2$).

- Листовая заготовка является достаточно тонкостенной с геометрической - $\frac{d}{R_{1,2}} \ll 1$ и электродинамической - $\omega \cdot \tau \ll 1$ точек зрения (в последнем неравенстве: $\tau = \mu_0 \cdot \gamma \cdot d^2$, μ_0 - магнитная проницаемость вакуума, γ - удельная электропроводность металла заготовки, d - её толщина).

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 [2, 3]:

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

где p - параметр преобразования Лапласа; $j_\varphi(t, r, z)$ -

плотность стороннего тока в индукторе,

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

$j_\varphi(p, r, z) = L\{j_\varphi(t, r, z)\}$; $j_\varphi(p, r, z) = (p \cdot \varepsilon_0 + \lambda) \cdot E_\varphi(p, r, z)$;

$j_\varphi(p, r, z) = j(p) \cdot f(r) \cdot \delta(z+h)$; $j(p) = \frac{I(p)}{R_2 - R_1}$;

$f(r)$ - функция радиального распределения тока в витке индуктора; $\delta(z+h)$ - дельта функция Дирака.

При решении поставленной задачи выделим следующие области:

а) полупространство вне листовой заготовки со стороны индуктора - $z \in (-\infty, 0]$;

б) область металла листовой заготовки - $z \in [0, d]$;

в) свободное полупространство с внешней стороны листовой заготовки - $z \in [d, \infty)$.

Из дифференциальных уравнений (1) - (3) в рамках принятых допущений получим уравнения для азимутальной компоненты напряжённости электрического поля $E_\varphi(p, r, z)$ в выделенных областях.

Вне металла листовой заготовки со стороны индуктора ($z \in (-\infty, 0]$) получаем, что

$$\frac{\partial^2 E_\varphi(p, r, z)}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot E_\varphi(p, r, z)) \right) \approx p \cdot \mu_0 \cdot j_\varphi(p, r, z) \quad (4)$$

В металле листовой заготовки ($z \in [0, d]$) имеем:

$$\frac{\partial^2 E_\varphi(p, r, z)}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot E_\varphi(p, r, z)) \right) - p \cdot \gamma \cdot \mu_0 \cdot E_\varphi(p, r, z) = 0 \quad (5)$$

Вне металла листовой заготовки ($z \in [d, \infty)$) имеем:

$$\frac{\partial^2 E_\varphi(p, r, z)}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot E_\varphi(p, r, z)) \right) \approx 0. \quad (6)$$

Условию ограниченности радиального распределения $E_\varphi(p, r, z)$ из уравнений (4) - (6) при $r = 0$ и $r = \infty$ удовлетворяет интегральное преобразование Фурье-Бесселя [3]:

$$E_\varphi(p, r, z) = \int_0^\infty E_\varphi(p, \lambda, z) \cdot J_1(\lambda r) \cdot \lambda \cdot d\lambda, \quad (7)$$

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

В соответствии с (7) уравнения (4) - (6) приводятся к обыкновенным дифференциальным уравнениям второго порядка:

а) вне металла листовой заготовки со стороны индуктора, $z \in (-\infty, 0]$:

$$\frac{d^2 E_\varphi(p, \lambda, z)}{dz^2} - \lambda^2 \cdot E_\varphi(p, \lambda, z) = K(p, \lambda) \cdot \delta(z+h), \quad (8)$$

где $K(p, \lambda) = \mu_0 \cdot j(p) \cdot f(\lambda)$; $f(\lambda) = \int_0^\infty f(r) \cdot J_1(\lambda \cdot r) \cdot r \cdot dr$;

б) в металле листовой заготовки, $z \in [0, d]$:

$$\frac{d^2 E_\varphi(p, \lambda, z)}{dz^2} - (\lambda^2 + p \cdot \mu_0 \cdot \lambda) \cdot E_\varphi(p, \lambda, z) = 0, \quad (9)$$

в) вне металла листовой заготовки, $z \in [d, \infty)$:

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

Общие интегралы уравнений (8), (9) и (10) для выделенных областей имеют вид:

а) в полупространстве вне листовой заготовки со стороны витка индуктора ($z \in (-\infty, 0]$) условию ограниченности при $z \rightarrow -\infty$ удовлетворяет функция:

$$E_\varphi^{(1)}(p, \lambda, z) = C(p, \lambda) \cdot e^{\lambda z} + \frac{K(p, \lambda)}{\lambda} \cdot \eta \cdot (z+h) \cdot sh(z+h), \quad (11)$$

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

б) в металле листовой заготовки ($z \in [0, d]$):

$$E_{\Phi}^{(2)}(p, \lambda, z) = D_1(p, \lambda) \cdot e^{q(p, \lambda) \cdot z} + D_2(p, \lambda) \cdot e^{-q(p, \lambda) \cdot z}, \quad (12)$$

где $D_1(p, \lambda), D_2(p, \lambda)$ произвольные постоянные интегрирования, $q(p, \lambda) = \sqrt{\lambda^2 + p \cdot \mu_0 \cdot \gamma}$;

в) в пространстве за листовой заготовкой ($z \in [d, \infty)$) условием ограниченности при $z \rightarrow \infty$ удовлетворяет функция:

$$E_{\Phi}^{(3)}(p, \lambda, z) = B(p, \lambda) \cdot e^{-\lambda z}, \quad (13)$$

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

Из уравнения (3) с помощью (11), (12) и (13) находим тангенциальную компоненту напряжённости магнитного поля:

а) $z \in (-\infty, 0]$:

$$H_r^{(1)}(p, \lambda, z) = \frac{\lambda}{p \mu_0} \times (C(p, \lambda) \cdot e^{\lambda z} + \frac{K(p, \lambda)}{\lambda} \cdot \eta \cdot (z+h) \cdot ch(z+h)); \quad (14)$$

б) $z \in [0, d]$:

$$H_{\Phi}^{(2)}(p, \lambda, z) = \frac{q(p, \lambda)}{p \cdot \mu_0} (D_1(p, \lambda) \cdot e^{q(p, \lambda) \cdot z} - D_2(p, \lambda) \cdot e^{-q(p, \lambda) \cdot z}), \quad (15)$$

в) $z \in [d, \infty)$:

$$H_{\Phi}^{(3)}(p, \lambda, z) = -\frac{\lambda}{p \cdot \mu_0} \cdot B(p, \lambda) \cdot e^{-\lambda \cdot z}. \quad (16)$$

Из условия непрерывности касательных компонент напряжённости электромагнитного поля на границах выделенных областей получаем системы алгебраических уравнений для определения неизвестных произвольных постоянных интегрирования в выражениях (11) - (16):

$z = 0$:

$$\begin{cases} \tilde{N}(p, \lambda) + p \cdot \mu_0 \cdot j(p) \cdot \frac{f(\lambda)}{\lambda} \cdot sh(\lambda h) = D_1(p, \lambda) + D_2(p, \lambda); \\ \tilde{N}(p, \lambda) + p \cdot \mu_0 \cdot j(p) \cdot \frac{f(\lambda)}{\lambda} \cdot ch(\lambda h) = \frac{q(p, \lambda)}{\lambda} (D_1(p, \lambda) - D_2(p, \lambda)); \end{cases} \quad (17)$$

$z = d$:

$$\begin{cases} D_1(p, \lambda) \cdot e^{q(p, \lambda) d} + D_2(p, \lambda) \cdot e^{-q(p, \lambda) d} = B(p, \lambda) \cdot e^{-\lambda d}; \\ \frac{q_2(p, \lambda)}{\lambda} \cdot (D_1(p, \lambda) \cdot e^{q(p, \lambda) d} - D_2(p, \lambda) \cdot e^{-q(p, \lambda) d}) = -B(p, \lambda) \cdot e^{-\lambda d}. \end{cases} \quad (18)$$

В конечном итоге нас интересует электрическое поле в металле заготовки.

Исключая произвольные постоянные интегрирования $C(p, \lambda)$ и $B(p, \lambda)$ в системах уравнений (17) и

(18), находим неизвестные произвольные постоянные интегрирования $D_1(p, \lambda)$ и $D_2(p, \lambda)$.

После соответствующих подстановок в формулу (12) и выполнения обратного преобразования Фурье-Бесселя получаем, что

$$E_{\Phi}^{(2)}(p, r, z) = -2p \cdot \mu_0 \cdot j(p) \times \int_0^{\infty} \left\{ \frac{f(\lambda) \cdot e^{-\lambda h}}{G(p, \lambda)} \cdot (sh(q(p, \lambda) \cdot (z-d)) - \frac{q(p, \lambda)}{\lambda} \cdot ch(q(p, \lambda) \cdot (z-d))) \right\} \cdot J_1(\lambda \cdot r) d\lambda, \quad (19)$$

где

$$G(p, \lambda) = \left(1 - \frac{q(p, \lambda)}{\lambda}\right)^2 \cdot e^{-q(p, \lambda) \cdot d} - \left(1 + \frac{q(p, \lambda)}{\lambda}\right)^2 \cdot e^{q(p, \lambda) \cdot d}.$$

Выражение (19) помножим на удельную электропроводность металла заготовки и проинтегрируем по её толщине. Получим линейную плотность индуцированного тока.

$$j_{\Phi}(p, r) = \gamma \cdot \int_0^d E_{\Phi}(p, r, z) dz = 4\mu_0 \cdot \gamma \cdot p \cdot j(p) \int_0^{\infty} \frac{f(\lambda) \cdot e^{-\lambda h} \cdot sh\left(q(p, \lambda) \frac{d}{2}\right)}{G(p, \lambda) \cdot q(p, \lambda)} \times \left(sh\left(q(p, \lambda) \frac{d}{2}\right) + \frac{q(p, \lambda)}{\lambda} \cdot ch\left(q(p, \lambda) \frac{d}{2}\right) \right) \cdot J_1(\lambda r) d\lambda. \quad (20)$$

Проанализируем полученный результат в предельных физических ситуациях.

Первая из них имеет место при идеальной проводимости металла заготовки, то есть $\gamma \rightarrow \infty$. Продольное волновое число в этом случае не зависит от параметра (его физический смысл - радиальное волновое число) интегрального преобразования Фурье-Бесселя и будет равно: $q(p, \lambda) \approx \sqrt{p \cdot \mu_0 \cdot \gamma}$.

В выражении (20) выполним соответствующий предельный переход.

После обратного преобразования Лапласа находим, что

$$j_{\Phi}(t, r) \approx -j(t) \cdot \int_0^{\infty} f(\lambda) \cdot e^{-\lambda h} \cdot \lambda \cdot J_1(\lambda r) d\lambda. \quad (21)$$

При достаточно малом расстоянии от витка индуктора до заготовки при $h \rightarrow 0$ имеем:

$$j_{\Phi}(t, r) \Big|_{\gamma \rightarrow \infty, h \rightarrow 0} \approx -j(t) \cdot \int_0^{\infty} f(\lambda) \cdot \lambda \cdot J_1(\lambda r) d\lambda = -j(t) \cdot f(r). \quad (22)$$

Интегрируя по r правую и левую части выражения (22), находим связь между током индуктора и величиной полного тока, индуцированного в заготовке:

$$I_{\varphi}(t) = \int_0^{\infty} \left(j_{\varphi}(t, r) \Big|_{\gamma \rightarrow \infty, h \rightarrow 0} \right) dr =$$

$$= -j(t) \cdot \int_{R_1}^{R_2} f(r) dr = -I_i(t). \quad (23)$$

Результат (23) показывает, что в случае идеальной проводимости металла заготовки при достаточно малом зазоре между ней и витком, возбуждаемый вихревой ток является зеркальным отражением тока в индукторе. То есть, токи равны между собой, но направлены противоположно. Этот известный физический результат свидетельствует о достоверности полученных решений.

Следующая идеализация имеет место при достаточной тонкостенности листовой заготовки ($\omega \cdot \tau \ll 1$, [2]). В этом случае для продольного волнового числа в металле приемлема оценка:

$$|p \cdot \mu_0 \cdot \gamma| \ll \lambda^2; \quad q(p, \lambda) \approx \lambda. \quad (24)$$

Выполним предельный переход в формуле (20) при условии (24).

После обратного преобразования Лапласа получим, что

$$j_{\varphi}(t, r) \Big|_{q_2(p, \lambda) \approx \lambda} \approx -\frac{\tau}{2 \cdot d^2} \cdot \frac{dj(t)}{dt} \cdot f_{\varphi}(r), \quad (25)$$

где $f_{\varphi}(r)$ - функция, описывающая радиальное распределение тока в заготовке,

$$f_{\varphi}(r) = \int_0^{\infty} f(\lambda) \cdot e^{-\lambda \cdot h} \cdot \frac{1 - e^{-\lambda \cdot d}}{\lambda} \cdot J_1(\lambda r) \cdot d\lambda.$$

Для наглядности, оценим радиальное распределение индуцированного тока для витка достаточно малой ширины. Принятое допущение позволяет считать, что ток индуктора распределён по радиусу практически равномерно. Тогда имеем:

$$f(r) \approx \eta \cdot (r - R_1) - \eta \cdot (r - R_2);$$

$$f(\lambda) = \int_{R_1}^{R_2} r \cdot J_1(\lambda r) \cdot dr.$$

В этом случае:

$$f_{\varphi}(r) = \int_0^{\infty} \left(\int_{R_1}^{R_2} r \cdot J_1(\lambda r) \cdot dr \right) \cdot e^{-\lambda h} \cdot \frac{1 - e^{-\lambda d}}{\lambda} \cdot J_1(\lambda r) \cdot d\lambda. \quad (26)$$

Для конкретных расчётов положим, что $h=d=0.0005\text{м}$, $R_1=0.05\text{м}$, $R_2=1.25 \cdot R_1 \approx 0.0625\text{м}$.

На рис.2 приведен график для функции $f(\lambda)$, иллюстрирующий количественную зависимость от параметра преобразования λ . Эта зависимость позволяет оценить частотный диапазон действующих полей, для которого принятая идеализация может иметь место на практике.

На рис.3 приведены результаты вычислений по формуле (26) (с нормировкой на максимум).

Практический смысл графических зависимостей на рис.3 сводится к следующим утверждениям:

- на высоких частотах в режиме резкого поверхностного эффекта ток, индуцированный в заготовке, сконцентрирован в зоне витка индуктора;

- на низких частотах диффузионные эффекты в тонкостенных металлах приводят к значительному растеканию индуцированного тока по радиусу;

- последнее утверждение говорит о том, что силовое воздействие на обрабатываемую листовую заготовку происходит не только в области витка индуктора, но в области его внутреннего отверстия (этот факт имеет своё экспериментальное подтверждение).

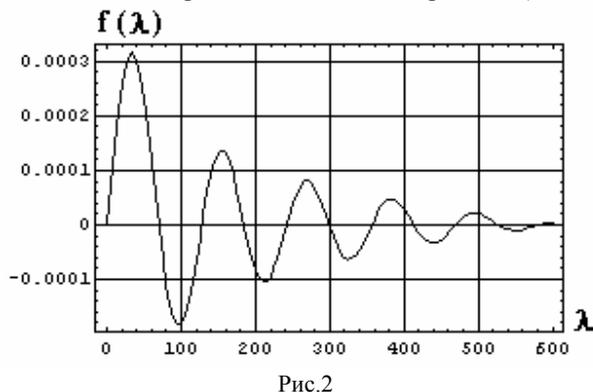


Рис.2

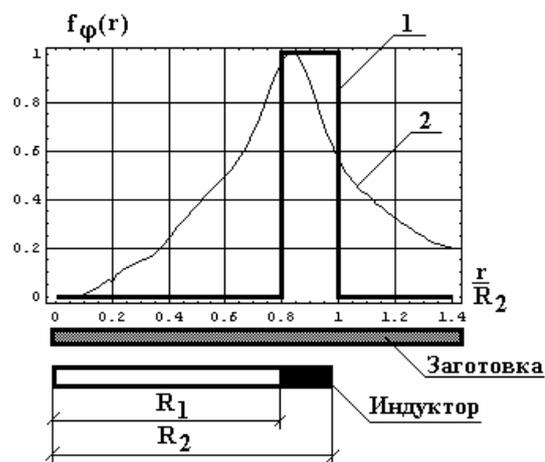


Рис.3. Радиальное распределение тока в листовой заготовке, 1 - соответствует идеально проводящему металлу; 2 - соответствует тонкостенному металлу

Далее, результат (26) проинтегрируем по $r \in [0, \infty)$.

После необходимых математических преобразований найдём величину полного тока, индуцируемого в металле листовой заготовки при достаточно малой её толщине, электропроводности или очень низких рабочих частотах действующего поля.

Сравнение формул для индуцированных токов в случае идеально проводящей (23) и тонкостенной (27) заготовок показывает, что удаление от режима резкого поверхностного эффекта приводит к изменению характера взаимосвязи между током индуктора и индуцированного тока:

$$I_{\varphi}(t) = -\frac{dI_i(t)}{dt} \cdot \left(\frac{\tau}{2d^2} \cdot \int_0^{\infty} f(\lambda) \cdot e^{-\lambda h} \cdot \frac{1 - e^{-\lambda d}}{\lambda^2} d\lambda \right). \quad (27)$$

В первом случае в металле заготовки возбуждается ток, направленный противоположно току индуктора. Во втором - индуцированный ток также направлен противоположно, но пропорционален первой производной (то есть скорости нарастания!) тока индуктора.

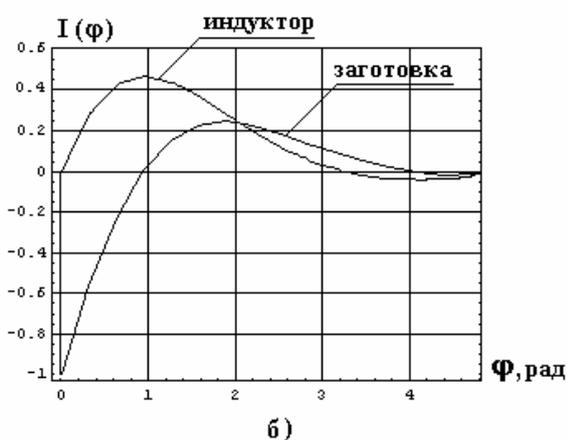
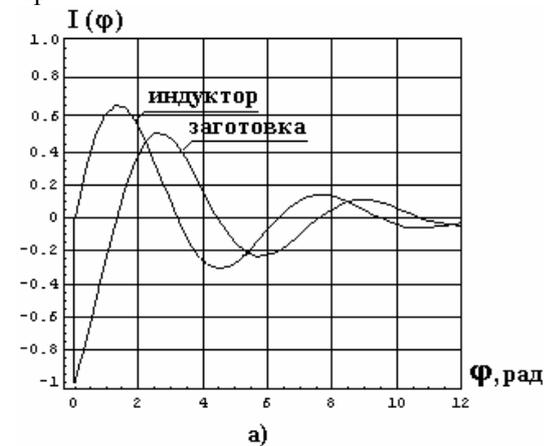


Рис.4. Временные зависимости токов в индукторе и листовой заготовке при различных частотах действующих полей (рабочая частота тока на рис.4а в три раза выше, чем тока на рис.4,б)

Если принять во внимание характерную для магнитно-импульсной обработки металлов форму импульса в разряде (экспоненциально затухающая синусоида), то указанное различие практически означает, что между током, индуцированным в режиме резкого скин-эффекта, и током, индуцированным в режиме существенной диффузии поля, должен иметь место сдвиг по фазе, приближающийся к значению $\sim \pi/2$.

В качестве визуальной иллюстрации на рис.4 приведены графики временных функций для токов в заготовке при различных значениях рабочих частот.

Заканчивая рассмотрение выделенных идеализаций, следует оценить (хотя бы ориентировочно!) значения рабочих частот, для которых практически реализуется последний режим.

