



---

***Електротехніка і Електроомеханіка***

***Электротехника и Электромеханика***

***Electrical engineering & Electromechanics***

---

**2006'2**



**Електротехніка і Електромеханіка**  
**Электротехника и Электромеханика**  
**Electrical engineering & Electromechanics**

**EIE**

**Науково-практичний журнал**

**2006'2**

**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

**Болюх В.Ф.** д.т.н., професор кафедри загальної електротехніки НТУ "ХПІ", Харків

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

**Вороновський Г.К.** д.т.н., професор, завідувач 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 ради)

**Загірняк М.В.** д.т.н., професор, ректор КДПУ, 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., професор, завідувач кафедри електричних апаратів НТУ "ХПІ", Харків

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

**Михайлов В.М.** д.т.н., професор кафедри інженерної електрофізики 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 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. Славенні імена*

Баранов М.И.	Никола Тесла и современная электротехника	5
<b><i>Електричні машини та апарати</i></b>		
Голенков Г.М., Бондар Р.П., Макогон С.А., Богасенко М.В., Попков В.С.	Математичне моделювання роботи індукційного лінійного двигуна у якості збуджувача коливач	12
Железняков А.В., Чувашев В.А.	Математическое моделирование и численное исследование электромагнитных полей и процессов в погружных асинхронных двигателях с литой медной короткозамкнутой обмоткой ротора	15
Иванов В.А., Гривин С.А., Чувашев В.А., Чуванков В.Ю.	Влияние технологии заливки короткозамкнутой обмотки ротора медью асинхронного электродвигателя на потери в стали	22
Канов Л.Н.	Параметрический синтез механических характеристик асинхронного двигателя на основе метода схемного моделирования	26
Клементьев А.В.	О некоторых особенностях бесконтактных совмещённых синхронных генераторов с периодически изменяющейся структурой обмотки ротора	30
Конохов Н.Н.	Особенности концентрации напряженности электрического поля в обмотках электрических машин и ее влияние на надежность	32
Маляр В.С., Маляр А.В.	Метод розрахунку перехідних процесів асинхронних двигунів високоінерційних електроприводів	37
Милых В.И., Полякова Н.В.	Определение электромагнитных параметров электрических машин на основе численных расчетов магнитных полей	40
Парфенович О.Н., Третьяков А.С.	Элементы теории тепловых и вентиляционных процессов электродвигателя по конструктивной схеме ДАС	47
Петренко А.Н., Петренко Н.Я.	Особенности проектирования индукторного автотракторного генератора с комбинированным возбуждением	53
Рымша В.В., Радимов И.Н., Чан Тхи Тху Хыонг	Влияние конфигурации зубцовой зоны статора на электромагнитный момент и радиальные электромагнитные силы вентильно-реактивного электродвигателя	56
Федоров М. М., Ткаченко А. А.	К вопросу построения систем диагностики неисправностей асинхронных электродвигателей	59
Чабан А.	Математичне моделювання електромеханічних коливних процесів багатомасової системи з асинхронним приводом	62

## Теоретична електротехніка

Баранов М.И.	Упрощенная математическая модель микропроцессов в проводнике с электрическим током проводимости	66
Половинка Д.В., Невзлин Б.И., Загирняк М.В.	Аналитические зависимости выходного напряжения диодно-емкостного моста при выделении составляющих проводимости	71

## Техніка сильних електричних та магнітних полів

Кравченко В.И., Немченко Ю.С.	Исходный эталон Украины импульсных электрических и магнитных полей - цель создания эталона, требования к нему и его конструктивное исполнение	76
<b>Список авторів</b>		80

## Інформація

МЕЖДУНАРОДНЫЙ СИМПОЗИУМ "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика" (SIEMA'2005)	81
--	----

## Ювілеї

В.Ф. Шинкаренко	До 60-річчя від дня народження	82
-----------------	--------------------------------	----

<b>Abstracts</b>	83
------------------	----

<b>Вимоги</b> до оформлення статей і інформаційних матеріалів у науково-практичному журналі "Електротехніка і електромеханіка"	86
--	----

## ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

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

## ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

*Постановою Президії ВАК України від 15.01.03 № 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 2002 року.*

*Починаючи з 2005 року згідно з договором між редакцією журналу "Електротехніка і Електромеханіка" та Всеросійським інститутом наукової та технічної інформації Російської академії наук (ВИНИТИ РАН), інформація про статті з журналу за відбором експертів ВИНИТИ розміщується у Реферативному журналі (РЖ) та Базах даних (БД) ВИНИТИ. Згідно з цим договором ВИНИТИ надає редакції журналу звіт про відображення статей з журналу у РЖ та БД ВИНИТИ. Звіт ВИНИТИ за 2005 рік буде опубліковано в одному з номерів журналу за 2006 рік.*

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

*Звертаємо увагу авторів на необхідність оформлення рукописів відповідно до Вимог, які публікуються у кожному номері журналу. Статті, оформлені згідно з Вимогами будуть публікуватися у першу чергу.*

## НИКОЛА ТЕСЛА И СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

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 нарис про видатні досягнення Тесли в галузі електротехнічних знань та його вагомій ролі у науково-технічному прогресі людства.*

*Приведен краткий очерк о выдающихся достижениях Теслы в области электротехнических знаний и его весомой роли в научно-техническом прогрессе человечества.*

*150-летию со дня рождения  
выдающегося электротехника  
Никола Теслы посвящается.*

### НАЧАЛО БОЛЬШОГО ПУТИ

10 июня 1856 года в Хорватии, входившей тогда в состав Австро-Венгерской империи Габсбургов, в селе Смиляны родился Никола Тесла, которому было суждено стать в будущем всемирно известным электротехником, творцом многофазных электрических устройств переменного тока и высокочастотной техники [1, 2]. Будучи еще ребенком Никола от своего отца-священника, происходившего из старинного сербского рода Драгничей, впервые услышал слово "электричество", которое последний использовал при объяснении сыну причины возникновения электрических искр при прикосновении человеческой руки к шерсти домашней кошки. Кстати, хорватское слово "Тесло" означает: "Плотничий инструмент в виде топора для выделки из древесины изделий с вогнутой поверхностью (например, корыт, ложек и др.)" [1]. Тогда Никола не мог знать, что исследованию электрических явлений он посвятит всю свою долгую жизнь. Уже в школе он проявил повышенный интерес к точным дисциплинам и изучению электричества. Его любимым предметом стала физика [3]. Не забывал Никола и об иностранных языках. По окончании в 1871 году общеобразовательной школы он хорошо владел четырьмя языками (немецким, французским, итальянским и сербским), не считая хорватского. В 1874 году за три года Никола заканчивает в г. Карловце четырехлетнее обучение в Высшем реальном училище, проявив при этом блестящие знания по математике и физике. Никола Тесла по окончании данного училища мечтает стать инженером-электриком, хотя его отец настаивал на том, чтобы он дальше обучался богословию. После трудного семейного решения он в 1875 году поступает в г. Граце (сейчас это всемирно известный австрийский центр в области техники высоких напряжений) в Высшую техническую школу [1–3]. В 1878 году после окончания технического факультета вышеназванной Высшей технической школы Тесла Н. начинает работать помощником инженера. Затем для углубления своих знаний поступает в Пражский университет, который в 1881 году после двух семестров обучения из-за материальных трудностей оставляет и поступает в г. Будапеште

на работу в должности инженера-электрика в Венгерскую телеграфную компанию. В этот период Тесла Н. увлекается идеей создания электрических генераторов и двигателей переменного тока [1, 4].



*Никола Тесла (1856–1943)*

*(Фото с газонаполненной лампой в руке, светящейся под действием внешнего высокочастотного электромагнитного поля).*

### МНОГОФАЗНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В феврале 1882 года в г. Будапеште Тесла Н. разработывает новую схему электродвигателя, принцип действия которого был основан на открытом им явлении "вращающегося магнитного поля" [1, 5]. Это открытие о возможности создания и практического использования "вращающегося магнитного поля", подготовленное многолетними размышлениями и опытами Никола Теслы, стало одним из величайших завоеваний технической мысли XIX века. Следует