Из первого неравенства в (24) можно получить, что $f \ll \frac{\lambda_{\max}^2}{2\pi \cdot \mu_0 \cdot \gamma}$. Величина λ_{\max} определяется из графика на рис.2, $\lambda_{\max} \approx 600$ (для более высоких значений $f(\lambda) \approx 0$, и подынтегральные функции в не-

собственных интегралах (21)-(27) обращаются в нуль!).

Так, для стали с удельной электропроводностью $\gamma = 0.2 \cdot 10^7 \frac{1}{\text{Ом} \cdot \text{м}}$ находим: $f \ll 22.8 \text{ кГц}$.

Практически, эта оценка показывает, что для рабочей частоты $f \ll 22.8 \text{ кГц}$ установленный эффект фазового сдвига индуцированного тока может иметь место. Хотя следует ещё раз отметить, что данная оценка носит весьма ориентировочный характер.

ВЫВОДЫ

1. Теоретически проанализирован процесс возбуждения вихревых токов низкочастотным импульсным магнитным полем одновиткового индуктора в плоской листовой металлической заготовке.

2. Показано, что в случае режима резкого поверхностного эффекта (идеально проводящая заготовка) индуцированный ток является зеркальным отражением тока в индукторе. Их направления противоположны (или сдвиг по фазе $\sim \pi$).

3. В случае низкочастотных полей (тонкостенный металл)

- пространственное распределение наведенного тока растягивается в радиальном направлении по отношению к геометрии тока в индукторе;
- сдвиг по фазе между этими токами сокращается до величины $\sim \pi/2$;
- изменения направления индуцированного тока по сравнению с режимом резкого поверхностного эффекта не происходит.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Yu.V.Batygin, V.I.Lavinsky, L.T.Khimenko, Direction Change of the Force Action upon Conductor under Frequency Variation of the Acting magnetic Field. Proceedings of the 1-st International Conference on High Speed Metal Forming. March 31/April 1, 2004. Dortmund, Germany. P.157-160.
- [2] Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т., Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Том 1. Издание второе, переработанное и дополненное. Под общей ред. д.т.н., проф. Батыгина Ю.В. Харьков: изд. МОСТ-Торнадо. 2003. 284 с.
- [3] Дж.Мэтьюз, Р.Рокер, Математические методы физики. Перевод с английского канд.физ.-мат наук В.П. Крайнова. Москва: Атомиздат. 1972. 399 с.

Поступила 02.12.2004

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ С ИЗОЛИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬЮ В ФАЗНЫХ КООРДИНАТАХ

Веприк Ю.Н., к.т.н., Лебедка С.Н., Веприк В.Ю.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Передача электрической энергии"
тел. (057) 707-62-46

Отримана математична модель перехідних процесів в електричній мережі з ізолюваною нейтраллю у фазних координатах. Розрахунок перехідного процесу при використанні неявних методів і представленні трифазних елементів на кроці інтегрування дискретними моделями дозволяє звести розв'язання системи диференціальних рівнянь до багаторазового формування і розв'язання системи алгебраїчних рівнянь.

Получена математическая модель переходных процессов в электрической сети с изолированной нейтралью в фазных координатах. Расчет переходного процесса при использовании неявных методов и представлении трехфазных элементов на шаге интегрирования дискретными моделями позволяет свести решение системы дифференциальных уравнений к многократному формированию и решению системы алгебраических уравнений.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

Однофазные замыкания на землю являются наиболее частым видом повреждений в электрических сетях с изолированной нейтралью. Они сопровождаются переходными процессами, вызываемыми горением перемежающихся дуг. Это приводит к появлению перенапряжений и бросков тока, которые оказывают негативное влияние на оборудование электроэнергетических систем. Поэтому возможно более полное воспроизведение и исследование переходных процессов в электрических сетях с изолированной нейтралью необходимо для решения целого ряда вопросов эксплуатации: для оценки влияния переходных процессов на оборудование системы, выбора средств защиты, согласования работы средств защиты и автоматики [1, 2].

АНАЛИЗ ПУБЛИКАЦИЙ

Методики расчета установившихся и переходных режимов электрических систем с использованием фазных координат разрабатываются рядом авторов [3, 4, 5]. Неподвижная система координат (фазные координаты) представляется наиболее естественной системой отсчета, так как при ее использовании в уравнения входят реальные параметры элементов электрической системы и параметры их режима – активные сопротивления, индуктивности, емкости фаз, собственные и взаимные индуктивности и емкости фаз воздушных и кабельных линий, обмоток электрических машин и трансформаторов, токи и напряжения в обмотках машин и фазных проводах линий. Математические модели электрических систем в переходных и установившихся режимах на основе уравнений в фазных координатах являются наиболее универсальными и обеспечивают решение широкого круга задач. Однако достаточно полные модели переходных процессов в фазных координатах пока отсутствуют, что обусловлено тем, что эти сети как объект исследования

имеют целый ряд особенностей, усложняющих задачу. Поэтому для моделирования используются, как правило, либо упрощенные, либо типовые схемы с целью получения аналитического описания переходных процессов.

ВОПРОСЫ, ТРЕБУЮЩИЕ РЕШЕНИЯ

Возможности современных ЭВМ позволяют выполнить разработку достаточно полных моделей на основе уравнений в фазных координатах, учитывающих электромагнитное и электростатическое влияние фаз, нелинейные эффекты и другие факторы. Модели электрических (как и любых других технических) систем могут быть реализованы как на микро-, так и на макроуровне [6], различающихся степенью детализации рассмотрения процессов в сети. Микроуровнем для электрических сетей можно считать модели, основанные на построении и использовании схем замещения, элементами которых являются двухполюсные резистивные, индуктивные и емкостные элементы (R, L-, C-элементы), не подлежащие дальнейшему делению. Область применения моделей, ориентированных на этот уровень декомпозиции, ограничена системами небольшого объема. При разработке математической модели, соответствующей уровню сложности реальных электрических сетей с изолированной нейтралью, необходимо перейти на более высокий уровень декомпозиции (макроуровень), на котором в качестве элементов рассматриваются не двухполюсные элементы, а трехфазные многополюсники, соответствующие трехфазным воздушным и кабельным линиям, трансформаторам, источникам и потребителям электрической энергии.

Для получения математической модели переходных процессов в электрических сетях с изолированной нейтралью в фазных координатах на макроуровне должны быть решены следующие задачи:

– разработка моделей элементов электрической

сети на макроуровне, при представлении их трехфазными многополюсниками;

– формирование дифференциальных уравнений переходных процессов в электрической сети с многополюсными элементами,

– решение систем уравнений с матрицами блочной структуры на шаге численного интегрирования.

При этом необходимо учитывать то, что, во-первых, объемы и уровень сложности этих сетей таковы, что даже при моделировании на макроуровне порядок систем дифференциальных уравнений для сложных схем оказывается высоким, процедура формирования таких систем трудоемка и должна быть формализованной, во-вторых, задачи формирования и решения систем уравнений усложняются тем, что схема электрической сети содержит как индуктивные, так и емкостные элементы [7].

Возможные пути решения перечисленных выше задач рассматриваются ниже.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В СЕТИ С ИЗОЛИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬЮ В ФАЗНЫХ КООРДИНАТАХ

Разработанная математическая модель электрических сетей в переходных режимах основана на следующих положениях:

– элементы сети (трехфазные многополюсники) и электрическая сеть в целом представляются уравнениями в фазных координатах;

– дифференциальные уравнения отдельных элементов сети аппроксимируются разностными уравнениями на основе формул неявных методов численного интегрирования и представляются в форме, разрешенной относительно токов;

– для формирования системы уравнений на шаге численного интегрирования принят узловый метод, причем метод модифицирован применительно к схеме с многополюсными элементами;

– решение системы узловых уравнений на шаге выполняется прямыми методами, также модифицированными с учетом блочной структуры матриц коэффициентов узловых уравнений.

Основные положения, принятые при разработке, ниже проиллюстрированы на примере фрагмента трехфазной электрической сети (рис. 1).

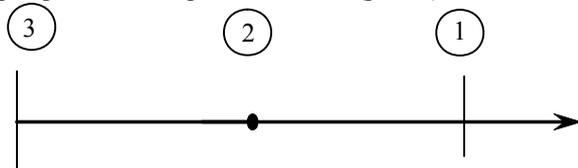


Рис. 1. Фрагмент схемы электрической сети

Трехфазная сеть представляется состоящей из продольных и поперечных трехфазных многополюсников, дифференциальные уравнения которых в векторно-матричной форме имеют вид:

– продольный пассивный трехфазный многополюсник:

$$[\Delta U]_{ij} = [L]_{ij} \cdot \frac{d}{dt} [i]_{ij} + [R]_{ij} \cdot [i]_{ij}; \quad (1)$$

– продольный трехфазный многополюсник, присоединенный к источнику питания (ЭДС):

$$[U]_i - [\bar{E}]_i = [L]_i \cdot \frac{d}{dt} [i]_i + [R]_i \cdot [i]_i; \quad (2)$$

– поперечный трехфазный многополюсник емкостного характера:

$$[i]_c = [G] \cdot [\bar{U}] + [C] \cdot \frac{d}{dt} [U]; \quad (3)$$

– поперечный трехфазный многополюсник индуктивного характера в узле i :

$$[\bar{U}]_i = [\bar{L}]_i \cdot \frac{d}{dt} [i] + [R]_i \cdot [i]. \quad (4)$$

Применив к (1) - (4) формулу численного интегрирования неявного метода Эйлера-Коши

$$[i]_{ij}^{(k+1)} = [i]_{ij}^{(k)} + h \cdot \left(\frac{di_{ij}}{dt} \right)^{(k+1)};$$

$$[u_{ij}]^{(k+1)} = [u_{ij}]^{(k)} + h \cdot \left(\frac{du_{ij}}{dt} \right)^{(k+1)},$$

получим:

$$[i]^{(k+1)} = [A_{LW}] \cdot [i]^{(k)} + [Y_{LW}] \cdot [\Delta U]^{(k)} + [Y_{LW}] \cdot [\Delta U]^{(k+1)};$$

$$[i]_i^{(k+1)} = [A_{LW}]_i \cdot [i]^{(k)} + [Y_{LW}]_i \cdot [U]_i^{(k+1)} + [Y_{LW}]_i \cdot ([U]_i^{(k)} - [E]_i^{(k)} - [E]_i^{(k+1)});$$

$$[i]_0^{(k+1)} = -[i]^{(k)} + [Y_{C-u}] \cdot [U]^{(k)} + [Y_{Cu}] \cdot [U]^{(k+1)};$$

$$[i]_H^{(k+1)} = [A_{Lu}]_H \cdot [i]_H^{(k)} + [Y_{Lu}]_H \cdot [U]^{(k)} + [Y_{Lu}]_H \cdot [U]^{(k+1)},$$

где $[Y_{LW}] = [k]^{-1} \cdot \frac{h}{2} [L]^{-1}$, $[A_{LW}] = ([k]^{-1} - [Y_{LW}]) \cdot [R]$

$[Y_{C-u}] = ([G] - \frac{h}{2} \cdot [C])$, $[Y_{Cu}] = ([G] + \frac{h}{2} \cdot [C])$ – матрицы

дискретных параметров соответствующих элементов.

Фрагменту трехфазной электрической сети (рис. 1) при этом можно поставить в соответствие дискретную схему замещения на шаге численного интегрирования дифференциальных уравнений сети (рис. 2).

Дискретная схема замещения содержит трехфазные многополюсники, соответствующие продольным и поперечным трехфазным ветвям. Продольные ветви, соответствующим участкам воздушных или кабельных линий, характеризуются дискретными параметрами A_{Lwij} , Y_{Lwij} , поперечные емкостные – Y_{Cui} , Y_{Lui} , индуктивные – A_{Lui} , Y_{Lui} .

Дискретная схема замещения используется для составления системы конечно-разностных алгебраических уравнений на шаге численного интегрирования.

При заданном законе изменения напряжения во времени в одном из узлов схемы, например, в узле 3, неизвестными являются напряжения остальных узлов

– 1 и 2 (независимые узлы). В каждом из независимых узлов для момента времени $t = t^{(k+1)}$ переходного процесса система уравнений по первому закону Кирхгофа имеет вид:

$$\text{узел 1: } i_{12}^{(k+1)} + i_{L1}^{(k+1)} + i_{C1}^{(k+1)} = 0,$$

$$\text{узел 2: } i_{21}^{(k+1)} + i_{23}^{(k+1)} + i_{C2}^{(k+1)} = 0,$$

или, в развернутом виде, с учетом дискретных уравнений соответствующих элементов:

$$\begin{aligned} \text{узел 1: } & [A_{LW}]_{12} \cdot [i]_{12}^{(k)} + [Y_{LW}]_{12} \cdot ([U]_1^{(k)} - [U]_2^{(k)}) + \\ & + [Y_{LW}]_{12} \cdot ([U]_1^{(k+1)} - [U]_2^{(k+1)}) + [A_{Lu}]_{11} \cdot [i]_{L1}^{(k)} + \\ & + [Y_{Lu}]_{11} \cdot [U]_1^{(k)} + [Y_{Lu}]_{11} \cdot [U]_1^{(k+1)} - [i]_{C1}^{(k)} + \\ & + [Y_{C-u}]_{11} \cdot [U]_1^{(k)} + [Y_{Cu}]_{11} \cdot [U]_1^{(k+1)} = 0; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{узел 2: } & [A_{LW}]_{21} \cdot [i]_{21}^{(k)} + [Y_{LW}]_{21} \cdot ([U]_2^{(k)} - [U]_1^{(k)}) + \\ & + [Y_{LW}]_{21} \cdot ([U]_2^{(k+1)} - [U]_1^{(k+1)}) + \\ & + [A_{LW}]_{23} \cdot [i]_{23}^{(k)} + [Y_{LW}]_{23} \cdot ([U]_2^{(k)} - [U]_3^{(k)}) + \\ & + [Y_{LW}]_{23} \cdot ([U]_2^{(k+1)} - [U]_3^{(k+1)}) - [i]_{C2}^{(k)} + \\ & + [Y_{C-u}]_{22} \cdot [U]_2^{(k)} + [Y_{Cu}]_{22} \cdot [U]_2^{(k+1)} = 0. \end{aligned}$$

Узловые напряжения и токи по ветвям в момент времени $t = t^{(k)}$ известны (из предыдущего шага расчета или из начальных условий). Поэтому, перенеся известные величины в правую часть уравнений, получим:

$$\begin{aligned} & \left([Y_{LW}]_{12} + [Y_{Lu}]_{11} + [Y_{Cu}]_{11} \right) \cdot [U]_1^{(k+1)} - [Y_{LW}]_{12} + \\ & + [U]_2^{(k+1)} = - \left([Y_{LW}]_{12} + [Y_{Lu}]_{11} + [Y_{C-u}]_{11} \right) \cdot [U]_1^{(k)} + \\ & + [Y_{LW}]_{12} \cdot [U]_2^{(k)} - [A_{LW}]_{12} \cdot [i]_{12}^{(k)} - [A_{Lu}]_{11} \cdot [i]_{L1}^{(k)} + [i]_{C1}^{(k)}; \\ & \left([Y_{LW}]_{21} + [Y_{LW}]_{23} + [Y_{Cu}]_{22} \right) \cdot [U]_2^{(k+1)} + \\ & + [Y_{LW}]_{21} \cdot [U]_1^{(k+1)} = [Y_{LW}]_{21} \cdot [U]_1^{(k)} - \\ & - \left([Y_{LW}]_{21} + [Y_{LW}]_{23} + [Y_{C-u}]_{22} \right) \cdot [U]_2^{(k)} - \\ & - [A_{LW}]_{21} \cdot [i]_{21}^{(k)} - [A_{LW}]_{23} \cdot [i]_{23}^{(k)} + [i]_{C2}^{(k)} + \\ & + [Y_{LW}]_{23} \cdot ([U]_3^{(k)} - [U]_3^{(k+1)}) \end{aligned} \quad (5)$$

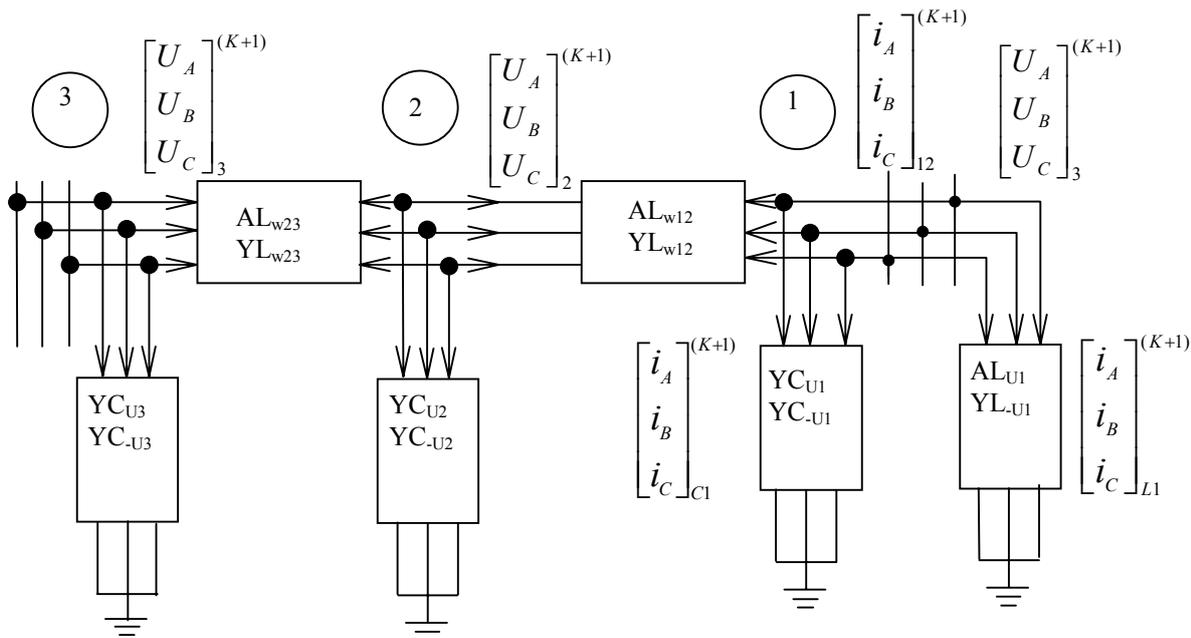


Рис. 2. Дискретная схема замещения на шаге численного интегрирования

Если ввести обозначения:

$$\begin{aligned} [Yd] &= \begin{bmatrix} Yd_{11} & -Yd_{12} \\ -Yd_{21} & Yd_{22} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} (Y_{LW12} + Y_{LU1} + Y_{CU1}) & -Y_{LW12} \\ -Y_{LW21} & (Y_{LW21} + Y_{LW23} + Y_{CU2}) \end{bmatrix}; \\ [Yd'] &= \begin{bmatrix} Yd'_{11} & -Yd'_{12} \\ -Yd'_{21} & Yd'_{22} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} (Y_{LW12} + Y_{LU1} + Y_{C-U1}) & -Y_{LW12} \\ -Y_{LW21} & (Y_{LW21} + Y_{LW23} + Y_{C-U2}) \end{bmatrix}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} [J_{S1}^{(k)}] &= [J_S^{(k)}]_U + [J_S^{(k)}]_{C} + [J_S^{(k)}]_{L} + [J_G^{(k)}] + [J_S^{(k)}]_{W}, \\ \text{где } [J_S^{(k)}]_U &= \begin{bmatrix} J_{SU1} \\ J_{SU2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Yd'_{11} & -Yd'_{12} \\ -Yd'_{21} & Yd'_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1^{(k)} \\ U_2^{(k)} \end{bmatrix}; \\ [J_S^{(k)}]_{C} &= \begin{bmatrix} i_{C1}^{(k)} \\ i_{C2}^{(k)} \end{bmatrix}; [J_S^{(k)}]_{L} = \begin{bmatrix} -AL_{U1} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1}^{(k)} \\ i_{L2}^{(k)} \end{bmatrix}; \\ [J_G^{(k)}] &= \begin{bmatrix} 0 \\ YL_{W23} (U_1^{(k+1)} + U_3^{(k)}) \end{bmatrix}; \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} J_S^{(k)} \\ W \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -ALw_{12} & 0 \\ ALw_{12} & -ALw_{23} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{12}^{(k)} \\ i_{23}^{(k)} \end{bmatrix},$$

то уравнения (5) в матричной форме будут иметь вид:

$$\begin{bmatrix} Yd_{11} & -Yd_{12} \\ -Yd_{21} & Yd_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1^{(k+1)} \\ U_2^{(k+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_{Sf1}^{(k)} \\ J_{Sf2}^{(k)} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Система уравнений (6) позволяет определить мгновенные значения параметров режима на текущем $(k+1)$ -м интервале времени переходного процесса по известным параметрам режима на предыдущем k -м шаге.