отметить то, что еще в 1824 году известным французским ученым Араго было описано явление "*магнетизма вращения*", где "*вращающееся магнитное поле*" создавалось при помощи вращения постоянного магнита [4, 5]. Для полноты историко-научной картины того времени к этому следует добавить то, что уже в сентябре 1820 года член Парижской Академии наук, великий французский физик Андре Ампер сформулировал закон электродинамического взаимодействия двух токов, протекающих по параллельно расположенным проводникам, а в 1827 году выдающийся немецкий ученый Георг Ом открыл фундаментальный закон в теории электричества, устанавливающий связь между силой электрического тока  $J$ , электрическим напряжением  $U$  и электрическим сопротивлением  $R$  в электрической цепи. Дополним этот исторический экскурс тем, что в 1831 году гениальный английский физик Майкл Фарадей открыл явление (закон) электромагнитной индукции, а известный русский академик-электротехник Э. Х. Ленц сформулировал закон, определяющий направление протекания в проводнике электрического тока, возникающего в результате действия этой самой электромагнитной индукции. Кроме того, в 1842 году выдающийся американский электротехник Джозеф Генри установил, что при разряде на  $RL$  – нагрузку предварительно заряженного конденсатора в электрической разрядной цепи возникают затухающие электрические колебания, а в 1847 году известный немецкий ученый Густав Кирхгоф описал законы распределения электрического тока в сложных электрических цепях. И на конец, к 1873 году великим английским физиком Джеймсом Максвеллом была разработана теория электромагнитного поля. Все это вместе, безусловно, способствовало формированию научного "багажа" знаний Николы Теслы. Возвращаясь к 1882 году, заметим, что идея же Теслы Н. заключалась в том, чтобы "*вращающееся магнитное поле*" создавать посредством неподвижных электромагнитов, закрепленных на станине (статоре) электрической машины. На основании такого подхода к концу 1882 года Тесла Н. разрабатывает несколько вариантов схем и действующих моделей двухфазных электрогенераторов и электродвигателей. Надо отметить, что в это время Тесла Н. в общих чертах был знаком с творческими научно-техническими успехами и изобретениями известных русских электротехников Яблочкова П.Н., Лодыгина А.Н. и др. Для практической реализации своих идей Тесла Н., по мнению его биографов [1, 3], в те годы подумывал о возможном переезде для работы и продолжения своих исследований в Россию. После долгих раздумий герой нашего очерка в 1884 году направляется в США к знаменитому американскому электротехнику Т.А. Эдисону. Прибыв в г. Нью-Йорк, Тесла Н. встречается с Томасом Эдисоном и рассказывает ему о своих изобретениях в области электрических машин переменного тока. Из истории электротехники известно, что Эдисон Т.А. не видел перспектив для практического использования в промышленности и в быту переменного тока [1, 5]. Позже в сентябре 1889 года на приглашение ознакомиться в г. Берлине с трехфазным

асинхронным электродвигателем переменного тока, содержащим распределенную по статору обмотку и короткозамкнутую обмотку ротора, знаменитого русского электротехника Доливо-Добровольского М.О. [6] Эдисон Т.А., по воспоминаниям самого Михаила Осиповича, заявил: "*Переменный ток – это вздор, не имеющий будущего*" [1, 5, 6]. В связи с этим значительно позже в 1916 году Тесла Н. скажет, что "*...Эдисон не был ученым, а был лишь способным изобретателем, организатором научной и коммерческой деятельности больших коллективов*" [1, 3]. Как мы теперь видим и понимаем, Эдисон Т.А. просто заблуждался. Это еще раз на конкретном примере показывает, что крупно ошибаться могут и великие люди.

После приезда в США Тесла Н. начинает активно работать в электрических мастерских Эдисона Т.А. Он занимается ремонтом электродвигателей и электрогенераторов постоянного тока, а после своего рабочего времени продолжает трудиться над усовершенствованием своих конструкций электрических машин переменного тока. Важно подчеркнуть, что уже тогда в стиле работы Теслы Н. было характерно то, что он старался свои идеи вначале обосновывать теоретически на уровне своих технических и физико-математических знаний, а затем со своими помощниками проводить их экспериментальную проверку. Никола Тесла совмещал в себе ученого и инженера-экспериментатора, причем, как отмечают историки науки и техники [1–5], первый преобладал над вторым. В коммерческой (предпринимательской) деятельности он разбирался слабо. В связи с отсутствием у Эдисона Т.А. возможности для дальнейшего продолжения работ над многофазными электрическими машинами переменного тока Тесла Н. весной 1885 года оставляет его электрические мастерские и организует со своими компаньонами-предпринимателями недолго просуществовавшее предприятие – "*Общество электрического освещения*".

Весной 1887 года Западная телеграфная компания США заинтересовалась работами Теслы Н. в области электротехники. В этом же году эта Компания организует для него производственно-техническое общество "*Tesla Electric Company*". Вот с этого времени у Теслы Н. и появляется возможность для реального решения вопросов, связанных с практической реализацией своих творческих разработок. За короткое время Теслой Н. были разработаны и созданы в "металле" первые опытно-промышленные образцы двухфазных электрических машин переменного тока – электродвигателей и электрогенераторов [4, 5]. Никола Тесла с этого времени становится известным в США ученым и инженером, первым открывшим явление "*вращающегося магнитного поля*" и разработавшим на его основе различные конструкции многофазных (в большей части двухфазных) электрических машин. Надо отметить, что Тесла Н., запатентовавший многофазный электродвигатель и электрогенератор, просто недооценивал преимуществ трехфазного переменного тока перед двухфазным током и предпочтению по только ему известным причинам отдавал последнему.

На рис. 1 в упрощенном виде приведены принципиальные электрические схемы двухфазного электрического синхронного генератора *I* и двухфазного электрического асинхронного двигателя *II*, созданные Теслой Н. [4, 5]. Согласно данным схемам на статоре генератора *I* закреплены постоянные магниты 1, а его ротор содержит две независимые катушки 2 и 3, расположенные на валу под прямым углом друг к другу. Концы катушек 2 и 3 выведены на металлические кольца 4 и 5, жестко закрепленные на валу генератора *I*. При помощи двух токов (от сосредоточенных катушек 2 и 3 генератора *I*), сдвинутых по фазе относительно друг друга на  $90^\circ$ , статором 6 двигателя *II* в объеме, содержащем ротор 7 двигателя *II*, создается "вращающееся магнитное поле". Это поле увлекает за собой ротор 7 двигателя *II*, выполненный из двух взаимно перпендикулярных сосредоточенных короткозамкнутых катушек 8 и 9, размещенных на его металлическом валу. В этих схемах обмотка статора 6 двигателя *II* с металлическими кольцами 4 и 5 генератора *I* была соединена с помощью четырех электрических проводов 10.

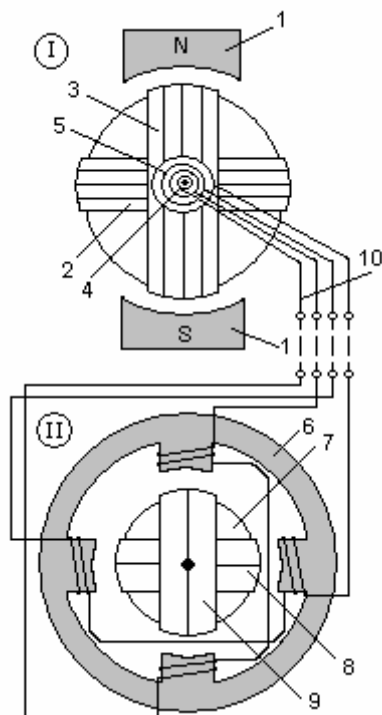


Рис. 1. Принципиальные электрические схемы синхронного генератора и асинхронного двигателя Николы Теслы

К маю 1888 года Тесла Н. получает в Патентной комиссии США семь патентов на изобретения, касающиеся двухфазных электрических генераторов и двигателей. В этом же месяце Тесла Н. прочел в Американском институте электро- и радиоинженеров (*IEEE*) публичную лекцию на тему "Новая система двигателей переменного тока и трансформаторов". Следует отметить, что в истории Американского института *IEEE* данной чести удостоивались только выдающиеся электротехники мира. После публикации этой лекции в ведущих научных журналах передовых стран мира имя Теслы Н. становится широко известным и международной общественности. К концу 1888

года Тесла Н. получает на многофазные электрические машины около 40 патентов на изобретения, которые сразу же продает крупнейшей Американской электротехнической компании, возглавляемой Дж. Вестингаузом. Эта Компания, используя вышеупомянутые изобретения Теслы Н., открывает широкую «дорогу» для внедрения в США в практику электроэнергетического оборудования, работающего на переменном токе. В то время, когда Американская компания Дж. Вестингауза изготавливала в США двухфазные электрические машины переменного тока Николы Теслы, работавшие при частоте 60 Гц, в Европе, благодаря прежде всего изобретениям и практической деятельности работавшего в Германии выдающегося русского электротехника Доливо-Добровольского М.О. [6], широкое признание получила трехфазная система построения электрических машин переменного тока частотой 50 Гц. В 1891 году по проекту германской фирмы *AEG*, главным инженером которой в то время был М.О. Доливо-Добровольский, была построена знаменитая Лауфен-Франкфуртская линия электропередачи (ЛЭП) длиной 175 км с трехфазным генератором переменного тока мощностью в 190 кВт. Эта ЛЭП положила начало триумфальному успеху трехфазных систем производства, распределения и потребления электрической энергии [1, 5, 6]. Тем не менее, немного позже в 1896 году самая крупная в мире в свое время гидроэлектростанция, построенная на Ниагарском водопаде (США) по проекту Американской фирмы "Вестингауз" с участием Теслы Н., была оборудована тремя двухфазными электрогенераторами мощностью по 5000 лошадиных сил (3680 кВт) каждый [1, 5]. Из всемирной истории электротехники известно, что двухфазные электрические машины имели такие недостатки [4, 5]: высокую степень пульсации напряжения (тока); выступающие магнитные полюса; сосредоточенные обмотки на магнитных полюсах и роторах генераторов и двигателей; использование четырех проводов в цепях возбуждения и др. Трехфазная же система построения электрических машин по сравнению с двухфазной системой была практически лишена этих недостатков и могла быть применена при создании электрических генераторов и двигателей большой мощности. Все это делало двухфазную систему электрических машин не конкурентно-способной по сравнению с трехфазной системой. Поэтому вскоре и Американская компания Дж. Вестингауза перешла на выпуск только трехфазных электрических машин.

#### ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

Никола Тесла оказался одним из первых электротехников, внесшим значительный вклад в развитие техники высоких напряжений и токов высокой частоты. Так, в 1889 году он на базе многофазной многополюсной электрической машины создал генератор, позволявший в катушках ротора получать электрический ток с частотой до 20 кГц [1, 5]. Для получения более высоких частот тока (напряжения) Тесла Н. обратился к немашинным способам их генерирования. В 1891 году он разрабатывает и создает дейст-

вующую модель своего знаменитого "резонанс-трансформатора", представляющего собой высоковольтный высокочастотный трансформатор, использующий явление резонанса в индуктивно-связанных электрических контурах [1, 2, 5]. В данном резонансном трансформаторе (рис. 2), содержащем настроенные в резонанс первичную обмотку с приведенной к ней индуктивностью  $L_1$  и малым числом витков и вторичную многovitковую обмотку с приведенной к ней индуктивностью  $L_2 \gg L_1$ , Николой Теслой было использовано явление резонанса напряжений в  $LC$ -контурах с последовательным соединением их реактивных элементов. Первичная обмотка этого трансформатора посредством искрового коммутатора  $F_2$  была подключена к конденсатору с электрической емкостью  $C_p$ , заряжаемому время от времени при помощи зарядного устройства (ЗУ). Согласно рис.2 ЗУ содержало аккумуляторную батарею  $C_B$ , механический выключатель  $F_1$  и индукционную катушку (воздушный трансформатор) с индуктивностью  $L_K$  и активным сопротивлением  $R_K$ . Как известно, условие резонанса в  $LC$ -контуре первичной обмотки рассматриваемого трансформатора имеет вид [7]:  $\omega_p \cdot L_1 = (\omega_p \cdot C_p)^{-1}$ , где  $\omega_p$  – резонансная круговая частота исследуемого контура. При разряде через искровой коммутатор  $F_2$  и первичную обмотку предварительно заряженного от ЗУ конденсатора  $C_p$  из-за электромагнитной индукции во вторичной обмотке с индуктивностью  $L_2$  и электрической емкостью  $C_B$  наводится напряжение  $U_B$  большой амплитуды и высокой частоты  $\omega_B$  (в частном случае  $\omega_B = \omega_p$ ). В предложенной Теслой Н. схеме, изменяя емкость  $C_p$ , можно сравнительно легко изменять и резонансную частоту  $\omega_p = (L_1 C_p)^{-1/2}$  в первичном  $LC$ -контуре трансформатора с индуктивностью  $L_1$  и соответственно подстраиваемую частоту  $\omega_B$  вторичного  $LC$ -контура рассматриваемого трансформатора с индуктивностью  $L_2$  и емкостью  $C_B$  для напряжения (тока) на выходе резонансного трансформатора.

При создании резонансного трансформатора Тесла Н. впервые столкнулся с проблемой обеспечения электрической прочности изоляции токоведущих частей, работающих при высоких и сверхвысоких электрических напряжениях. Для решения возникших перед ним задач он предложил погружать первичную и вторичную обмотки импульсного высоковольтного трансформатора в минеральное масло. Позже подобное масло в электротехнике получило название как "трансформаторное масло". Как здесь не вспомнить пророческого высказывания Теслы Н. о значении электрической изоляции для будущих электроэнергетических систем. В 1892 году он говорил: "...Только при использовании масляной изоляции и многофазных переменных токов передача электрической мощности может быть осуществлена в промышленных

масштабах на большие расстояния" [1, 4]. К этому следует добавить то, что еще до Теслы Н. на высокие электроизоляционные свойства минерального масла указывал наш соотечественник, выдающийся русский электротехник, первооткрыватель электрической дуги и петербургский академик Петров В.В. [8].