Матрица коэффициентов в этой системе формируется из дискретных проводимостей ветвей и содержит собственные (на диагонали) и взаимные (недиагональные) дискретные проводимости узлов сети.

Уравнения (6) для системы электрической сети большого объема и произвольной конфигурации имеют ту же структуру и отличаются только порядком системы и размерностями соответствующих массивов.

Составив уравнения баланса токов для всех независимых трехфазных узлов сети, получим в результате систему уравнений:

$$\begin{aligned} [y_{11}] \cdot [u_1]^{k+1} + \dots + [y_{1i}] \cdot [u_i]^{k+1} + \dots + [y_{1n}] \cdot [u_n]^{k+1} &= [j_1]^k \\ [y_{21}] \cdot [u_1]^{k+1} + \dots + [y_{2i}] \cdot [u_i]^{k+1} + \dots + [y_{2n}] \cdot [u_n]^{k+1} &= [j_2]^k \\ \dots & \dots \\ [y_{il}] \cdot [u_1]^{k+1} + \dots + [y_{ii}] \cdot [u_i]^{k+1} + \dots + [y_{in}] \cdot [u_n]^{k+1} &= [j_i]^k \\ \dots & \dots \\ [y_{n1}] \cdot [u_1]^{k+1} + \dots + [y_{ni}] \cdot [u_i]^{k+1} + \dots + [y_{nn}] \cdot [u_n]^{k+1} &= [j_n]^k \end{aligned}$$

Элементы вектора-столбца $[j]^k$ в правой части полученной системы уравнений зависят от токов индуктивных и напряжений емкостных элементов на предыдущем (k) -м интервале времени и изменяются от шага к шагу. Элементы блоков матрицы $[y_{ij}]$ определяются параметрами R, L, G, C элементов системы и при постоянном шаге интегрирования остаются неизменными.

Решение этой системы уравнений позволяет по параметрам режима схемы на предыдущем шаге численного интегрирования определить параметры режима на очередном интервале времени.

Расчет при постоянном шаге интегрирования ($h = \text{const}$) сводится к корректировке элементов столбца $[j]^k$ с учетом вычисленных на шаге параметров режима и определению новых значений из решения последней системы уравнений.

Использование модели в исследованиях электромагнитных переходных процессов в реальных кабельных электрических сетях объемом до 100 узлов показало ее достаточно высокую точность и эффективность.

ВЫВОДЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ

Получена математическая модель переходных процессов в электрической сети с изолированной нейтралью в фазных координатах. Расчет переходного процесса при использовании неявных методов и представлении трехфазных элементов на шаге интегрирования дискретными моделями позволит свести решение системы дифференциальных уравнений к многократному формированию и решению системы алгебраических уравнений.

Использование модели для исследования переходных процессов в электрических сетях дает возможность определять перенапряжения и броски токов, воздействующих на оборудование сетей, оценивать отрицательные проявления переходных процессов в сетях и эффективность применяемых средств защиты.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Гиндуллин Ф.А., Гольдштейн В.Г., Дульзон А.А., Халилов Ф.Х. Перенапряжения в сетях 6–35 кВ. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 192 с.
- [2] Лихачев Ф.А. Замыкания на землю в сетях с изолированной нейтралью и с компенсацией емкостных токов. – М.: Энергия, 1971. – 152 с.
- [3] Берман А.П. Расчет несимметричных режимов электрических систем с использованием фазных координат // Электричество. – 1985. – № 12. – С. 6-12.
- [4] Сегеда М.С., Равлик О.М., Гроностальська О.І. Обмеження струмів однофазних замикань на землю в електричних мережах 6-35 кВ // Техн. електродинаміка. – 2002. – № 6. – С. 59-61.
- [5] Толмачов С.Т., Барановська М.Л. Моделювання процесів дугових замикань на землю в мережах з ізольованою нейтраллю // Вісник ВПШ. – 1997. – № 4. – С. 36-40.
- [6] Корячко В.П., Курейчик В.М., Норенков И.П. Теоретические основы САПР: Учебн. для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 400 с.
- [7] Веприк В.Ю. Математические модели элементов электрических систем в переходных режимах // Вестник ХГПУ. – 2000. – № 112. – С. 28-33.

Поступила 11.02.2005

СИЛА ТЯГИ МАГНИТНОЙ МУФТЫ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

Кравченко А.И., к.т.н., Бовда А.М.

Национальный научный центр "Харьковский физико-технический институт", НПФ "Полус-Н"
тел. (057) 7-598-299. Факс (0572) 26-65-27, (057) 7-328-527. E-mail: alex@krawa.net

Методом компьютерного моделирования выполнен расчёт линейной модели магнитной муфты. Получены зависимости: а) силы тяги f_x одного магнита от магнитного зазора δ_m между рядами магнитов и расстояния δ между магнитами в ряду при различных значениях периодичности L магнитов и при постоянной массе магнитов; б) суммарной силы тяги nf_x от числа магнитов n и магнитного зазора δ_m между рядами магнитов при заданных габаритах муфты и магнита. Установлен сложный характер этих зависимостей.

Методом комп'ютерного моделювання здійснено розрахунок лінійної моделі магнітної муфти. Отримани залежності: а) сили тяги f_x одного магніту від магнітного зазору δ_m між рядами магнітів та відстані δ між магнітами в ряду при різних значеннях періодичності L магнітів та при умові постійної маси магнітів; б) сумарної сили тяги nf_x від числа магнітів n і магнітного зазору δ_m між рядами магнітів при заданих габаритах муфти та магніта.. Встановлен складний характер цих залежностей.

Магнитная муфта – устройство, соединяющее два вала посредством магнитов. Ведущая и ведомая части муфты (полумуфты) могут быть сделаны несоприкасающимися, а между ними может быть размещена стенка из немагнитного материала. Магнитные муфты используются для введения вращения внутрь герметизированных устройств, содержащих химически активные среды либо нагретых до высокой температуры, когда применение сальникового уплотнения вала проблематично (насосы для перекачки химически активных жидкостей, замкнутые контуры кондиционеров, высоковакуумные прогреваемые камеры и т. п.) [1-3].

Вращающий момент магнитной муфты с постоянными магнитами определяется в первую очередь массой установленных в ней магнитов. В то же время, вследствие взаимодействия не только между магнитами разных полумуфт, но и между магнитами одной полумуфты, при конструировании магнитной муфты существует задача выбора размеров магнитов и периодичности их размещения при заданной общей массе магнитов, а также задача выбора оптимального числа магнитов при заданных габаритах магнитов и муфты – для максимизации вращающего момента муфты.

Цель работы – используя метод компьютерного моделирования, изучить зависимость силы тяги магнитной муфты от геометрических параметров.

Расчёты выполнялись с помощью программы FEMM [4] для магнитного материала Nd-Fe-B со значением максимального магнитного произведения $(BH)_{\max}=40$ МГс·Э. Изучалась линейная модель магнитной муфты с четырьмя магнитами в каждом из двух рядов. Магнитное поле такой модели при одном из вариантов геометрических параметров показано на рис. 1 (соседние магниты одного ряда имеют противоположные направления намагниченности).

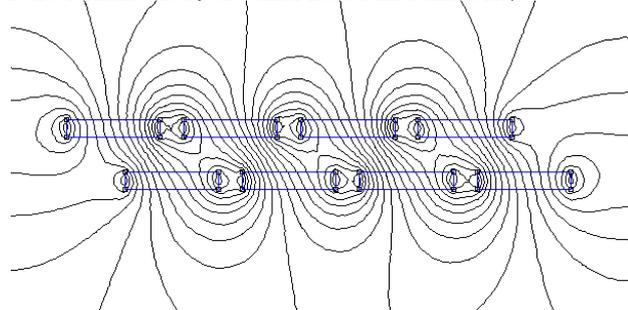


Рис. 1. Магнитное поле модели магнитной муфты ($L=20$ мм, $\delta_m=6$ мм, $\delta=4$ мм, размеры магнита в сечении 16×3 мм²)

1. Зависимость силы тяги магнитной муфты от геометрических параметров магнитов при постоянной массе магнитов

Вычислялась сила тяги f_x , действующая на один из внутренних магнитов ряда в направлении смещения одного ряда магнитов относительно другого ряда, в зависимости от следующих параметров: L – периодичность магнитов в ряду; δ_m – магнитный зазор между рядами магнитов; δ – расстояние между магнитами в ряду. Расчёты выполнялись при постоянном значении сечения магнита в плоскости рисунка ($0,5$ см²), т.е. при постоянной общей массе магнитов. Размер магнитов в направлении, перпендикулярном плоскости рисунка, был принят равным 1 см. Смещение одного ряда магнитов относительно другого принималось равным $0,5L$. Периодичность магнитов L принималась равной $L_2=2$ см и $L_1=1$ см (рис. 2). Результаты расчётов представлены в виде табл. 1 и 2 и графиков (рис. 3). Для сравнения результатов графики при $L_1=1$ см (рис. 3б) построены в координатах $2f_{x1} - 2\delta_1$, поскольку при $L_1=1/2L_2$ на заданной длине муфты укладывается в 2 раза большее количество магнитов, чем при L_2 . С этой же целью по данным табл. 1 и 2 построена табл. 3.

Видно, что при определённых значениях δ_m и δ отношение $2f_{x1}/f_{x2}$ (являющееся характеристикой эффективности перехода к меньшей периодичности магнитов) заметно превышает единицу, т.е. $2f_{x1} > f_{x2}$. В то же время, зависимость f_x от геометрических параметров магнитов имеет сложный характер (существуют значения δ_m и δ , при которых отношение $2f_{x1}/f_{x2} < 1$).

2. Зависимость силы тяги магнитной муфты от числа магнитов при заданных размерах муфты и магнитов

Расчёты проводились применительно к муфте с длиной окружности $l=37$ см ($\varnothing 118$ мм), в которой установлено n магнитов с размерами в сечении $a \times b = 6 \times 8$ мм². Размер магнитов в направлении оси вращения муфты был принят равным 1 см. Смещение одного ряда магнитов относительно другого принималось равным половине периодичности L размещения магнитов в ряду ($L=b+\delta$). Также как в п. 1, для упрощения расчётов использовалась линейная модель магнитной муфты с четырьмя магнитами в каждом из двух рядов. Вычислялась модуль силы тяги f_x (действующей на один магнит в направлении смещения одного ряда магнитов относительно другого ряда) и суммарный модуль силы nf_x в зависимости от числа магнитов n . (Максимальное число магнитов с размером $b=8$ мм

при плотном размещении магнитов вдоль окружности длиной 37 см равно 46). Результаты расчётов представлены в виде таблицы 4 и гистограммы (рис. 4).

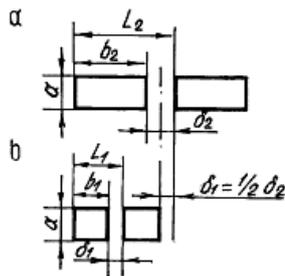


Рис. 2. Схемы размещения магнитов в одном ряду при различной периодичности а) $L=L_2$; б) $L=L_1$ ($L_1=1/2 L_2$)

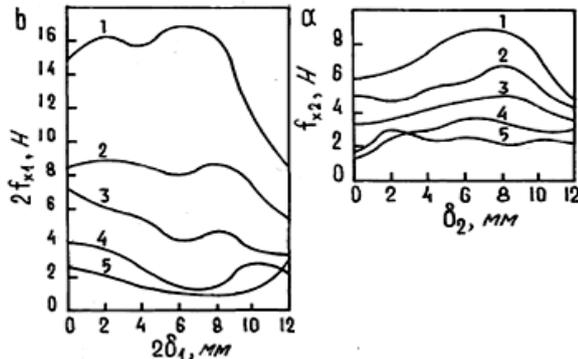


Рис. 3. Сила тяги f_{x2} в зависимости от расстояния δ между магнитами в ряду: а) периодичность магнитов $L=2$ см; б) $L=1$ см: 1) магнитный зазор $\delta_m=2$ мм; 2) $\delta_m=4$ мм; 3) $\delta_m=6$ мм; 4) $\delta_m=8$ мм; 5) $\delta_m=10$ мм.

Таблица 1

Сила тяги f_{x2} (в ньютонах) в зависимости от магнитного зазора δ_m между рядами магнитов и расстояния δ_2 между магнитами в ряду при периодичности магнитов в ряду $L=2$ см (для каждого значения δ_2 указаны соответствующие габариты магнитов a и b , мм)

δ_m , мм	δ_2 , мм						
	0	2	4	6	8	10	12
	b=20 a=2,5	b=18 a=2,8	b=16 a=3,1	b=14 a=3,6	b=12 a=4,2	b=10 a=5,0	b=8 a=6,3
2	6,0	6,3	7,5	8,3	8,9	7,0	5,0
4	5,0	4,9	5,4	5,7	6,5	5,6	4,1
6	3,4	3,8	4,0	4,3	4,5	4,1	3,2
8	0,9	2,7	2,7	3,3	3,2	2,9	3,0
10	1,4	3,1	2,1	2,4	1,8	2,3	2,1

Таблица 2

Сила тяги f_{x1} (в ньютонах) в зависимости от магнитного зазора δ_m между рядами магнитов и расстояния δ_1 между магнитами в ряду при периодичности магнитов в ряду $L=1$ см ($\delta_1=1/2 \delta_2$; для каждого значения δ_2 указаны соответствующие габариты магнитов a и b , мм)

δ_m , мм	δ_1 , мм						
	0	1	2	3	4	5	6
	b=10 a=2,5	b=9 a=2,8	b=8 a=3,1	b=7 a=3,6	b=6 a=4,2	b=5 a=5,0	b=4 a=6,3
2	7,5	8,1	7,9	8,6	8,3	5,8	4,3
4	4,2	4,5	4,4	3,9	4,4	3,8	2,6
6	3,6	3,0	2,7	2,0	2,2	1,9	1,8
8	2,0	1,9	1,2	0,7	0,6	1,5	1,2
10	1,4	1,1	0,7	0,5	0,5	0,6	1,6

Таблица 3

Отношение $2f_{x1}/f_{x2}$ в зависимости от магнитного зазора δ_m и расстояния δ_2 при соответствующем значении $\delta_1=1/2 \delta_2$

δ_m , мм	δ_2 , мм						
	0	2	4	6	8	10	12
2	2,5	2,6	2,1	2,1	1,7	1,7	1,7
4	1,7	1,8	1,6	1,4	1,4	1,4	1,3
6	2,1	1,6	1,4	0,9	1,0	0,9	1,1
8	4,4	1,4	0,9	0,4	0,4	1,0	0,8
10	2,0	0,7	0,7	0,4	0,6	0,5	1,5

Таблица 4

Суммарная сила тяги $n \cdot f_x$ (в ньютонах) в зависимости от числа n магнитов при различных значениях магнитного зазора δ_m между рядами магнитов

n	δ , мм	$\delta_m=3$ мм		$\delta_m=5$ мм		$\delta_m=7$ мм	
		f_x	$n \cdot f_x$	f_x	$n \cdot f_x$	f_x	$n \cdot f_x$
46	0	9,9	455	4,6	212	2,1	97
44	0,4	10,5	464	4,8	211	2,4	106
42	0,8	9,5	399	4,8	202	2,5	105
40	1,3	9,9	396	5,1	204	2,9	116
38	1,7	10,8	409	5,3	201	2,9	110
36	2,3	9,9	356	5,6	202	3,1	112
34	2,9	9,9	337	5,6	190	3,1	105
32	3,6	9,8	314	5,6	179	3,3	106
30	4,3	9,3	279	5,8	174	3,3	99

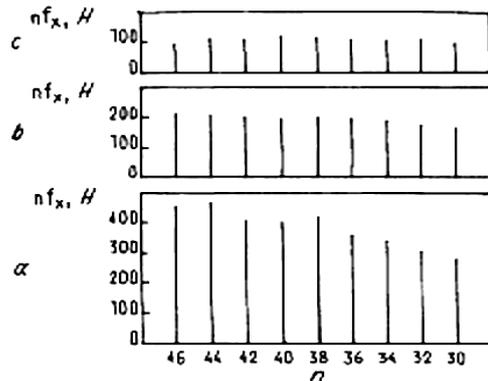


Рис. 4. Суммарная сила тяги $n \cdot f_x$ (в ньютонах) в зависимости от числа n магнитов при различных значениях магнитного зазора δ_m между рядами магнитов: а) $\delta_m=3$ мм; б) $\delta_m=5$ мм; в) $\delta_m=7$ мм.

Отмечаются следующие закономерности:

- f_x и $n \cdot f_x$ увеличиваются при переходе от плотного размещения магнитов ($n=46$) к неплотному ($n=44$);
- в то время как f_x проходит через локальные максимумы (при $\delta_m=3$ мм) или увеличивается (при $\delta_m=5$ мм и $\delta_m=7$ мм) с уменьшением n , значение суммарной силы $n \cdot f_x$ остаётся почти стабильным при уменьшении n до некоторого значения n_{min} ($n_{min}=38$ при $\delta_m=3$ мм; $n_{min}=36$ при $\delta_m=5$ мм; $n_{min}=32$ при $\delta_m=7$ мм); значение n_{min} уменьшается при увеличении δ_m ;
- зависимости $n \cdot f_x$ от n имеют максимум: для $\delta_m=3$ мм - при $n=44$ (т. е. при почти плотном размещении магнитов), для $\delta_m=5$ мм - при $n=46$ (т. е. при плотном размещении магнитов), для $\delta_m=7$ мм - при $n=40$ (при расстоянии между магнитами $\delta=1,7$ мм).

Обобщая, отметим, что зависимость f_x от геометрических параметров (размеры магнита, магнитный зазор, периодичность размещения магнитов) при постоянной массе магнитов и зависимость $n \cdot f_x$ от числа магнитов при заданных размерах магнита и муфты имеют сложный характер, и актуальной остаётся разработка методики оптимизации конструкции магнитной муфты.

ЛИТЕРАТУРА

- Ганзбург Л.Б., Вейц В.Л. Бесконтактные магнитные механизмы - Л.: Из-во Ленинградского ун-та, 1985. - 152 с.
- Ганзбург Л.Б., Федотов А.В. Проектирование электромагнитных и магнитных механизмов: Справочник - Л.: Машиностроение, 1980. - 364 с.
- Ганзбург Л.Б., Глуханов Н.П., Рейфе Е.Д., Федотов А.И. Механизмы с магнитной связью - Л.: Машиностроение, 1973. - 272 с.
- Meeker D. Finite Element Method Magnetics (FEMM): <http://femm.berlios.de/>

Поступила 10.03.2005

ПАРАМЕТРЫ ЧАСТИЧНЫХ ЕМКОСТЕЙ КАК ИНДИКАТОР СОСТОЯНИЯ КОНТРОЛЬНЫХ КАБЕЛЕЙ АЭС

Набока Б.Г., д.т.н., проф., Беспрозванных А.В., к.т.н., доц., Штангей А.С.
 Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
 Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", каф. ЭИКТ

Представлені результати вимірювань в лабораторних умовах параметрів часткових ємностей зразків контрольних кабелів з екранованими парами, що були в експлуатації в гермозонах, чистих зонах та на складах енергоблоків АЕС. Знайдені відмінності відносних значень часткових ємностей та тангенсів кутів діелектричних втрат, які пропонуються використовувати як індикатори зістареності кабелів.