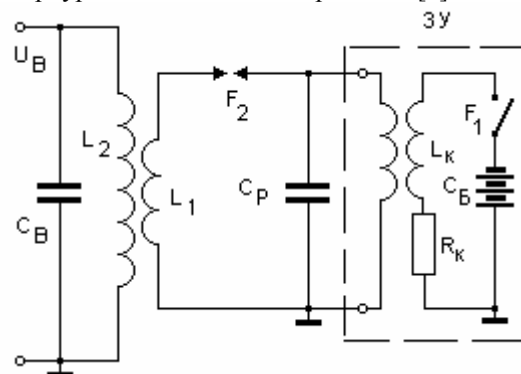


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема высокочастотного резонансного трансформатора Николы Теслы.

Своей разработкой резонансного трансформатора Тесла Н. впервые продемонстрировал принцип использования явления резонанса в индуктивно-связанных  $RLC$ -цепях для формирования высоких и сверхвысоких электрических напряжений высокой частоты. Данный принцип сыграл свою большую роль в развитии не только современной высоковольтной импульсной техники, но и радиотехники особенно. Он и ныне широко применяется в современном высоковольтном электрофизическом оборудовании (например, в электромагнитных системах ускорителей заряженных элементарных частиц для ядерных исследований). Поэтому поистине пророческими оказались его следующие слова: "...Я думаю, что разряд конденсатора будет в будущем играть важную роль" [1, 5].

Никола Тесла своими работами в области напряжений и токов высокой частоты стимулировал появление ряда новых электротехнических аппаратов терапевтического назначения (например, УВЧ аппаратов) [1, 3]. В 1898 году он выступил даже в г. Буффало с докладом на конгрессе Американской электротерапевтической ассоциации. В ранее опубликованных материалах о Тесле Н. указывается, что им был проведен комплекс исследований по физиологическому действию на человека токов и напряжений высокой частоты [1]. Зачастую "подопытным кроликом" он становился сам. Доподлинно установлено, что на своих известных публичных лекциях он на самом себе демонстрировал действие электрического тока частотой до 1 МГц от источника электрического напряжения в 200 кВ [1, 5]. В научной лаборатории Теслы Н. в многочисленных опытах в присутствии своих помощников через свои пальцы рук, обе руки и все тело пропускал токи высокой частоты и высокого напряжения. Благодаря этим опытам им было установлено два пути (механизма) воздействия переменного тока на человеческий организм: первый на клетки мягких тканей, а второй на нервные клетки. Он показал, что нагрев мягких тканей человека из-за действия тока менее опасен, чем его действие на нервную систему



человека. По его мнению, при частоте тока более 700 Гц болезненное и патологическое действие на нервные клетки человека прекращается (в этой части, к сожалению, нет опубликованных им подробных результатов медико-биологического наблюдения).

Нами сейчас трудно воспринимаются те сведения, которые свидетельствуют о том, что Тесла Н. спокойно пропускал через свое тело токи частотой до 100 кГц при электрическом напряжении источника в 1 МВ (амплитуда тока через тело при этом составляла примерно 0,8 А) [1, 5]. Тем не менее, точно известно, что на основе этих исследований им для технического персонала были выработаны свои Правила техники безопасности при работе с такими токами и напряжениями. Так, одним из главных пунктов этих Правил было то, чтобы при работе с электрическими токами частотой 60 Гц и более и электрическими напряжениями 110 В и выше сотрудник-оператор свою работу выполнял только одной рукой для исключения в аварийном случае возможного протекания тока через область человеческого сердца. Часть этих требований из указанных Правил по охране труда персонала при высоковольтных работах и работах с высокочастотными токами входит и в современные соответствующие Инструкции по технике безопасности [1, 5]. Таким образом, судя по тем скудным данным, что дошли до нас, Теслу Н. можно считать пионером и в области разработки технических мер по защите человека от поражающего действия высокочастотного электрического тока. Насколько известно автору, в будущем подобные прямые исследования действия на человеческий организм переменного тока только промышленной частотой 50 Гц (более опасный для человека случай) были продолжены, углублены, расширены и уточнены всемирно известным в области электробезопасности и аппаратов электрозащиты и ныне здравствующим австрийским электротехником, профессором Готфридом Бигельмайером, которому в 2004 году исполнилось 80 лет [9].

Требуется указать на то, что и сегодня в мире, и в Украине в том числе, активно проводятся научно-исследовательские работы по созданию, изучению влияния на человека и практическому применению в медицине и биологии сверхкоротких импульсных токов и электромагнитных полей наносекундного диапазона [10–12]. Важно отметить, что на базе подобных поисковых исследований в НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" были разработаны, созданы и успешно испытаны высоковольтные высокочастотные электроустановки для осуществления комплекса импульсных воздействий при обработке пищевых продуктов и исследовании возможностей их лечебного применения в широкополосной электромагнитной импульсной терапии [13–15].