Представлены результаты измерений в лабораторных условиях параметров частичных емкостей образцов контрольных кабелей с экранированными парами, находившихся в гермозонах, чистых зонах и хранившихся на складах энергоблоков АЭС. Обнаружены различия соотношений величин частичных емкостей и тангенсов углов диэлектрических потерь, которые предлагается использовать как индикатор состаренных изделий.

ВВЕДЕНИЕ

Оценка технического состояния контрольных кабелей АЭС выполняется путем их обследования в эксплуатационных и лабораторных условиях [1-6].

Основным электрическим параметром, по которому оценивается качество кабелей в эксплуатационных условиях, является сопротивление изоляции $R_{ггг}$, измеряемое между двумя жилами, соединенными вместе, и экраном. Кабель не отключают от гермопроходок, а по величине $R_{ггг}$, измеренной на постоянном напряжении, нельзя выделить вклад собственно кабеля и гермопроходки по отдельности.

Измерения на переменном напряжении - емкости C и тангенса угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$ - в принципе позволяют оценить качество изоляции самого кабеля, ведь емкость последнего значительно выше емкости коротких участков с пониженным сопротивлением в гермопроходках. Измерения C и $\text{tg}\delta$ выполняются значительно быстрее, что дает возможность обследовать детали конструкции кабелей. Удалось заметить процессы старения изоляции различных конструкций [7 - 10]. Так, в [7] было замечено появление корреляционной связи между $\text{tg}\delta$ изоляции соседних жил витой пары кабеля, извлеченного именно с гермозоны. В [8] - показана возможность выделения характеристик фазной и поясной изоляции трехфазного кабеля. В [10] - представлен способ нахождения характеристик отдельных компонент изоляции 8-жильного кабеля локальной сети. Оказалось, что вариации температуры сильнее отразились на величине $\text{tg}\delta$ малых частичных емкостей, а радиационное старение изоляции, наоборот, - на величине $\text{tg}\delta$ больших частичных емкостей. Первые связаны с поверхностными загрязнениями изолированных жил, а вторые - с изоляцией самих жил.

Целью настоящей работы является анализ параметров частичных емкостей образцов кабелей, длительно эксплуатировавшихся в разных условиях, для выявления электрического индикатора состаренных изделий.

Кабели содержат комбинированную изоляцию: радиационно сшитый полиэтилен (ПЭ) - вокруг каждой жилы и полиамидную пленку (ПИ) - вокруг каж-

дой пары жил, скрученных вместе. Старение отдельных компонент изоляции идет с разной скоростью: пленка ПИ значительно более радиационностойкая и теплостойкая, чем ПЭ. Это может приводить к изменению соотношения частичных емкостей.

На соотношение частичных емкостей может повлиять также усадка ПЭ изоляции, ее увлажнение, защемление воды в микрокапилляре между соприкасающимися изолированными жилами витой пары. Все эти процессы связаны со старением конструкции и ухудшением ее технических характеристик.

ХАРАКТЕРИСТИКА ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ОБРАЗЦОВ И МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЯ

Исследования проводились на образцах-свидетелях - отрезках контрольных кабелей, расположенных в зонах наибольшей интенсивности внешних воздействующих факторов (ВВФ) блоков АЭС - в гермозонах.

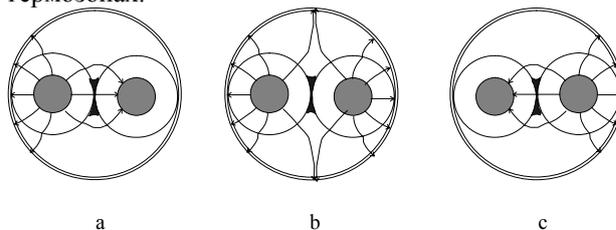


Рис. 1 - Схемы опытов а, б и с по обследованию экранированных витых пар кабелей методом совокупных измерений: а) - поле создается, в основном, в изоляции одной жилы (левой); б) - поле создается в изоляции обеих жил; с) - поле создается, в основном, в изоляции другой жилы (правой). В опытах а и с слой загрязнения, заземленный между изолированными жилами, попадает в область зондирующего поля, в схеме б - нет

Для сравнения использовались образцы-свидетели, извлеченные из областей умеренного уровня ВВФ, а также хранившиеся на складе. Кабели 7- и 12-парные. Длины отрезков 1,5 - 2,5 м. Для каждой пары проводились измерения по трем схемам (рис.1) на трех частотах 0,1, 1 и 10 кГц.

Параметры частичных емкостей находились по формулам:

$$\begin{aligned}
 C_1 &= (C_a + C_b - C_c) / 2 \\
 C_2 &= (C_a - C_b + C_c) / 2 \\
 C_3 &= (C_a + C_b + C_c) / 2 \\
 \text{tg}\delta_1 &= \text{tg}\delta_a \cdot \frac{C_1 + C_2}{2C_1} + \text{tg}\delta_b \cdot \frac{C_1 + C_3}{2C_1} - \text{tg}\delta_c \cdot \frac{C_2 + C_3}{2C_1} \\
 \text{tg}\delta_2 &= \text{tg}\delta_a \cdot \frac{C_1 + C_2}{2C_2} - \text{tg}\delta_b \cdot \frac{C_1 + C_3}{2C_2} + \text{tg}\delta_c \cdot \frac{C_2 + C_3}{2C_2} \\
 \text{tg}\delta_3 &= -\text{tg}\delta_a \cdot \frac{C_1 + C_2}{2C_3} + \text{tg}\delta_b \cdot \frac{C_1 + C_3}{2C_3} + \text{tg}\delta_c \cdot \frac{C_2 + C_3}{2C_3}
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

где индекс 1 относится к параметрам изоляции относительно экрана первой жилы, индекс 2 – второй жилы, а индекс 3 – к параметрам изоляции между жилами.

Обследование образцов проводилось в исходном состоянии (после отбора с энергоблоков), а также после дополнительного ускоренного старения: а) радиационного - путем облучения образцов потоком электронов со средней энергией 8 МэВ до поглощенной дозы 30 Мрад; б) теплового – путем выдержки при температуре 150°C в течение 10 час.

АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ОБСЛЕДОВАНИЯ ОБРАЗЦОВ ПОСЛЕ ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО СТАРЕНИЯ

Приведение результатов измерений к сопоставимым условиям, не зависящим от длины образцов (которая в случае эксплуатационных условий может быть неизвестной), от температуры (которая может быть разной даже в пределах одной трассы), от локальных деформаций (которыми могут подвергаться кабели в местах изгибов) осуществлялось путем вычисления относительных величин для емкостей и для tgδ:

$$C_{1,2} / C_3 = (C_1 + C_2) / 2C_3, \tag{3}$$

$$\text{tg}\delta_{1,2} / \text{tg}\delta_3 = (\text{tg}\delta_1 + \text{tg}\delta_2) / 2\text{tg}\delta_3, \tag{4}$$

Первый параметр - отношение средней величины $C_{1,2}$ емкостей C_1, C_2 к емкости C_3 . Емкости C_1, C_2 проводов относительно экрана – величины одного порядка (для одного и того же образца), а емкость C_3 между ними – в 4 – 5 раз меньше. Аналогично введен параметр для tgδ.

На рис.2 приведены интегральные функции распределения (ИФР) параметра $C_{1,2}/C_3$ для образцов кабелей РАЭС, а на рис.3 – для ЗАЭС. Параметр $C_{1,2}/C_3$ для образцов из гермозоны (№№ 1 и I) выше, чем для образцов из чистой зоны или со склада (№№ 2,3 и II, III). Это не противоречит гипотезе о более интенсивном старении именно кабелей гермозоны. Против ожидания еще большими оказались значения параметра $C_{1,2}/C_3$ для образца №4 РАЭС, хранившегося на складе.

Это может быть следствием более интенсивного старения этих образцов в условиях естественного хранения в неотапливаемом помещении. Образцы типа 4 были изготовлены позднее и имеют некоторые конструктивные отличия - внешнюю оболочку из ПВХ-пластика черного цвета. Именно для них замечена сильная корреляционная связь между tgδ изоляции соседних жил, что рассматривается как признак старения [7].

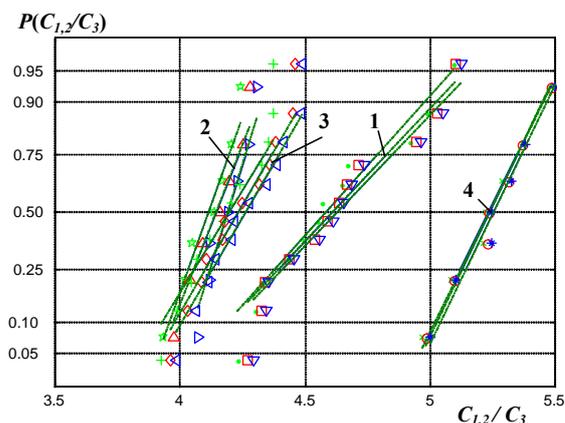


Рис. 2 – ИФР отношений частных емкостей $C_{1,2}/C_3$ для образцов РАЭС: 1 – с гермозоны; 2,3 – с чистой зоны (кабели КПЭТИ); 4 – со склада (кабель КПЭТИнг)

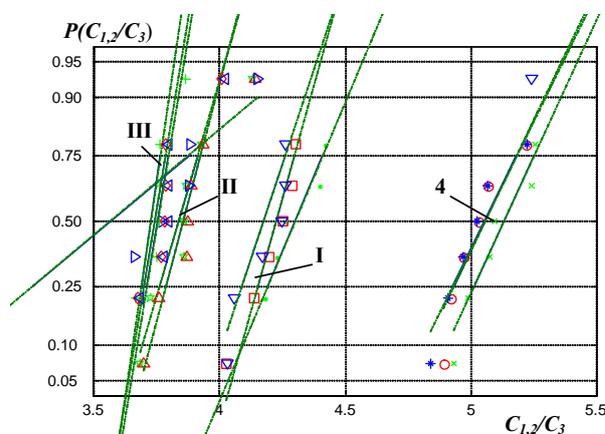


Рис.3. ИФР отношений частных емкостей $C_{1,2}/C_3$ для образцов ЗАЭС: I – с гермозоны; II – с чистой зоны; III – со склада (все – типа КПЭТИ); 4 – со шлейфа (КПЭТИнг)

На рис.4 приведены интегральные функции распределения тангенсов углов диэлектрических потерь элементов витых пар: 1 – 4 - для промежутков "жила-экран" ($\text{tg}\delta_1$ и $\text{tg}\delta_2$); 1' - 4' - для промежутков "жила-жила" $\text{tg}\delta_3$. Значения $\text{tg}\delta_3$ близки для образцов типа 1 – 3, но значимо более высокие – для образца 4. Значения $\text{tg}\delta_1$ и $\text{tg}\delta_2$ различаются значимо: на уровне 50% интегральной вероятности они располагаются в следующем порядке: 4,1,3 и 2.

Из рис.4 видно, что для более состаренных образцов характерны повышенные значения $\text{tg}\delta_3$, т.е. меньшие отношения $\text{tg}\delta_{1,2}/\text{tg}\delta_3$. Это результат влияния низкомолекулярных продуктов, заземленных между соприкасающимися изолированными жилами. Они ощущаются по легкому отлипу, подобному лакокрасочному покрытию, и могут представлять собой продукты разложения радиационно сшитого ПЭ, увлажняемые в результате гигроскопического поглощения атмосферной влаги. Величины tgδ указанных частных емкостей находятся по (2) с большей погрешностью, чем частные емкости из формул (1), т.к. в (2) не только слагаемые, но и коэффициенты при них – приближенные числа.

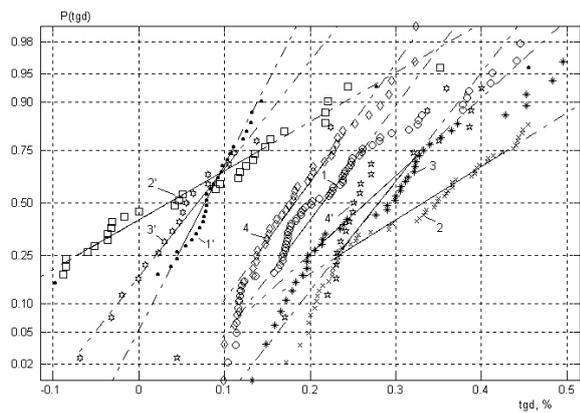


Рис.4. ИФР тангенсов углов диэлектрических потерь: 1 – 4 для $\text{tg}\delta_1$ и $\text{tg}\delta_2$; 1' - 4' для $\text{tg}\delta_3$

ВЫВОДЫ

Для образцов контрольных кабелей КПЭТИ, извлеченных после (15-17)-летней эксплуатации из гермозоны АЭС, чистой зоны и со склада, и подвергнутых дополнительно ускоренному старению, наблюдается значимое отличие параметров частичных емкостей: для кабелей из гермозоны $C_{1,2}/C_3$ выше, а $\text{tg}\delta_{1,2}/\text{tg}\delta_3$ – ниже, чем для однотипных остальных кабелей.

Для образцов кабелей КПЭТИнг (№4), хранившихся на складе, наблюдаются более значимые указанные признаки старения. По-видимому, это связано с неблагоприятными условиями хранения.

Безразмерные параметры $C_{1,2}/C_3$ и $\text{tg}\delta_{1,2}/\text{tg}\delta_3$ связаны с соотношением характеристик разных участков одного и того же изделия. Их изменения в процессе естественного и ускоренного старения отражают изменения и в свойствах компонент изоляции кабелей (окисление и увлажнение ПЭ, усадка ПЭ, появление на поверхности ПЭ низкомолекулярных продуктов его деструкции, изменение поверхностных свойств изоляции и как следствие – увеличение гигроскопического поглощения паров воды диэлектрическими клиньями в зоне контакта изолированных жил, пр.). Более качественными следует считать изделия, для которых (помимо стабильности основных электрических показателей, определенных в ТУ) характерна также меньшая вариация и указанных относительных параметров.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Положение по определению технического состояния и управлению старением кабелей на АС. – М.: РОСЭНЕРГОАТОМ. – 2002. – 102 с.
- [2] Мониторинг технического состояния и оценка остаточного срока службы силовых кабелей среднего и низкого напряжения с полиэтиленовой изоляцией. – М.: РОСЭНЕРГОАТОМ. – 2000. – 24 с.
- [3] Методические указания по определению технического состояния и остаточного срока службы кабелей систем безопасности, контроля и измерений на атомных станциях. - Лыткарино: НИИП МинатомРФ . – 1998 г. – 35 стр.
- [4] Кабели типа КПЭТИ(нг). Программа проведения работ по определению возможности продления срока эксплуатации. ЭАСУ 16-505-883.002 ПМ, 1998 г.
- [5] Assessment and management of ageing of major nuclear power plant components important to safety: In-containment instrumentation and control cables. Vol/ 1–2. -: IAEA. 2000.
- [6] Assesmant of cable aging using condition monitoring techniques./ ICONE-8, Proc. Int. Conf. Nucl. Eng., 8th (2000), 3 79 – 89.
- [7] Набока Б.Г., Беспрозванных А.В., Гладченко В.Я. Признак старения диэлектрика – близость характеристик изоляции соседних жил./Труды Третьей Международной Конференции "Электрическая изоляция-2002". Санкт-Петербург, 2002. С.240 – 242.
- [8] Набока Б.Г., Беспрозванных А.В., Рудаков С.В. Контроль параметров изоляции трехфазных кабелей методом косвенных измерений.// Вестник НТУ "ХПИ". – Харьков: НТУ "ХПИ", №7. – 2002 г. – С.103 – 108.
- [9] Набока Б.Г., Беспрозванных А.В., Гладченко В.Я. Медленные процессы в твердой изоляции и оптимальная температура полимеризации.// Электричество. №5. 2003 г.
- [10] Набока Б.Г., Беспрозванных А.В., Штангей А.С., Чертков Г.Н., Крикунов В.В. Наблюдение процессов старения изоляции многожильных кабелей по параметрам частичных емкостей. // Надежность и долговечность машин и сооружений. - №2(23). – 2004 г. – С.93 – 98.

Поступила 16.03.2005

КОРРЕКТНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ТРЁХПАРАМЕТРОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ КОНТАКТНЫМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

Себко В.П., д.т.н., проф., Жулидов А.О., Москаленко О.И.,
 Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
 Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Приборы и методы неразрушающего контроля"
 тел. (057) 70-769-27

У роботі розглянута методика розрахунку відносних погрешностей спільного виміру відносної магнітної проникності μ_r , радіуса a й питомої електричної провідності σ циліндричного ферромагнітного стержня контактним електромагнітним перетворювачем; розглянуто розрахунок відносних погрешностей виміру механічних напруг з урахуванням погрешностей виміру величин μ_r й σ .

В работе рассмотрена методика расчёта относительных погрешностей совместного измерения относительной магнитной проницаемости μ_r , радиуса a и удельной электрической проводимости σ цилиндрического ферромагнитного стержня контактными электромагнитным преобразователем; рассмотрен расчёт погрешностей измерения механических напряжений с учётом погрешностей измерения величин μ_r и σ .

В настоящее время практический интерес представляют многопараметровые методы и средства для контроля материалов и изделий. В том числе широкое развитие получили электромагнитные методы и устройства контроля и, в частности, бесконтактные средства для определения магнитных, электрических и геометрических параметров цилиндрических и плоских изделий [1-3]. На практике бесконтактные методы связаны с использованием достаточно длинных электромагнитных преобразователей проходного типа и протяженных изделий. Описанный в [4] наряду с этим контактный электромагнитный метод имеет ряд преимуществ по сравнению с бесконтактным методом, его реализация не требует применения протяженных изделий и преобразователей и исключает из результатов измерений размагничивающий фактор. К преимуществам контактного метода можно также отнести простоту их реализации, надёжность и достаточно высокую точность измерений. В существующей литературе достаточно широко рассмотрены контактные методы, однако точностные характеристики, погрешности совместного измерения магнитной проницаемости, радиуса, электропроводности рассматривались путём решения прямой и обратной задачи расчёта контактного электромагнитного преобразователя (КОНЭМП) [5]. Тем не менее, необходимо было бы уточнить результаты расчёта погрешностей трёхпараметровых измерений, рассмотренных в работе [5], путём создания методики корректного определения погрешности измерения радиуса изделия a , магнитной проницаемости μ_r и электропроводности σ . С этой целью рассмотрим основные функции преобразования КОНЭМП [5].

Относительная магнитная проницаемость объекта контроля (ОК) находится по формуле

$$\mu_r = \frac{L_2 - L_1}{(L_{in2} - L_{in1}) \cdot L_0}, \quad (1)$$

где L_1 и L_2 - суммарные индуктивности объекта контроля ОК (т.е. цилиндрического стержня) на двух частотах тока, протекающего вдоль стержня; индексы 1 и 2 соответствуют частотам f_1 и f_2 ; L_0 - индуктивность

немагнитного ($\mu_r=1$) ОК при нулевой частоте намагничивания; L_{in} - внутренняя нормированная удельная индуктивность ОК.