Важным этапом многолетних работ Теслы Н. следует считать его исследования в области излучения и беспроводной передачи электромагнитной энергии. Здесь надо уточнить один принципиальный момент: у Теслы Н. речь шла не о передаче без проводов слабых электрических телеграфных или радио- и телефонных сигналов, а о беспроводной передаче на значительные расстояния больших значений электро-

магнитной энергии, достаточных для питания различных мощных электрических устройств. Незавершенной им работой в конце XIX века оказалось создание в США высокочастотного генератора электромагнитных колебаний с мощной антенной-излучателем. Анализ состояния высокочастотной техники того времени показывает, что Тесла Н. мог располагать генератором затухающих электромагнитных колебаний частотой не более 10 МГц. Мощных генераторов с незатухающими сверхвысокочастотными электромагнитными колебаниями тогда еще не было. Для эффективной беспроводной передачи больших потоков электромагнитной энергии такой частоты было бы Тесле Н. не достаточно. Электродинамика распространения электромагнитных волн как в самой земле, так и в земной атмосфере тогда как дисциплина просто отсутствовала. Данные исследования Теслы Н. находились практически рядом с работами выдающегося русского ученого-радиотехника Попова А.С. – изобретателя радио, практически решившего в 1895 году проблему беспроводного телеграфа [1, 5]. Неверная, на наш взгляд, концепция Теслы Н. по вопросу беспроводной передачи больших потоков электромагнитной энергии, основанная на возмущении электрического поля Земли [1, 5], в конце концов, завела его в тупик: быстрых положительных результатов по открытию для человечества новых источников электромагнитной энергии он здесь не получил, а банкиры и промышленники финансирование этих исследований прекратили. Заметим, что согласно современным представлениям передавать без проводов значительные потоки электроэнергии на большие расстояния можно только при помощи сверхкоротких электромагнитных волн частотой значительно больше 1 ГГц, распространяющихся не во все стороны от излучателя, а направленным узким потоком – лучом [16]. Несмотря на определенные успехи в настоящее время в области СВЧ-техники, проблема передачи в воздушном пространстве больших количеств электромагнитной энергии посредством мощных узконаправленных СВЧ сигналов все еще находится лишь на стадии изучения и создания исследовательских лабораторных установок [16].

Необходимо отметить то, что Тесле Н. принадлежит мировой приоритет и в работах по дистанционному управлению с помощью высокочастотных электромагнитных сигналов различными механизмами (например, морскими судами). Так, в 1896 году по его проекту вблизи г. Нью-Йорка была построена радиостанция, излучавшая короткие электромагнитные волны с частотой до 2 МГц и предназначенная для управления на расстояниях до 25 морских миль (около 46 км) от берега опытными образцами морских судов [1, 5]. Проведенные в этом же году Теслой Н. натурные испытания по радиоуправлению удаленными от береговой зоны морскими судами полностью подтвердили техническую реализуемость этого способа дистанционного управления техническими объектами. В 1897 году он получает несколько патентов США на изобретения в данной области, положивших начало развитию такого нового научно-технического направления как радиотелемеханика. Открывшаяся

перед Теслой Н. широкая область высоких электрических напряжений и высоких частот электрического тока увлекает его и воодушевляет на фантастические поступки. В 1899 году Тесле Н. удалось построить в Скалистых горах американского штата Колорадо высокогорную научную лабораторию, занявшуюся изучением электрического поля Земли и природы грозных разрядов (рис. 3). Используя свой высоковольтный импульсный резонансный трансформатор, он создает высокочастотный генератор мощностью 200 кВт, позволявший получать на его выходе импульсное напряжение от нескольких мегавольт до 12 МВ при частоте его изменения до 150 кГц [1, 5].

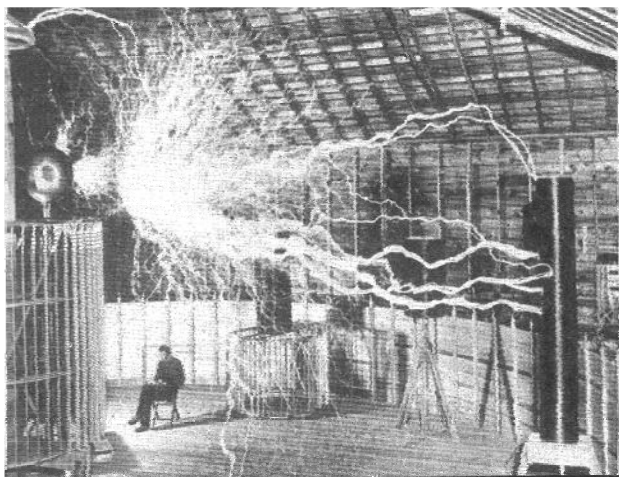


Рис. 3. Общий вид высоковольтного высокочастотного генератора Николы Теслы в Колорадской лаборатории США при формировании им в 1899 г. в воздухе длинных искровых разрядов (на стуле рядом с генератором сидит автор разработки этой высокочастотной техники – Тесла Н.)