Радиус ОК определяется из выражения

$$a = \frac{2 \cdot l}{e^{\frac{2\pi \cdot \Delta L_e}{\mu_0 \cdot l}}}, \quad (2)$$

где l - длина стержня; μ_0 - магнитная постоянная $\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7}$; e - основание натурального логарифма; ΔL_e - значение внешней индуктивности [6]

$$\Delta L_e = L_1 - L_{i1}, \quad (3)$$

где L_{i1} - внутренняя индуктивность стержня.

Значение удельной электрической проводимости находят по формуле

$$\sigma = \frac{x_1^2}{2\pi \cdot a^2 \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_{ry}}, \quad (4)$$

где f - частота поля намагничивания; x - обобщенный параметр

$$x_1 = a \cdot \sqrt{2\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \sigma \cdot f}, \quad (5)$$

Для анализа погрешностей измерений радиуса изделия, магнитной проницаемости и электропроводности воспользуемся методом обработки результатов косвенных измерений.

На основании выражений (1, 2, 4), были получены формулы для относительных погрешностей измерения μ_r , a , σ при доверительной вероятности 0,95 в виде

$$\frac{\delta \mu_r}{\mu_r} = 1,1 \cdot \sqrt{\left(C_{L2} \cdot \frac{\delta \cdot L_2}{L_2}\right)^2 + \left(C_{L1} \cdot \frac{\delta \cdot L_1}{L_1}\right)^2 + \left(\frac{\delta \cdot l_2}{l_2}\right)^2 + \left(C_{Lin2} \cdot C_{R2} \cdot \frac{\delta \cdot R_2}{R_2}\right)^2 + \left(C_{Lin1} \cdot C_{R1} \cdot \frac{\delta \cdot R_1}{R_1}\right)^2}; \quad (6)$$

$$\frac{\delta a}{a} = 1,1 \cdot \sqrt{\left(\frac{\delta l}{l}\right)^2 + \left(C_1 \cdot \frac{\delta \cdot L_1}{L_1}\right)^2 + \left(C_2 \cdot \frac{\delta \cdot R_1}{R_1}\right)^2 +}$$

$$\frac{\delta\sigma}{\sigma} = 1,1 \cdot \sqrt{\frac{\left(C_3 \cdot \frac{\delta \cdot L_2}{L_2}\right)^2 + \left(C_4 \cdot \frac{\delta \cdot R_2}{R_2}\right)^2}{\left(C_5 \cdot \frac{\delta \cdot R_1}{R_1}\right)^2 + \left(C_6 \cdot \frac{\delta \cdot L_2}{L_2}\right)^2 + \left(C_7 \cdot \frac{\delta \cdot L_1}{L_1}\right)^2 + \left(\frac{\delta \cdot l}{l}\right)^2 + \left(C_8 \cdot \frac{\delta \cdot R_2}{R_2}\right)^2 + \left(\frac{\delta \cdot f}{f}\right)^2}}; \quad (7)$$

где $\frac{\delta \cdot L_2}{L_2}$, $\frac{\delta \cdot L_1}{L_1}$, $\frac{\delta \cdot l}{l}$, $\frac{\delta \cdot R_2}{R_2}$, $\frac{\delta \cdot R_1}{R_1}$, $\frac{\delta \cdot f}{f}$ - относительные погрешности измерения величин L_2 ; L_1 ; l ; R_2 ; R_1 и f ; C - коэффициенты влияния, они рассчитываются по следующим формулам:

$$C_{L1} = \frac{L_1}{L_1 - L_2}; \quad (9)$$

$$C_{L2} = \frac{L_2}{L_1 - L_2}; \quad (10)$$

$$C_{R1} = \frac{\partial L_{in1} \cdot R_{n1}}{\partial R_{n1} \cdot L_{in1}}, \quad (11)$$

здесь и далее дифференциалы ∂R_n , ∂L_{in} и ∂x можно заменить их малыми приращениями, используя расчётные таблицы этих значений, (рис. 1, 2);

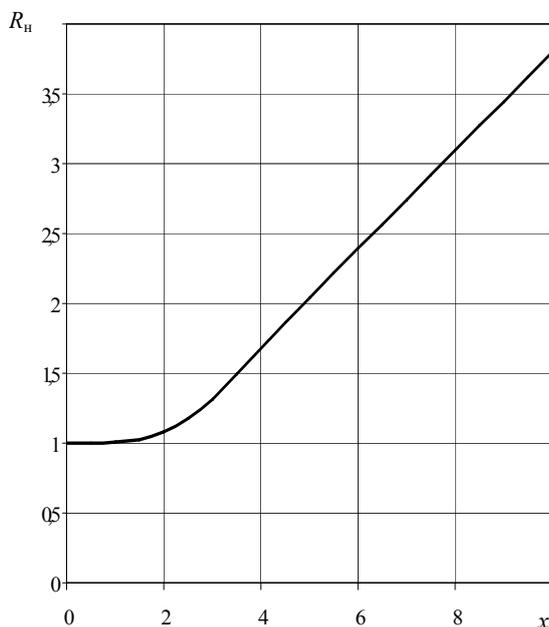


Рис. 1 Зависимость R_n от x

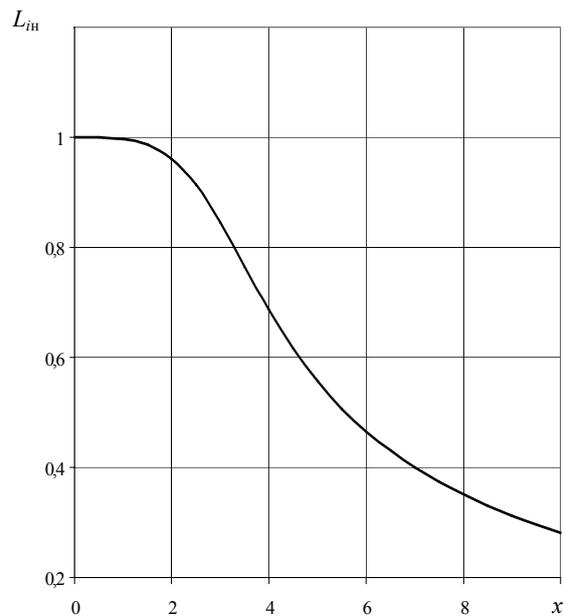


Рис. 2. Зависимость L_{in} от x

$$C_{R2} = \frac{\partial L_{in2} \cdot R_{n2}}{\partial R_{n2} \cdot L_{in2}}; \quad (12)$$

$$C_{Lin1} = \frac{L_{in1}}{L_{in1} - L_{in2}}; \quad (13)$$

$$C_{Lin2} = \frac{L_{in2}}{L_{in1} - L_{in2}}; \quad (14)$$

$$C_1 = C_a \cdot (C^{**} - C_{L1}); \quad (15)$$

$$C_2 = C_a \cdot C^* \cdot C_{R1} \cdot (1 + C_{Lin1}); \quad (16)$$

$$C_3 = C_a \cdot C^* \cdot C_{L2}; \quad (17)$$

$$C_4 = C_a \cdot C_{Lin2} \cdot C^* \cdot C_{R2}; \quad (18)$$

$$C_5 = 2C_x - C_{Lin1} \cdot C_{R1} + 2C^* \cdot C_a \cdot C_{R1} \cdot (1 + C_{Lin1}); \quad (19)$$

$$C_6 = -(C_{L2} + 2C_a \cdot C^* \cdot C_{L2}); \quad (20)$$

$$C_7 = -C_{L1} + 2C_a \cdot (C^{**} - C_{L1}); \quad (21)$$

$$C_8 = C_{Lin2} \cdot C_{R2} - 2C_a \cdot C_{Lin2} \cdot C_{R2}; \quad (22)$$

$$C_x = \frac{\partial x_1 \cdot R_{n1}}{\partial R_{n1} \cdot x_1}; \quad (23)$$

$$C^* = \frac{L_{i1}}{L_1 - L_{i1}}; \quad (24)$$

$$C^{**} = \frac{L_1}{L_1 - L_{i1}}; \quad (25)$$

На рис. 1 и 2 представлены зависимости нормированных параметров R_n и L_{in} от x .

Используя приведенные формулы (6)-(22), были рассчитаны ожидаемые погрешности результатов измерений для пары точек $x=2,84$ и $x=3,48$ при использовании образца, выполненного из стали 9Х18 с радиусом $a=2,5 \cdot 10^{-3}$ мм; и параметрами материала $\mu_r=121$; $\sigma=0,2 \cdot 10^7$ См/м; длина образца $l=1$ м. При погрешностях измерения сопротивления и индуктивности 0,01 %, измерения частоты тока намагничивания

0,05 % и длины изделия 0,1 % получено следующие значения: $\frac{\delta a}{a} = 1,07\%$, $\frac{\delta \mu_r}{\mu_r} = 0,21\%$ и $\frac{\delta \sigma}{\sigma} = 2,03\%$.

Как известно, [7] электромагнитные методы контроля можно использовать для определения величины механических напряжений σ_m металлического изделия, в частности, при нагрузке путём растяжения металлического прутка. При этом используется зависимость магнитной проницаемости или электропроводности от величины σ_m растяжения. Тогда относительную погрешность измерения σ_m можно определять, в зависимости от используемой измеряемой величины μ_r или σ , из выражения

$$\frac{\delta \sigma_m}{\sigma_m} = \frac{\partial \sigma_m}{\partial \mu_r} \cdot \frac{\mu_r}{\sigma_m} \cdot \frac{\delta \mu_r}{\mu_r} \quad (26)$$

или

$$\frac{\delta \sigma_m}{\sigma_m} = \frac{\partial \sigma_m}{\partial \sigma} \cdot \frac{\sigma}{\sigma_m} \cdot \frac{\delta \sigma}{\sigma}, \quad (27)$$

где $\frac{\partial \sigma_m}{\partial \mu_r}$ и $\frac{\partial \sigma_m}{\partial \sigma}$ - производные механического напряжения σ_m по магнитной проницаемости μ_r и электропроводности σ . Эти производные берутся в рабочих точках зависимостей σ_m от μ_r и σ_m от σ . Значения μ_r , σ_m и σ так же берут в этих рабочих точках. Производные можно заменить отношениями относительных приращений соответствующих величин, т.е. $\frac{\Delta \sigma_m}{\Delta \mu_r}$ и

$\frac{\Delta \sigma_m}{\Delta \sigma}$ вблизи рабочих точек зависимостей σ_m от μ_r и σ .

Для того же образца при воздействии на него нагрузки растяжения 2,26 МПа ($\mu_r=149$) рассчитано значение погрешности $\frac{\delta \sigma_m}{\sigma_m} = 0,38\%$. При использовании зависимости σ_m от μ_r .

Таким образом, в работе рассмотрена методика расчёта относительных погрешностей совместного измерения относительной магнитной проницаемости μ_r , радиуса a и удельной электрической проводимости σ цилиндрического ферромагнитного стержня контактным электромагнитным преобразователем. Показано, что при использовании двух частот намагничивающего тока, протекающего вдоль стержня можно достигнуть относительных погрешностей измерения величин a , μ_r и σ равных 1,07 %; 0,21 % и 2,03%.

Такие погрешности получаются при довольно жёстких требованиях к погрешностям измерений аргументов функций a , μ_r и σ . На основании установленных зависимостей механического напряжения от величины μ_r , рассчитана погрешность определения величины σ_m , которая составляет 0,38%.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Себко В.П., Горкунов Б.М., Тодоров Е.И. Вихретоковый параметрический преобразователь с улучшенными характеристиками. Дефектоскопия, 1985, №5. – с. 63-68.
- [2] Себко В.П., Сиренко Н.Н. Трёхпараметровый контроль цилиндрических изделий. Дефектоскопия, 1991, №7. – С.36-42
- [3] Себко В.П., Горкунов Б.М., Гудакова М. Характеристики вихретокового преобразователя для многопараметровых измерений. Харьков: Ден. в УкрНИИНТИ, 1985, №542, Ук-Д85. – С. 8.
- [4] Себко В.П., Горкунов Б.М., Львов С.Г. Математическая модель контактного двухпараметрового электромагнитного преобразователя // Сборник научных трудов Международной научно-технической конференции "Современные приборы, материалы и технологии для технической диагностики и неразрушающего контроля промышленного оборудования". Харьков, 1998. – С.131-133
- [5] Себко В.П., Титова Н.В., Епихин А.В. Определение погрешностей многопараметровых измерений контактным электромагнитным преобразователем Вестник НТУ "ХПИ", №42, 2004. – С. 110.
- [7] Себко В.П., Горкунов Б.М., Львов С.Г., До Дык Нгуен. О влиянии механических напряжений на магнитные и электрические параметры изделий // Труды Международной научно-технической конференции "Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье". Ч.3., Харьков, Мишкольц (Венгрия), Магдебург (Германия) – 1997. – С.177-179.

Поступила 17.03.2005

НАКЛАДНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ТОЛЩИНЫ И ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ

Себко В.П., д.т.н., проф., Беззапонная В.М.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Приборы и методы неразрушающего контроля"
тел. (057) 70-769-27

У даній роботі розглядається диференціальний перетворювач з магнітопроводом для контролю товщини немагнітних листових виробів і товщини стінок трубчатих виробів. Запропонована електрична схема включення такого перетворювача. Отримані співвідношення, які пов'язують різницю ЕРС перетворювача з добутком товщини листа або стінки труби. Запропоновано методику вибору раціонального режиму роботи з погляду досягнення максимальної чутливості диференціального накладного вихорострумового перетворювача до товщини виробу. Показано, що при певній частоті намагнічуючого струму, настає максимум чутливості перетворювача до товщини виробу (плоского або трубчастого). Розглянуто також вплив напруженості магнітного поля й електропровідності матеріалу виробу на результати контролю товщини немагнітного виробу.

В данной работе рассматривается дифференциальный преобразователь с магнитопроводом для контроля толщины немагнитных листовых изделий и толщин стенок трубчатых изделий. Предложена электрическая схема включения такого преобразователя. Получены соотношения, которые связывают разностную ЭДС преобразователя с изменением толщины листа или стенки трубы. Предложена методика выбора рационального режима работы с точки зрения достижения максимальной чувствительности дифференциального накладного вихретокового преобразователя к толщине изделия. Показано, что при определенной частоте тока намагничивания, наступает максимум чувствительности преобразователя к толщине изделия (плоского или трубчатого). Рассмотрено также влияние напряженности магнитного поля и электропроводности материала изделия на результаты контроля толщины немагнитного изделия.

К настоящему времени в существующей литературе рассмотрены ряд преобразователей с магнитопроводом для контроля толщины плоских намагнитных изделий, проводящих и непроводящих покрытий [1-6]. Однако практически все эти работы, как правило, имели отношение к абсолютным методам и преобразователям для контроля немагнитных листов. Кроме того, не было получено достаточно удобных соотношений, связывающих параметры изделия с сигналами преобразователя.

Тем не менее при проектировании и расчете накладных преобразователей с магнитопроводом, а также при их эксплуатации задача исследования таких преобразователей является весьма актуальной и представляет практический интерес для широкого круга специалистов, занимающихся в области преобразователей и измерительной техники. Это тем более важно, что накладные преобразователи предназначены для локального (с малой зоной) контроля. А это дает возможности определять распределение параметров изделия вдоль его длины или торца сплошного цилиндрического изделия.

В настоящей работе предлагается методика расчета дифференциального электромагнитного преобразователя для локального контроля толщины немагнитных изделий (плоских и трубчатых).

Рассмотрим индуктивный преобразователь с разомкнутым магнитопроводом для измерений толщин немагнитных листовых и трубчатых изделий. Чувствительность одного датчика к измеряемому параметру оказывается низкой. Для ее увеличения два одинаковых датчика включены по дифференциальной схеме (рис. 1). Рабочий РД и компенсационный КД датчики имеют по две идентичные намагничивающие и

измерительные обмотки, размещенные на магнитопроводах с зазорами. Рабочий датчик устанавливается на испытуемое изделие ИИ, а компенсационный - на образцовое ОИ. Намагничивающие обмотки с числами витков W_1 включаются последовательно-согласно и питаются от генератора G . Величина тока в намагничивающей цепи регулируется сопротивлением R_c и измеряется амперметром РА. Измерительные обмотки с числами витков W_2 включаются последовательно-встречно, разностный сигнал ЭДС ΔE измеряется вольтметром РВ. Знак приращения толщины изделия определяется при помощи фазочувствительного вольтметра.

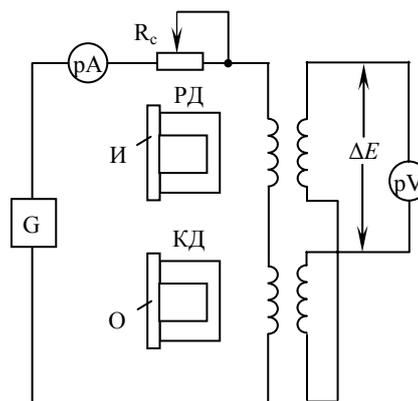


Рис. 1. Электрическая схема включения преобразователя

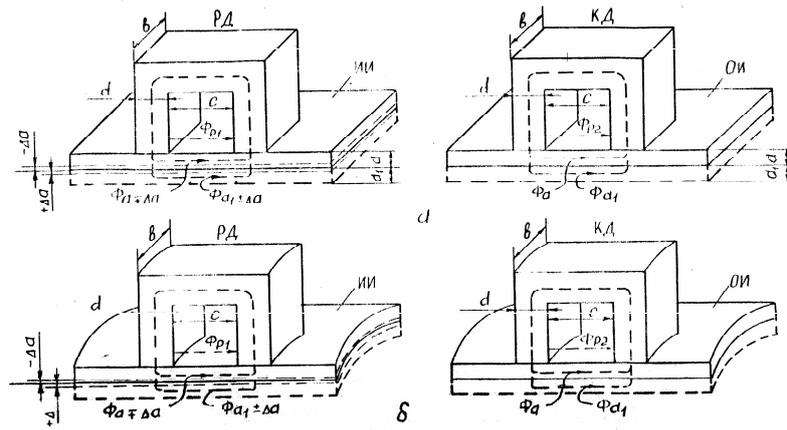


Рис.2 а, б. Размещение магнитопроводов рабочего и компенсационного датчиков на листовом и трубчатом изделиях

На рис. 2 а, б показано размещение магнитопроводов рабочего и компенсационного датчиков на листовом и трубчатом изделиях. Даны обозначения: $\Phi_{a \pm \Delta a}$, $\Phi_{a_1 \mp \Delta a}$ и Φ_{p1} - мгновенные значения потоков в исследуемом изделии, в слое воздуха за изделием и рассеяния; Φ_a , Φ_{a1} и Φ_{p2} - мгновенные значения потоков в образцовом изделии, в слое воздуха за ним и рассеяния; a и a_1 - толщины изделия и слоя воздуха за ним, ограничивающие соответствующие потоки; Δa - изменение толщины изделия; знаки \pm соответствуют уменьшению и увеличению толщины изделия; b - толщина магнитопровода; c - расстояние между полюсами магнитопровода; d - ширина полюса магнитопровода.

Назовем $\Phi_{a \pm \Delta a} + \Phi_{a_1 \mp \Delta a}$ эффективным потоком рабочего датчика, а $\Phi_a + \Phi_{a1}$ - эффективным потоком образцового датчика. Примем некоторые допущения. Поскольку воздушный зазор в магнитопроводе сравнительно велик, эффективный магнитный поток будет определяться магнитным сопротивлением зазора, а не сопротивлением магнитопровода.

Кроме эффективного потока существуют потоки рассеяния, расчет которых можно провести, используя работу [5]. Будем считать, что практически весь эффективный поток ограничивается размером ширины полюса магнитопровода $d = a + a_1$. Последнее подтверждается теоретическими и экспериментальными данными [5,6].

Выражение для мгновенного значения разностной ЭДС во вторичных обмотках датчиков имеет вид

$$\Delta e = -W_2 \cdot \frac{d(\Phi_{a \mp \Delta a} + \Phi_{a_1 \pm \Delta a} + \Phi_{p1} - \Phi_a - \Phi_{a1} - \Phi_{p2})}{dt}. \quad (1)$$

Так как рабочий и компенсационный датчики выполнены идентичными и включаются по дифференциальной схеме, можно считать, что потоки рассеяния будут одинаковыми (то есть $\Phi_{p1} = \Phi_{p2}$) и в выражении (1) взаимно компенсируются. Это относится к немагнитному изделию, поскольку магнитные потоки, связанные с вихревыми токами, значительно меньше потоков рассеяния.

В основу расчета эффективных потоков датчиков положены законы распространения электромагнитного поля в случае падающей плоской электромагнит-

ной волны [7]. Воспользовавшись выражением для напряженности магнитного поля в теле эталонного и исследуемого изделий и за ними, с учетом изменения толщины последнего, определим соответствующие магнитные потоки. При этом выражения для них имеют вид:

$$\Phi_{a \mp \Delta a} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot H_0 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \delta \cdot b \times \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) - e^{-\frac{a \mp \Delta a}{\delta}} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4} - \frac{a \mp \Delta a}{\delta}\right) \right], \quad (2)$$

$$\Phi_{a_1 \pm \Delta a} = (a_1 \pm \Delta a) \cdot H_0 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot b \cdot e^{-\frac{a \mp \Delta a}{\delta}} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{a \mp \Delta a}{\delta}\right), \quad (3)$$

$$\Phi_a = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot H_0 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \delta \cdot b \cdot \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) - e^{-\frac{a}{\delta}} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4} - \frac{a}{\delta}\right) \right], \quad (4)$$

$$\Phi_{a_1} = a_1 \cdot H_0 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \delta \cdot b \cdot e^{-\frac{a}{\delta}} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{a}{\delta}\right), \quad (5)$$

где H_0 - средняя напряженность магнитного поля в воздушном зазоре датчика; μ_0 - магнитная постоянная ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м); μ_r - относительная магнитная проницаемость изделия; ω - циклическая частота; δ - глубина проникновения магнитного поля в среду; σ - удельная электрическая проводимость материала изделия.

Данные соотношения получены при условии равенства относительных магнитных проницаемостей ($\mu_r = 1$) и удельных электропроводностей материалов исследуемого и образцового изделий. Это можно выполнить на практике с помощью подбора образцовых изделий по значению σ , соответствующей удельной электрической проводимости исследуемого изделия. Если размеры изделия достаточно велики, то оба датчика можно разместить на нем, но при этом должна быть известна толщина изделия в месте размещения образцового датчика.

Воспользовавшись результатами работ [5,6] можно получить выражение для величины средней напряженности магнитного поля в воздушном зазоре датчика

$$H_0 = I_n \cdot W_1 \cdot \frac{b \left[0,26 + \frac{1}{\pi} \ln \left(1 + \frac{2d}{c} \right) \right] + 2(0,077 \cdot c + 0,25 \cdot d)}{b \cdot d}, \quad (6)$$

где I_n - величина тока в намагничивающей цепи).

Подставив значения магнитных потоков (2-5) в выражение (1), получим формулу для мгновенного значения разностной ЭДС в виде

$$\Delta e = \omega \cdot W_2 \cdot H_0 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot b \cdot e^{-\frac{a}{\delta}} \times \sqrt{M^2 + Q^2} \cdot \sin(\omega t + \arctg \frac{Q}{M}), \quad (7)$$

где

$$M = e^{\pm \frac{\Delta a}{\delta}} \left(a_1 \mp \Delta a - \frac{\delta}{2} \right) \cdot \left(\cos \frac{a}{\delta} \cdot \cos \frac{\Delta a}{\delta} \pm \sin \frac{a}{\delta} \cdot \sin \frac{\Delta a}{\delta} \right) + \cos \frac{a}{\delta} \cdot \left(\frac{\delta}{2} \mp \frac{\delta}{2} e^{\pm \frac{\Delta a}{\delta}} \cdot \sin \frac{\Delta a}{\delta} - a_1 \right) + \frac{\delta}{2} \cdot \sin \frac{a}{\delta} \cdot \left(e^{\pm \frac{\Delta a}{\delta}} \cdot \cos \frac{\Delta a}{\delta} - 1 \right); \quad (8)$$

$$Q = e^{\pm \frac{\Delta a}{\delta}} \cdot (a_1 - a_1 \mp \Delta a) \cdot \left(\sin \frac{a}{\delta} \cdot \cos \frac{\Delta a}{\delta} \pm \cos \frac{a}{\delta} \cdot \sin \frac{\Delta a}{\delta} \right) - \sin \frac{a}{\delta} \cdot \left(\frac{\delta}{2} \mp \frac{\delta}{2} e^{\pm \frac{\Delta a}{\delta}} \cdot \sin \frac{\Delta a}{\delta} - a_1 \right) + \frac{\delta}{2} \cdot \cos \frac{a}{\delta} \cdot \left(e^{\pm \frac{\Delta a}{\delta}} \cdot \cos \frac{\Delta a}{\delta} - 1 \right). \quad (9)$$

Выражения (7 - 9) значительно упрощаются при условии $\Delta a/\delta \ll 1$, что соответствует небольшим изменениям толщины исследуемого изделия относительно образцового или малым частотам питающего тока. В этом случае формула для эффективного значения разностной ЭДС имеет вид

$$\Delta E = \omega \cdot \rho \cdot W_2 \cdot H_0 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot b \cdot \Delta a \cdot e^{-\frac{a}{\delta}} \cdot \rho, \quad (10)$$

Величина рассчитывается из следующих соотношений, при уменьшении толщины исследуемого изделия относительно образцового

$$\rho = \frac{a_1}{\delta} \cdot \sqrt{\left(1 + \frac{\Delta a}{a_1} \right)^2 + \left(1 + \frac{\Delta a}{a_1} + \frac{\Delta a}{\delta} \right)^2}, \quad (11)$$

при ее увеличении

$$\rho = \frac{a_1}{\delta} \cdot \sqrt{\left(\frac{\Delta a}{a_1} - 1 \right)^2 + \left(1 - \frac{\Delta a}{a_1} - \frac{\Delta a}{\delta} \right)^2}, \quad (12)$$

Использование выражений (7-12) для измерения толщин трубчатых изделий справедливо при условии $b/\pi D$, где D наружный диаметр трубчатого изделия.

Следует отметить, что для толщинометрии различных изделий можно было бы использовать и фазовые измерения (см. выражения 7-9). Однако, численные оценки, проведенные по точным и приближенным выражениям для фазовых углов, показывают, что

для различных исходных толщин разрешающая способность фазовых измерений значительно ниже амплитудных при тех же изменениях Δa . К этому можно также добавить неудобство проведения фазовых измерений, связанное со сравнительно низкой точностью измерителей фазовых сдвигов, требованиями к минимальным входным сигналам и другие.

Поскольку, наряду с магнитным потоком в изделии важным зондирующим параметром является величина вихревого тока, создаваемого этим потоком, то имеет смысл привести выражение для распределения плотности вихревых токов j_T внутри изделия. Воспользовавшись результатами работы [7], можно получить соотношение для j_T с учетом полученной выше H_0

$$j_T = H_0 \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \sigma \cdot \omega} \cdot e^{-\frac{y}{\delta}} \cdot \sin \left(\omega t - \frac{y}{\delta} + \frac{\pi}{4} \right), \quad (13)$$

где y - текущая координата толщины изделия ($y=0$ на поверхности образца в месте расположения датчика).

Таким образом, рассмотрен дифференциальный преобразователь с магнитопроводом для контроля толщины немагнитных листовых изделий и толщин стенок трубчатых изделий. Разработана схема включения такого преобразователя. Получены соотношения, связывающие разностную ЭДС с приращением толщины листа или стенки трубы.

Ниже предлагается методика определения рационального по чувствительности режима работы вихретокового дифференциального накладного преобразователя с магнитопроводом.

На величину выходных параметров устройства для измерения дифференциальным датчиком изменений толщины изделий могут оказывать существенное влияние различные факторы: соотношение геометрических размеров датчиков, изделия, частота намагничивающего тока, степень идентичности датчиков, материал магнитопроводов, изменение удельной электрической проводимости, величина воздушного зазора между преобразователем и изделием.

Естественно, для того, чтобы измерять толщину изделия, необходимо полностью его промагнитить. С этой точки зрения, глубина проникновения магнитного поля δ должна быть больше толщины a изделия. Однако, случай $\delta \gg a$ приводит к значительному снижению чувствительности преобразователя. Оценки показывают, что достаточно высокая чувствительность устройства достижима при условии $0,3 \leq a/\delta \leq 0,77$. При этом необходимо обеспечить выполнение ограничений на соотношение геометрических размеров магнитопровода и изделия, связанных с распространением магнитного поля в изделии и за ним ($c \geq d$, $d = a + a_1$, где c - расстояние между полюсами магнитопровода, d - ширина полюса, a_1 - толщина слоя воздуха за изделием [1]). Увеличение толщины магнитопровода приводит к росту чувствительности устройства, однако, существует ограничение и на этот размер, связанное с требуемой площадью контролируемого участка изделия, соприкасаемой с рабочей поверхностью магнитопровода.

Даже из физических соображений ясно, что рас-

смагнитомагнитный преобразователь должен иметь оптимальный режим работы по такому параметру, как частота намагничивающего тока (или возбуждающего магнитного поля). Действительно, при низких частотах ($\delta \gg a$) чувствительность устройства мала. Та же ситуация должна наблюдаться и при высоких частотах, когда $\delta \ll a$. Отсюда следует, что обязан существовать такой частотный диапазон, при котором чувствительность датчика к изменению толщины будет максимальной.

Достаточно простое приближенное расчетное соотношение для оптимальной частоты $f_{\text{опт}}$ преобразователя по величине наибольшей относительной чувствительности к изменению толщины изделия можно получить при условии $a/\delta < 1$. В этом случае

$$f_{\text{опт}} = \frac{9}{64\pi \cdot a^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \sigma}, \quad (14)$$

где μ_0 – магнитная постоянная; μ_r – магнитная проницаемость; σ – электропроводность материала изделия.

Из формулы (14) следует, что в зависимости от материалов используемого магнитопровода и изделия существуют определенные ограничения на минимальную толщину эталонного образца a . Если применять в качестве материала магнитопровода феррит, то даже при малой исходной толщине изделия измерения на оптимальных частотах не представляют особых трудностей. К примеру, при $a = 0,2$ мм для медного листа $f_{\text{опт}} \approx 16$ кГц. В случае использования шихтованного магнитопровода, набранного из ферромагнитных пластин, существует максимальное значение частоты, при которой еще не сильно выражен поверхностный эффект в отдельных пластинах магнитопровода. Таким образом, существует верхний предел по частоте для шихтованного магнитопровода, который зависит от толщины и материала используемых пластин. Например, для пластин, выполненных из электротехнической стали с толщиной 0,35 мм каждая, наибольшая частота составляет 4-5 кГц. Если принять эту частоту в качестве оптимальной, то тогда из выражения (14) следует ограничение на минимальный размер исходной толщины изделия. К примеру, для медного изделия ($\sigma = 5,6 \cdot 10^7$ СМ/М) и частоте 5 кГц $a_{\text{мин}} \approx 0,35$ мм, а для изделия из алюминиевого сплава ($\sigma = 1,72 \cdot 10^7$ СМ/М) $a_{\text{мин}} \approx 0,6$ мм.

Следует отметить, что ограничение на наибольшее значение исходной толщины изделия a связано с требуемым отношением полезного сигнала к сигналу небаланса E_n двух датчиков, помещенных на идентичные изделия. В практически важном случае

$\frac{\Delta a}{a_1} \ll 1$ (где Δa – изменение толщины изделия) наибольшую исходную толщину изделия можно определить из выражения

$$a \leq \delta - \frac{\delta^2 \cdot \frac{\Delta E}{\Delta a \cdot E_n} \cdot E_n}{\sqrt{2 \cdot d \cdot \omega \cdot W_2 \cdot H_0 \cdot \mu_0 \cdot b}}, \quad (15)$$

где H_0 – напряженность внешнего магнитного поля.

Порядок вычисления этой величины следующий. Измерив значение сигнала небаланса E_n и считая, что

полезный сигнал ΔE с должен превышать величину E_n , хотя бы на порядок, можно определить a , которое соответствует минимальным заданным приращениям толщины Δa .

При использовании формулы (10) работы [1], необходимо также ввести ограничение на наибольшее изменение толщины Δa . В этом случае предельно допустимая величина Δa связана с погрешностью разложений. Простую оценку такой погрешности можно получить из соотношения

$$\frac{\Delta a}{\delta} = \pm \frac{\beta}{2} + \sqrt{\left(\frac{\beta}{2}\right)^2 + \beta}, \quad (16)$$

где β – задаваемая погрешность разложения; верхний и нижний знаки соответствуют уменьшению и увеличению толщины изделия.

Например, при $\beta = 3\%$ величины допустимых относительных приращений $\Delta a/\delta$ толщин изделий составляют 0,19 и 0,16 при уменьшении и увеличении толщины a .

Увеличение величины напряженности магнитного поля H_0 в зазоре магнитопровода играет важную роль в повышении чувствительности устройства. Однако, такое увеличение должно быть конечным и связано, по-видимому, с эффектами нагрева изделия вихревыми токами, которые могут привести к изменению характеристик изделия. Степень нагрева изделия зависит от величины H_0 , закона распределения плотности вихревых токов, материала изделия, состояния его поверхности и других. Приведенное выше выражение (16), описывающее распределение плотности вихревых токов недостаточно для оценки предельной величины H_0 . Более целесообразно оценивать эту величину по значению плотности тока усредненной по толщине изделия, так как в случае толщинометрии $\delta > a$, используя соотношение (13), можно получить выражение для такой усредненной плотности тока, модуль которой имеет вид

$$|j_T| = \frac{H_0}{a} \sqrt{\left(1 - e^{-a/\delta} \cdot \cos a/\delta\right)^2 + \left(e^{-a/\delta} \cdot \sin a/\delta\right)^2}. \quad (17)$$

Исходя из формулы (17), можно для каждого материала определить предельную величину H_0 по допустимой плотности вихревых токов.

Определение допустимых величин плотностей токов для различных материалов с точки зрения минимального нагрева связано с решением сложных уравнений диффузии тепла и теплового баланса проводящего изделия. Для решения вопроса выбора диапазона допустимого изменения H_0 , исходя из компромиссных решений достижения сравнительно высокой чувствительности и слабого влияния тепловых эффектов вихревых токов, можно использовать справочные данные по допустимым плотностям тока для различных материалов, тем более, что последнее согласуется с экспериментом. Например, если принять для медной пластины допустимую плотность тока $j_{\text{доп}} = 2$ А/мм², то для предельного случая $a/\delta = 0,77$; $a = 0,35$ мм и $f = 5000$ Гц (шихтованный магнитопровод) наибольшее значение напряженности магнитного поля в зазоре магнитопровода $H_{\text{доп}}$ составит 944 А/м.

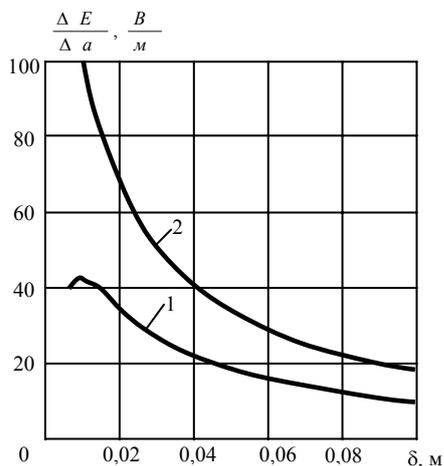


Рис. 3. Зависимость относительной э.д.с. от δ при изменении удельной электрической проводимости изделия

При увеличении толщины изделия и при том же отношении a/δ , как видно из выражения (17), для достижения таких же допустимых плотностей вихревых токов следует использовать более высокие значения напряженности магнитного поля, что в свою очередь приведет к увеличению чувствительности устройства.

Мешающими параметрами при измерении приращения толщин являются удельная электрическая проводимость (электропроводность) σ изделия и воздушный зазор между первичным преобразователем и поверхностью изделия.

На рис. 3 приведены расчетные кривые зависимостей относительных значений выходных э.д.с. дифференциального индуктивного преобразователя от величины δ при изменении удельной электрической проводимости (частота $\omega = \text{const}$). Кривые построены для значений $a = 10^{-2}$ м, $a_1 = 4 \cdot 10^{-3}$ м, $\Delta a = 10^{-3}$ м в случае уменьшения толщины (кривая 1), $a = 6 \cdot 10^{-3}$ м, $a_1 = 8 \cdot 10^{-3}$ м, $\Delta a = 10^{-3}$ м для увеличения толщины (кривая 2).

Из графических зависимостей рис. 3 видно, что наибольшее влияние величины σ на результаты измерений наступает при глубинах проникновения переменного магнитного поля $\delta \approx a$ (кривая 1). Однако, в окрестности этого значения δ воздействие изменения удельной электрической проводимости минимально. В благоприятном, с точки зрения оптимальных режимов работы устройства, диапазоне изменений a/δ влияние изменения величины δ также мало. К примеру, $a/\delta = 0,6$ ($a = 10^{-2}$ м) изменение сигнала $\Delta E/\Delta a$ не превышает 2,0 %, а для $a/\delta = 0,35$ ($a = 6 \cdot 10^{-3}$ м), $\Delta E/\Delta a$ изменяется на 2,9 % при изменении δ на 10 % в обоих случаях. Следует отметить, что увеличение δ приводит к уменьшению влияния удельной электрической проводимости на результаты измерений приращений толщин.

Как было указано, преобразователь помещается непосредственно на испытуемое изделие. Во многих случаях необходимо предусмотреть наличие небольшого зазора l_3 между полюсами магнитопровода и изделием. В силу того, что в рассматриваемых преобразователях воздушный зазор магнитопровода, определяемый средней силовой линией, значительно пре-

вышает величину l_3 , не следует ожидать большого воздействия последней на результаты измерений. При учете l_3 значение разностной э.д.с. уменьшится на величину $2 \Delta E l_3 / (c + d)$. Например, для датчиков с величиной $c + d = 28 \cdot 10^{-3}$ м наличие зазора $l_3 = 0,5 \cdot 10^{-3}$ м приводит к уменьшению выходной э.д.с. на 3,6 %.

Таким образом, рассмотрена методика выбора рационального режима работы преобразователя с точки зрения достижения максимальной чувствительности к толщине изделия дифференциального накладного вихретокового преобразователя с магнитопроводом. Рассмотрено также влияние напряженности внешнего магнитного поля и удельной электрической проводимости на результаты контроля толщины немагнитного плоского и трубчатого изделия.

Разработанный дифференциальный датчик с магнитопроводом широко использовался для контроля толщины стенки бурильных легкосплавных (алюминиевых) труб на трубной базе Крестищенского (г. Красноград) управления буровых работ. Особенно важную роль сыграл такой электромагнитный датчик при спускоподъемных операциях колонны, набранной их алюминиевых бурильных труб. Дело в том, что при бурении труба испытывает чаще всего односторонний износ при трении о породу. Если такой износ в значительной степени уменьшает сечение трубы, т.е. локальную по площади толщину стенки трубы, которая находится в колонне, то при большом весе последней, используемая труба с дефектным, т.е. уменьшенным сечением, может разорваться, и тогда часть колонны рухнет вниз скважины. Из скважины упавшую часть колонны практически достать невозможно, а это значит, что большие средства которые затрачены на бурение скважины будут истрачены напрасно. Если обнаружить разработанным датчиком односторонний критический износ стенки трубы, то её можно заменить новой трубой и тем самым спасти колонну и скважину. Такую замену дефектной трубы новой осуществляют при спускоподъемных операциях буровой колонны.