Разместив элементы этого генератора на изоляционной вышке (мачте) высотой около 60 м, ему удалось искусственно имитировать и наблюдать в воздухе искровые разряды большой длины ("искусственные молнии") – до 40 м. Изображенные на рис. 3 воздушные длинные искровые разряды, формируемые этим генератором, говорят о том, что указанные чуть выше данные, наверное, можно считать экспериментально подтвержденными. Даже в наше время с современных электротехнических позиций и знаний все это выглядит просто фантастически! Этими работами Тесла Н. на многие десятилетия обогнал свое время. Подобные исследования были возобновлены в США и в других странах мира только в 70–е годы XX века, что было связано с решением насущной проблемы по молниезащите размещенных на земной поверхности электроэнергетических объектов и в околоземном пространстве летательных аппаратов (например, самолетов и ракет) [17–22].

XX столетие Тесла Н. встретил своим новым проектом, предусматривавшим создание в США уникальной мощной радиостанции. По его словам данная радиостанция будет нужна "...для всемирной передачи электроэнергии" [1, 5]. Этот проект предусматривал сооружение башни высотой 47 м, на вершине которой должен был быть установлен мощный передатчик-генератор электромагнитных волн. В 1902 году со-

оружение вышеназванной башни и помещения вблизи нее для научной лаборатории было закончено. Монтаж силового электрооборудования этой радиостанции Теслы Н. был отложен на неопределенное время по финансовым причинам. В 1914 году из-за начавшейся первой мировой войны все работы по созданию данной радиостанции были прекращены, а башню в скором времени в целях обеспечения государственной безопасности США пришлось взорвать [1, 5].

Следует обратить внимание читателя на то, что после подробного моего знакомства с известными опубликованными материалами про Николу Теслу и его основными разработками автора этих строк не оставляет чувство досады от того, что Тесла Н., не имея учеников и последователей, крайне мало публиковал в научных изданиях полученные им конкретные научно-технические данные и соответственно подробно не представлял широким научным кругам результаты проведенных им в течение многих лет обширных и разноплановых экспериментальных исследований. После скупого ознакомления сотрудников и помощников из своего узкого окружения с материалами и эскизами предстоящих работ последние он обычно уничтожал. Как правило, журналов производства общетехнических работ и проведения научно-технических исследований им не велось. Тесла Н. по итогам своих работ производил короткие записи, которые могли бы ему понадобиться в дальнейшем. Некоторые исследования или обнаруженные явления и эффекты он не доводил до логического завершения, не говоря уже об их обобщении и оформлении, и соответственно о них не заявлял в печати. Так, при изучении в 1893 году в области светотехники процессов в вакуумных лампах с тугоплавкими электродами он установил и классифицировал три вида наблюдаемого им в этих опытах излучения: видимый свет, ультрафиолетовое излучение и "*совершенно особые лучи*" [1, 5]. Как свидетельствуют сохранившиеся в архивах исторические данные он опытным путем определил то, что последние легко проникали через тонкие металлические пластинки, окружавшие лампу. Он мог бы еще в 1893 году до известного немецкого физика В. Рентгена открыть X–лучи, обнаруженные и доведенные последним до научных кругов путем журнальной публикации только в конце 1895 года и названные потом в его честь "*рентгеновским излучением*". Кстати, при проведении своих знаменитых опытов В. Рентген для получения высокого электрического напряжения использовал резонансный трансформатор Теслы Н. [1, 5]. Увлеченность Теслы Н. наукой, носившая порой признаки фанатизма, и желание быстро решать масштабные научно-технические задачи не всегда приносили ему желаемые результаты. От такого подхода страдали не только окружающие его люди, но и многое теряла сама Наука и Техника. В свое время еще знаменитый английский физик Дж.У. Рэлей в качестве пожелания Тесле Н. прямо ему сказал: "*...Вы на редкость одаренный ученый. Мой Вам совет – сосредоточьте усилия на одной из Ваших великих идей и разработайте ее до конца*" [1].

В 1915 году Николу Тесле за пионерские исследования многофазных электрических машин пере-

менного тока была присуждена Нобелевская премия по физике, а в 1916 году он, как творец многофазных электрических систем и высокочастотной техники, был награжден золотой медалью