Рассмотренные дифференциальные датчики можно использовать для контроля толщины при прокате пластин, фольги и др. изделий.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий. Справочник / Под. ред. В.В. Клюева. Кн. 1. – М.: Машиностроение, 1975. – 391 с.
- [2] Дорофеев А.Л., Никитин А.М., Рубин А.Л. Индукционная толщинометрия. – М.: Энергия, 1978. – 185 с.
- [3] Дякин В.В., Сандовский В.А. Теория и расчет накладных вихретоковых преобразователей. – М.: Наука, 1981. – 136 с.
- [4] Соболев В.С., Шкарлет Ю.М. Накладные и экранные датчики для контроля методом вихревых токов. – Новосибирск: Наука, 1967. – 144 с.
- [5] Гордон А.В., Сливинская А.Г. Электромагниты постоянного тока. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1960. – С. 140-160.
- [6] Постоянные магниты / Под. ред. Ю.М. Пятинина. – М.: Энергия, 1980. – С.267-306.
- [7] Поливанов К.Н. Теоретические основы электротехники. – М.: Энергия, 1975, Т.3. – С. 146-153.

Поступила 17.03.2005

НООСФЕРА ПРИРОДЫ И НОВАЯ КОНЦЕПЦИЯ РАЗВИТИЯ НАУКИ В ЧЕЛОВЕЧЕСКОМ ОБЩЕСТВЕ

Баранов М.И., д.т.н.

НИПКИ "Молния" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47, НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ"
тел. (057) 707-68-41, факс (057) 707-61-33, E-mail: nipkimolnija@kpi.kharkov.ua

Наведено нову концепцію розвитку науки у людському суспільстві, яка сприяє гармонізації Суспільства та Природи.

Приведена новая концепция развития науки в человеческом обществе, способствующая гармонизации Общества и Природы.

1. НООСФЕРА, ПРИРОДА И ОБЩЕСТВО

Острейшие проблемы биосферы и ноосферы, экологии, техносферы и ответственности ученых за возможные негативные последствия на Земле своих открытий и научно-технических разработок возникли и встали "во весь свой рост" в человеческом обществе еще в 20-ом столетии. Напомним, что "биосфера" (от гр. *bios* – жизнь) – это область распространения жизни на нашей планете, а "ноосфера" – это состояние биосферы, при котором разумная деятельность человека становится решающим фактором ее развития [1]. Что касается слова "экология" (от гр. *oikos* – дом), то это наука, изучающая взаимоотношения неживой жизни и человеческого общества с окружающей средой [1]. Лишь на исходе указанного столетия мир и его научное сообщество стали глубоко осознавать планетарную значимость данных проблем. Ведь на нашей планете Разум – вершина живой жизни достиг беспредельного могущества. Так объективно складываются условия и пути развития нашего человеческого общества на Земле, что оно (это общество) может уничтожить само себя. Буквально все на нашей планете стало напрямую зависеть от разумной (а, может, все наоборот?) жизнедеятельности Человека. В связи с все углубляющимся противоречием между Обществом и Природой в конце XX века в рамках международных научных обществ и ООН был принят документ под названием "Предупреждение ученых человечеству" [2]. В этом документе есть такие важные слова [2]: "...Передовая часть мирового научного сообщества предупреждает все человечество о том, что необходимы кардинальные перемены в нашем служении Земле и жизни на ней. Эта необходимость вызвана стремлением избежать человеческих страданий и неисправимого ущерба нашему дому на этой планете". В этой связи задача каждого человека и, прежде всего, каждого ученого состоит в том, чтобы защитить, в меру своих возможностей, нашу земную обитель (возможно единственную во всем мироздании) от самоуничтожения. Для ученого из области технических наук данная задача может быть более конкретизирована: не дать шансов разработкам и практическим реализациям научно-технических проектов, приводящих к ухудшению биосферы Земли; неукоснительно выполнять требования по проведению серьезных экологических экспертиз научных и технологических разработок, новых технологий, действующих и вновь открываемых промышленных производств. Идея системного подхода во взаимоотношениях Общества и Природы принадлежит нашему всемирно

известному соотечественнику, выдающемуся ученому – геохимику, академику В.И. Вернадскому, создавшему целостную картину развития нашей планеты, включающую данные геологии, науки о жизни и развитии человеческого общества, который в свое время, еще вначале прошедшего столетия, говорил [2,3]: "...Человек может иметь будущее лишь в том случае, если примет на себя ответственность не только за развитие общества, но и биосферы в целом". Забыв эти слова, мир в настоящее время подошел к тому рубежу, за которым следует глубокий кризис экологической системы нашей планеты. На взгляд автора, одним из путей, ведущим человечество к указанному выше необходимым позитивным переменам во взаимоотношениях Общества и Природы, может служить изменение концепции (от лат. *conceptio* – единый и основной замысел) развития мировой науки.

2. НОВАЯ КОНЦЕПЦИЯ РАЗВИТИЯ НАУКИ

Применительно к отечественной науке данное изменение в концепции ее развития должно быть связано, по моему мнению, с переносом акцента в научных подразделениях Минобразования Украины, НАН Украины и отраслевых Академий с привычных показателей их научно-экономической деятельности (например, объема в денежном выражении бюджетной и хозяйственной тематики, дохода и др.) на понятие коэффициента эффективности K_{Σ} работы научного учреждения (института, университета, Академии), учитывающего экологические аспекты его функционирования и выдаваемой им научно-технической продукции. Использование на практике такого нового показателя в работе научного подразделения как коэффициента его эффективности K_{Σ} должно способствовать ликвидации чисто "затратного принципа" работы научного учреждения. Разумеется, что для нормального функционирования научного учреждения и поддержания его инфраструктуры на должном уровне нужны соответствующие бюджетные и внебюджетные средства и источники финансирования. Однако, акцент с последних, с учетом веления времени, должен быть перенесен в ближайшие годы на полезные для Общества и не вредные для Природы результаты, получаемые от Науки. В связи с таким подходом новая концепция развития науки в нашем человеческом обществе может быть выражена следующей короткой формулой: "**Финансовые ресурсы – полезные научные результаты – улучшение экологии**". В данной формуле (триаде) новой концепции развития

отечественной науки "полезные научные результаты" могут быть количественно оценены с помощью коэффициента эффективности $K_{Э}$ работы научного учреждения. Такая постановка для Общества "творческого научного вопроса" должна приводить к созданию в нем (этом обществе) определенной и со временем все более наполняемой ноосферы (сферы Разума), в которой наиболее престижными областями человеческой деятельности будут Наука и Искусство, а самыми уважаемыми людьми станут творческие работники, ученые, изобретатели, новаторы новых производств и создатели новых экологически чистых машин и прогрессивных технологий. Несмотря на несколько утопическое звучание вышеизложенного, все же, по моему твердому убеждению, в результате такого подхода мы постепенно отойдем от затратной (как сейчас в большей степени) экономической деятельности научного сообщества и придем к "экономике полезных для человеческого общества научных результатов". Вот по этим то "полезным научным результатам" и должна производиться оценка эффективности деятельности любого научного учреждения.

3. ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ НАУЧНОГО УЧРЕЖДЕНИЯ

Что такое коэффициент эффективности $K_{Э}$ работы научного учреждения в рыночных условиях? Это комплексный показатель его научно-технической деятельности, определяемый:

- числом объектов, признанных соответствующими директивными органами страны объектами Национального достояния;
- числом и качеством выполняемых отечественных научно-технических программ, НИР и ОКР;
- числом и качеством выполняемых международных программ и научно-технических проектов;
- числом проданных Заказчику и внедренных в производство научно-технических проектов, обеспечивающих улучшение экологии окружающей среды;
- степенью атмосферных и грунтовых выбросов и технических отходов опытных производств учреждения, загрязняющих окружающую среду;
- уровнем средней зарплаты своего персонала;
- количеством наименований научно-технической продукции, вошедших в международные реестры и каталоги выпускаемых и потенциально покупаемых товаров;
- средним возрастом своих работников;
- числом сотрудников, участвующих в научно-педагогической деятельности в высших учебных заведениях и избранных в члены НАНУ и отраслевые Академии;
- числом полученных патентов на изобретения, связанные с научно-техническими разработками;
- числом изданных сотрудниками учреждения научных монографий и учебно-методических пособий;
- числом опубликованных в ведущих отечественных и зарубежных журналах статей сотрудников;
- числом защищенных сотрудниками учреждения кандидатских и докторских диссертаций;
- числом издаваемых учреждением научных журналов и сборников;
- числом аспирантов и докторантов в учреждении;

- числом командировок сотрудников в научные и промышленные центры страны и мира;
- числом докладов сотрудников на отечественных и международных научно-технических конференциях и симпозиумах;
- участием в отечественных и международных выставках и ярмарках научно-технической продукции.

Без особых трудностей перечисленным выше показателям полезности научных результатов учреждения могут быть присвоены соответствующие количественные значения. В итоге, коэффициент эффективности $K_{Э}$ может быть определен количественно. В зависимости от полученного к концу каждого финансового года значения $K_{Э}$ учреждения должны получать в следующем и соответствующие денежные средства. Большие удельные значения коэффициента $K_{Э}$ (отношение $K_{Э}$ к числу работающих в учреждении) – большие и объемы бюджетного финансирования. Заметим, что коэффициент эффективности $K_{Э}$ может быть без особых затруднений распространен и на оценку научно-технической деятельности отдельного работника научного учреждения. Подобный сценарий развития Науки в условиях конкуренции должен привести к тому, что "на плаву" останутся лучшие научные учреждения, отвечающие современным высоким требованиям не только в части уровня выполняемых НИР и ОКР, но и защиты окружающей среды.

4. ВОЗМОЖНЫЙ МЕХАНИЗМ РЕАЛИЗАЦИИ НОВОЙ КОНЦЕПЦИИ РАЗВИТИЯ НАУКИ

Реализация на практике приведенной нами выше концепции развития науки потребует определенного изменения функций и организационной структуры управленческого аппарата науки. "Чиновники от науки" должны быть поставлены в такие условия, когда им станет выгодно и жизненно необходимо работать на лаборанта, научного сотрудника, профессора и академика и их конечный научно-технический продукт, то есть на пользу Науки и Общества. Механизм реализации новой концепции развития Науки в нашем Обществе будет определяться, прежде всего, желанием самого человеческого общества в построении новой более разумной и эффективной системы своей жизнедеятельности. "Чиновники от науки" в силу своего консерватизма, безусловно, не будут сторонниками нового подхода в функционировании научных учреждений. Поэтому единственным, на мой взгляд, конструктивным путем внедрения в жизнь новой концепции развития отечественной Науки будет здесь административный путь – соответствующее Решение избранных самим же Обществом его Центральных властных структур, обязательное к выполнению региональными административными Институтами и Службами и всеми научными учреждениями страны.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Большой иллюстрированный словарь иностранных слов. - М.: Русские словари, 2004.-957с.
- [2] Зарвовский С. Ноосфера. Концепция развития// Газета "2000" от 19 августа 2005г.
- [3] Гумилевский Л.И. Вернадский/ Серия: Жизнь замечательных людей. - М.: Молодая гвардия, 1988.-255с.

Поступила 01.09.2005

К 120-летию ХАРЬКОВСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт" – один из старейших в Украине высших технических учебных заведений. Принципиальное решение об основании технического вуза с расположением в Харькове было принято правительственными инстанциями Российской империи еще в 1870 году, но практический путь к реализации этого решения оказался непростым и занял 15 лет. Только 16 апреля 1885 года правительство императора Александра III утвердило положение, согласно которому начал функционировать Харьковский практический технологический институт. Торжественное открытие института состоялось 15 сентября 1885 года.

Первым директором института стал выдающийся ученый в области механики и сопротивления материалов, талантливый организатор высшего образования Виктор Львович Кирпичев (с 3 июля 1885 г. по 30 января 1898 г.). Своими научными трудами и педагогической деятельностью он активно содействовал техническому прогрессу. После того, как Харьковский технологический институт прошел через этап становления, В.Л. Кирпичев получил новое назначение и стал первым директором новообразованного Киевского политехнического института.



В декабре 1929 г. Харьковский технологический институт был переименован в политехнический (ХПИ) и вскоре реорганизован. После раздела политехнического института на ряд самостоятельных вузов в 1930 г. на основной территории институтского городка остались работать механико-машиностроительный (ХММИ), химико-технологический (ХХТИ) и электротехнический (ХЕТИ) институты.

С 1949/1950 учебного года начинается новый период в жизни института. Решением Совета Министров Союза ССР № 13934-р от 7 сентября 1949 г. и указом министра высшего образования СССР № 1194 от 16 сентября 1949 г. ХПИ восстанавливался на основе объединения институтов, которые входили в его состав до 1929 года. Директором был назначен доцент М.Ф. Семко, впоследствии доктор технических наук, профессор, Заслуженный деятель науки и техники Украины, Герой Социалистического Труда. Под его руководством, которое длилось 30 лет, ХПИ вскоре стал одним из крупнейших и престижнейших вузов страны.

С образованием независимого украинского государства ХПИ – один из ведущих высших технических учебных заведений Украины. За прошедшие годы произошли значительные перемены как в стране, так и в высшей школе. Харьковский политехнический успешно прошел государственные лицензирование и аттестацию и был аккредитован на IV (высший) уро-

вень. Кабинет министров Украины постановлением № 244 от 20 апреля 1994 г. присвоил ему статус государственного политехнического университета (ХГПУ).

Учитывая общегосударственное и международное признание результатов деятельности и значительный вклад в развитие национального высшего образования и науки Указом Президента Украины №1059/2000 от 11 сентября 2000 г. Харьковскому государственному политехническому университету придан статус национального. С этого же времени его официальное название стало Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт".

История Харьковского политехнического с момента его учреждения стала неотъемлемой частью научно-технической, интеллектуальной, культурной истории Украины. С ней связаны имена лауреата Нобелевской премии Л.Д. Ландау, всемирно известных ученых - академиков М.М. Бекетова, П.П. Будникова, А.К. Вальтера, А.М. Ляпунова, К.Д. Синельникова, В.А. Стеклова, Г.Ф. Проскуры, В.И. Атрощенко, А.С. Бережного, а также основателя НТУ "ХПИ" и Киевской политехники В.Л. Кирпичева.

Тысячи его ученых и педагогов, десятки тысяч выпускников, из которых 22 стали академиками и членами-корреспондентами Национальной Академии наук Украины, более 100 получили Государственные премии, внесли достойный вклад в развитие отечественной и мировой науки, техники и промышленности, культуры и высшего образования, стали активными участниками и непосредственными творцами научно-технического прогресса.

Сейчас в НТУ "ХПИ" учатся свыше 22 тысяч студентов и 320 аспирантов, среди которых около тысячи - иностранцы из 31 страны мира. Их учат 1700 преподавателей, 160 из которых доктора наук и профессора, а свыше 800 - кандидаты наук и доценты. Среди них 17 заслуженных деятелей науки и техники и заслуженных работников высшей школы Украины, 8 лауреатов Государственных премий, 3 академика и член-корреспондента НАН Украины, 26 академиков отраслевых АН Украины.

В своем развитии Харьковский политехнический прошел большой, сложный и славный путь: пережил несколько войн и революций, кардинальные изменения общественно-политического и экономического строя, несчетное количество реформ системы образования, несколько раз изменял свое название и структуру, но никогда не изменял своему высокому назначению - обеспечивать развитие отечественной промышленности высококвалифицированными научными и инженерными кадрами.



Список авторів

А	Н
Августинович Анна Анатольевна 56	Набока Борис Григорьевич..... 80
	Нестыкайло Олег Сергеевич. 56
Б	О
Баранов Михаил Иванович 5, 91	Орловский Игорь Викторович 13
Батыгин Юрий Викторович 69	Осташевский Николай Александрович 13, 33
Беспрозванных Анна Викторовна 80	
Беззапонная Виктория Михайловна 86	П
Бовда Александр Михайлович 78	Павленко Татьяна Павловна 38
В	Пантелят Михаил Гариевич..... 61
Веприк Юрий Николаевич..... 74	Петушкова Светлана Алексеевна 61
Веприк Владимир Юрьевич..... 74	
Вербовой Андрей Петрович 9	Р
Вороновский Геннадий Кириллович 13	Радимов Игорь Николаевич 42
Г	Рымша Виталий Викторович..... 42
Гетя Андрей Николаевич 17	Руденко Елена Константиновна..... 61
Д	С
Дегтев Владимир Григорьевич..... 20	Себко Вадим Пантелеевич 83, 86
Дмитриева Тамара Николаевна 20	Середа Александр Григорьевич..... 45
	Снітков Ігор Філатович..... 24
Ж	Ф
Жулидов Александр Олегович 83	Финкельштейн Владимир Борисович..... 17
	Фомин Василий Иосифович 48
З	Х
Завгородній Віктор Дмитрович 24	Хворост Микола Васильович 50
Зозулин Юрий Васильевич 61	
И	Ч
Иваненко Виталий Никитович 33	Чаплыгин Евгений Александрович 69
К	Ш
Клементьев Александр Валентинович..... 31	Шеремета Роман Микитович.. 24
Кліменко Валентин Володимирович 24	Шинкаренко Василий Федорович 56
Ковган Александр Николаевич. 33	Штангей Анна Сергеевна. 80
Кравченко Александр Иванович 78	Шульгин Дмитрий Николаевич 20
	Шульженко Николай Григорьевич. 61
Л	Щ
Лавинский Владимир Иванович..... 69	Щапов Павел Федорович..... 65
Лебедка Сергей Николаевич..... 74	
М	
Москаленко Олег Игоревич. 83	

Abstracts

ELECTROENGINEERING: Prominent events and great names

Baranov M.I.

Peter Leonidovich Kapitza - founder of strong pulsed magnetic field engineering.

A brief sketch on the history of the problem of strong constant and pulsed magnetic field generation is given. A significant contribution of the

5 prominent Soviet physicist - experimentalist P.L. Kapitza to solution of this problem is described.

Key words - history, problem, generation, strong constant and pulsed magnetic fields, electrophysical installations.

Electrical Mashines and Apparatus

Verbovoy A.P.

Interpretation of causes of change in inductive reactance of mutual induction and magnetization current in induction motors.

The paper is devoted to analysis of definitions and designations and to determination of inductive reactance of mutual induction. For an induction motor, it is shown that load increment and motor speed-down result in inductive reactance of mutual induction several times reduced and magnetizing current increased.

Key words - induction motor, start, control, rotational speed, inductive reactance, mutual induction, magnetizing current.

Voronovsky G.K., Orlovsky I.V., Ostashevsky N.A.

Calculation of energy parameters of induction motors based on active power consumption monitoring.

A problem of computer-aided simulation of induction motor operation modes to calculate energy parameters through active power consumption is analyzed.

Key words - simulation monitoring, induction motors, active power consumption.

Guetya A.N., Finkelshstein V.B.

Rotational electromotive force of an ac converter-fed motor with permanent magnets on the rotor.

The paper presents magnetic induction distribution on the rotor pole surface adjusted for a toothed magnetic core of the stator. Expressions for evaluating a rotational electromotive force at transient process calculations in an ac converter-fed motor are given.

Key words - ac converter-fed motor, permanent magnet, induction distribution, electromotive force.

Degtev V., Shulgin D., Dmitrieva T.

Analysis of electromagnetic properties of nonconventional windings.

A method of analysis of electromagnetic properties of nonconventional windings based on initial structure decomposition is suggested. An example of its application during synthesis of a single-layer winding subset is given.

Key words - windings, vector diagram, method of analysis, electromagnetic properties.

Zavgorodnyy V.D., Klimenko V.V., Snitkov I.F., Sheremeta R.N.

Design calculation principles for volume-type vacuum electropumps.

9 A design calculation technique for volume-type vacuum electropumps that allows determining the basic design parameters of the pump and parameters of its driving motor is expounded. An example of the technique application is given, comparison of calculated data with experimental ones made.

Key words - design calculation, pump driving motor, vacuum electropump.

Klementiev A.V.

Calculation of excitation electromotive force of a noncontact salient-pole synchronous machine with a variable-structure rotor winding.

13 Expressions relating excitation winding current to excitation electromotive force of the stator winding of a noncontact combined salient-pole synchronous machine with a variable-structure rotor winding are given.

Key words - noncontact salient-pole synchronous machine, excitation electromotive force, variable-structure rotor winding.

Ostashevsky N.A., Ivanenko V.N., Kovgan A. N.

17 **Investigation of magnetic field of a slotless DC motor with permanent magnet excitation at no-load.**

Results of magnetic field calculation in the cross-section of a slotless DC motor with permanent magnet excitation with asymmetric magnetic circuit at no-load are presented. Influence of the magnetic circuit asymmetry and different forms and dimensions of the permanent magnets on the magnetic field distribution is investigated.

Key words - slotless DC motor, permanent magnet, main magnetic flux, dissipate factor, main pole, smooth-core armature, magnetic flux density.

Pavlenko T.P.

20 **A dynamics model of arc discharge propagation**

The paper analyzes action of arc processes on the work surface of electrodes. The analysis is based on a combined equation of heat-and-mass-and-electron transfer in a dynamic system of "cathode - locally-heated plasma - anode". The analysis results in both obtaining solutions relating to discrete cathode spot displacement and demonstrating influence of high-enthalpy gas and plasma fluxes coming from near-electrode zones and direct action of erosion on contacts and electrodes.

Key words - voltaic arc, electrodes, analysis

31

33

38

Rimsha V.V., Radimov I.N.
Modeling of a linear transversal flux switched reluctance motor.

Results of 3D modeling of magnetic field in a linear transversal flux switched reluctance motor are presented. On the basis of the magnetic field simulation results, electromagnetic forces acting on the moving element of the motor are calculated. Comparative analysis of results of unidirectional magnetic attraction force calculations for 2D and 3D simulations are given.

Key words - **linear switched reluctance motor, transversal flux, magnetic field.**

Sereda A.G.

Limit short-circuit current switching capability of ceramic contacts of fault-current limiters

Applicability of Ag-based composite materials doped with refractory component parts as the main contacts of fault-current limiters of enhanced switching capacity, like VA57-35, is analyzed.

Key words - **switching capability, fault-current limiters, Ag-based composite materials**

Fomin V.I.

Research into influence of conducting element branches on protective performance of quick-break fuses

The paper presents calculations of conducting element cross-section for various conducting element geometries as well as calculations of the basic protective characteristics under short-circuit current interruption and influence of the conducting element branch width on them.

Key words - **protective performance, quick-break fuse, conducting element**

Khvorost M.V.

Electromechanical similarity equations and their application to synthesis of a “semiconductor converter – traction induction motor” system

With application of a wave induction motor model in $i^?$ coordinates, simple and direct similarity equations relating system parameters to weight and energy parameters, as well as other characteristics of a traction motor, can be obtained. Mechanisms of action of the fundamental frequency and transmission ratio of the mechanical reduction gear are analyzed with and without restrictions on the air clearance perimeter as the basic linear dimension.

Key words - **similarity equations, synthesis, induction motor**

42 *Shynkarenko V.F., Avgustynovych A.A., Nestycajlo O.S.*

Progressive-motion cylindrical electric machines: genetic analysis and taxonomic structure of the class

The area of existence and the structure of progressive-motion cylindrical electric machines generic composition is determined. The taxonomic position of the class is scientifically substantiated and the hierarchical structure of the basic systematic blocks is found. A genetic analysis and research on properties of species twins of progressive-motion cylindrical electric machines are performed.

45 *Key words* - **cylindrical electric machine, progressive motion, genetic analysis, class existence boundaries, taxonomy, hierarchical structure.**

Shulzhenko N.G., Zozulin Ju.V., Pantelyat M.G., Rudenko E.K., Petushkova S.A.

Effect of slot wedge material on electromagnetic field, current density and losses distributions due to negative-sequence currents in a turbogenerator rotor at two-phase short circuit.

48 A 2D finite element analysis of transient negative-sequence electromagnetic field, current density and losses distributions at two-phase short circuit of a 300 MW synchronous turbogenerator rotor is carried out. Two variants of the rotor structure are investigated, one with wedges made of duralumin and the other - of titanium, without taking into consideration contact phenomena. It is demonstrated that utilization of titanium wedges results in essential decrease of the current density and power losses in the turbogenerator rotor

50 *Key words* - **turbogenerator rotor, wedge, negative-sequence currents, electromagnetic field, current density, power losses, finite element method.**

Shchapov P.F.

Routine inspection scheduling for oil-filled power equipment to identify aging processes with preset decision-making reliability

Theoretical aspects of random analysis-of-variance models application in problems of parametric chance identification of transformer oil physical-chemical figures with preset reliability within the bounds of preventive testing of oil-filled power equipment are considered. Practical results of minimum-acceptable periodical-testing time estimation in transformer-oil aging control over standard quality indices are obtained

Key words - **inspection scheduling, oil-filled power equipment, reliability, transformer-oil aging control**

56

61

65

Electrical Engineering: Theory

Batygin Yu. V., Lavinsky V. I., Chaplygin E. A.

Some particularities of currents induced by low-frequency field of a single-turn solenoid in flat sheet metals.

A theoretical analysis of electrodynamic processes of eddy currents excitation in flat sheet metals is conducted. In a skin effect mode (a com-

69 pletely conducting blank or quite high frequencies), an induced current is the mirror reflection of an inductor current. Their directions are opposite (or there is a phase displacement of π). In a low-frequency field mode (thin-walled metals), the phase displacement decreases to the value of $\pi/2$. The direction of the induced current, compared

with that in the skin-effect mode, does not change.

Key words - eddy currents, sheet metal, skin effect

Weprik Ju.M., Lebedka S.M., Weprik W.Ju.

Mathematical modelling of transient processes in electric networks with an insulated neutral in phase coordinates.

A mathematical model of transient processes in an electric network with an insulated neutral in phase coordinates is developed. Transient process computation with application of implicit methods and discrete model representation of three-phase elements within an integration step allows reducing solving of a system of differential equations to reiterative generation and solving of a system of algebraic equations.

Key words - electric network, modelling, transient process, phase coordinates.

Kravchenko A.I., Bovda A.M.

Traction force of a magnetic muff as function of geometric parameters

By means of computer simulation, calculation of a linear model of a magnetic muff is performed. Dependences of traction force on the magnetic gap between the magnet rows and on the distance between the magnets in one row for different periodicity and constant weight of the magnets and the total traction force on the number of the magnets and on the magnetic gap at given dimensions of the muff and the magnets are obtained. Complicated nature of these dependences is revealed.

Key words - magnetic muff, traction force, geometric parameters, number of magnets

Naboka B.G., Besprozvannih A.V.,

Shtangey A.S.

Partial capacitance parameters as an indicator of behavior of NPP control cables.

Results of laboratory measurements of partial capacitance parameters of shielded-pair control cable specimens that were located in containment and pure zones and stored in nuclear power station storehouses are presented. Differences of partial

capacitance ratios and dielectric losses ratios are revealed, which are recommended to be utilized as an aged product indicator.

Key words - partial capacitance, control cables, containment nuclear power plant, aged product indicator.

Sebko V.P., Zhulidov A.O., Moskalenko O.I.

Correct evaluation of accuracy of three-parameter measurements with a contact electromagnetic transducer

A design procedure for relative accuracy of simultaneous measurement of relative permeability μ_r , radius a and conductivity σ of a cylindrical ferromagnetic rod with a contact electromagnetic transducer is considered. Calculation of mechanical stress measurement accuracy is analyzed taking into account μ_r and σ measurement accuracy.

Key words - contact electromagnetic transducer, accuracy, magnetic permeability, radius, specific conductance, mechanical pressure.

Sebko V.P., Bezzaponnaya V.M.

An overlay electromagnetic transducer for control of thickness and conductivity

In the given paper, a differential transducer with a magnetic circuit for thickness control of nonmagnetic sheet products and tubular product walls is analyzed. A connection circuit for such a transducer is suggested. Expressions that relate a differential EMF of the transducer to a change in sheet or pipe wall thickness are obtained. A technique of rational operating mode selection in terms of obtaining maximum sensitivity of a lay-on differential eddy-current transducer to the thickness of a product is introduced. It is shown that at a certain magnetization current frequency, maximum transducer sensitivity to the thickness of a product (flat or tubular) is achieved. Influence of magnetic intensity and product material conductivity on results of thickness control for a nonmagnetic product is also studied.

Key words - overlay electromagnetic transducer, thickness, conductivity, sensitivity, frequency, magnetic intensity.

74

83

78

86

80

Education Structure in "Electrical Engineering" and "Electromechanics"

Baranov M.I.

91

Noosphere of nature and a new conception of science development in the human society.

A new conception of science development in the human society that promotes harmonization of society and nature is presented.

Key words - nature, human society, science, conception, development

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТІ І ІНФОРМАЦІЙНИХ МАТЕРІАЛІВ В НАУКОВО-ПРАКТИЧНОМУ ЖУРНАЛІ "ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА"

Шумилов Ю.А., д.т.н., проф.

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут"
Україна, 03056, Київ, пр-т Перемоги, 37, НТУУ "КПІ", кафедра "Електромеханіка"
тел. (044) 241-76-38

Клименко Б.В., д.т.н., проф.

Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут"
Україна, 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПІ", кафедра "Електричні апарати"
тел. (057) 707-62-81, факс (057) 707-66-01, E-mail: eie@kpi.kharkov.ua

Текст анотації українською мовою, до 5 рядків (для громадян України).

Текст анотації на російській мові, до 5 рядків.

ВСТУП

У журналі публікуються результати досліджень і огляди у області електричних машин і апаратів, сильних магнітних полів і теоретичної електротехніки, що не публікувалися раніше, методичні матеріали по напрямках підготовки "Електротехніка" і "Електромеханіка", а також інформаційні матеріали за профілем журналу.

Пакет документів, що направляється в редакцію повинен містити:

1) у друкованому варіанті:

— стаття або інформаційний матеріал (1 екз.) виконаний на аркушах паперу формату А4 густиною 80 - 90 г/м², віддрукований на лазерному принтері з роздільною здатністю не менше 300 dpi;

— акт експертизи з печаткою (для громадян України). Офіційний лист з проханням опублікувати статтю (для громадян зарубіжних країн);

— рецензія (підписується доктором наук і засвідчується печаткою);

— копія документа про оплату за публікацію.

2) в електронному варіанті:

— стаття або інформаційний матеріал, виконаний у відповідності до даних вимог (без колонтитулів і нумерації сторінок);

— анотація англійською мовою (автори, назва статті, анотація, ключові слова);

— відомості про авторів (прізвище, ім'я, по-батькові повністю, дата народження, місце роботи, посада, основні напрями наукової діяльності).

Анотація і відомості про авторів виконуються у вигляді окремого документа Microsoft Word і з довільним форматом.

Оригінал статті або інформаційних матеріалів готується тільки з використанням редактора Microsoft Word однією з трьох мов: українською, російською або англійською.

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТІ

Всі розділи документа повинні містити поля: зліва, справа, зверху – по 20 мм, знизу – 25 мм. Заповнення останньої сторінки повинне бути не менше 80%.

Заголовок статті містить:

— код УДК;

— назва статті (Times New Roman 12pt, жирний, розміщення по центру, заголовні букви, не допускаються перенесення);

— список авторів, вчений ступінь (при необхідності звання і посада), назва організації, поштова адреса, контактні телефони (факс, E-mail). Для авторів різних організацій список приводиться по даній вище формі; — анотації статті українською (обов'язково тільки для громадян України) і російською мовою, обсягом до 5 рядків кожна, оформляються шрифтом Times New Roman 9 pt, жирний, курсив.

Між елементами заголовку статті робиться інтервал в один рядок 10 pt.

ОСНОВНИЙ ТЕКСТ СТАТТІ

Текст розміщується у двох колонках, відстань між якими 5 мм. Абзацні відступи (червоний рядок) – 7,5 мм. Текст набирається шрифтом Times New Roman 10 pt з одиночним міжрядковим інтервалом. Допускається розділення тексту на розділи. Назва розділу оформляється заголовними буквами і центрується, нумерація – не обов'язкова (розділи ВСТУП, ВИСНОВОК і ЛІТЕРАТУРА, якщо такі є, не нумеруються). Перед назвою розділу вставляється один порожній рядок.

Рисунки і широкі таблиці допускається розміщувати в одну колонку. Назва виконується шрифтом розміром 9 pt. Допускається використання рисунків і таблиць без назви: Рис. 1, Табл. 1.

Таблиця 1

Розміри полів тексту статті

Поле зліва	20 мм
Поле справа	20 мм
Поле зверху	20 мм
Поле знизу	25 мм

Рисунки розташовуються у окремих абзацах, з вирівнюванням по центру і оформляються як окремі об'єкти, виконуються в редакторі рисунків Microsoft Word або вставляються в текст статті у форматі *bmp* або *jpg*.

Розташування рисунка поверх тексту і застосування альбомної орієнтації не допускається.

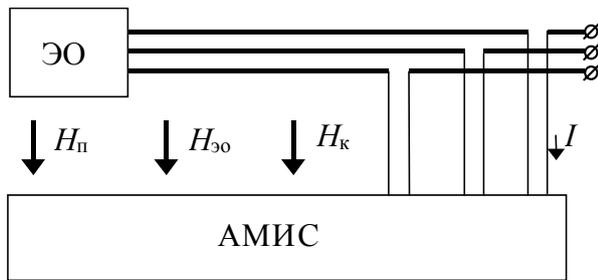


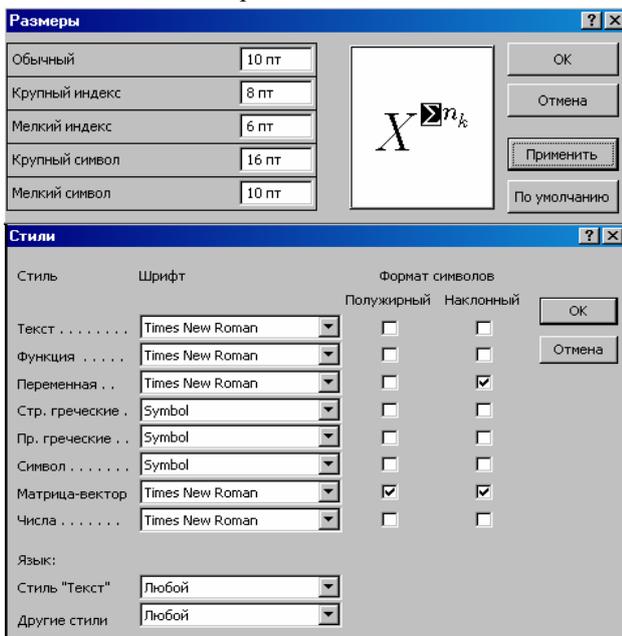
Рис.1. Функціональна схема пристрою

Математичні формули створюються у вигляді окремих об'єктів тільки в редакторі формул Microsoft Equation, розташовуються по центру і нумеруються в межах статті, номер притиснутий до правої сторони колонки. За формулою має слідувати розділовий знак, а якщо формула містить пояснення, то вони повинні починатися з нового абзацу із слова "де" без відступу

$$N = \frac{\tau_{u \max}}{T_k \text{ внутр}}, \quad (1)$$

де $\tau_{u \max}$ - ..., $T_k \text{ внутр}$ - ...

Настройки редактора формул для меню "Розмір" і "Стиль" символів представлені нижче:



Кириличні символи у формулах повинні бути виконані в стилі "Текст".

Щоб уникнути різного роду накладень символів у формулах не рекомендується застосовувати символ ділення /, букву ℓ , а також змінювати розмір об'єкту формули. Крім того, необхідно використовувати символ множення у вигляді крапки.

Великі вирази і рівняння необхідно записувати в декілька рядків

$$Y = \varphi_0(S_n) + \gamma_0 \cdot \int_{S=0}^{S_n} \varphi_0 \cdot \sin(S_n - S) \cdot dS + \gamma_0^2 \cdot \int_{S=0}^{S_n} P_0(S) \cdot \cos(S_n - S) \cdot dS. \quad (2)$$

Символи у формулах і в тексті статті повинні мати однакові зображення.

Перелік літератури розміщується в кінці тексту. Розмір шрифту - 9пт. Після відступу одного порожнього рядку (10пт) від основного тексту по центру колонки розташовують слово ЛІТЕРАТУРА. Нумерація джерел – у порядку посилань по тексту або в алфавітному порядку, номер поміщається у квадратних дужках з виступом.

ВИСНОВОК

Якщо Ви робите посилання на формули, рисунки, таблиці або літературу, необхідно використовувати наступні позначення: (1), (1) і (2), (1) – (4); рис. 1, рис. 1,а, рис. 1 і 2; табл. 1, табл. 1 і 2; [1], [1 – 3, 5].

ЛІТЕРАТУРА

- [1] P.V. Johns, "A symmetrical condensed node for the TLM method", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, Apr. 1997, pp. 370-377.
- [2] Шимони К. Теоретическая электротехника. – М.: Мир, 1964. – 272 с.
- [3] Лавров В.Я. Численно-аналитический метод расчета помехонесущих магнитных полей // Техн. электродинамика. – 1983. - № 61. - С. 18-21.
- [4] Пат. 14813 А Україна. МКИ G 01 R 33/24. Спосіб визначення залишкової та індукованої складових компонента магнітної індукції статичного зовнішнього магнітного поля феромагнітного виробу / А.В. Єрисов, В.С. Лупіков, В.Ю. Розов та ін.— №95125251; Заявлено 12.12.95; Опубл. 30.06.97. Бюл. №3. — 6 с.
- [5] Минкевич А.В. Физическое пространство — время и релятивистская космология // Тез. докл. 10-й Росссийск. Гравитац. конф. "Теоретические и экспериментальные проблемы общей теории относительности и гравитации" (г. Владимир, 20-27 июня 1999 г.). — М.: РГО, 1999. — с. 84.

В кінці статті, через інтервал в 1-2 рядки розміром 10пт, мовою оригіналу вказують дату надходження статті в редакцію журналу (розмір 9пт, курсив, розташування по правому краю). Наприклад:

Поступила 02.07.2005

або

Надійшла 02.07.2005

Матеріали приймаються за адресою:

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Фрунзе, 21, м. Харків, 61002, Україна

Електронні варіанти матеріалів по E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua eie@kpi.kharkov.ua

Довідки по телефонах: (057) 707-62-81 Клименко Борис Володимирович, Себякіна Наталя Валентинівна

ЩОКВАРТАЛЬНИЙ НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics
2005'3

ISBN 966-593-254-3



9 789665 1932543

Технічне редагування:

Ємельянов Вадим Леонідович

т. (057)707-69-76

E-mail: evl@kpi.kharkov.ua

Секретар редакції:

Себякіна Наталя Валентинівна

т. (057)707-62-81

E-mail: seb@kpi.kharkov.ua

Підписано до друку 08.09.2005 р.

Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy

Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 12,5.

Наклад 300 прим. 1-й завод - 125. Зам. № 1024. Ціна договірна.

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44
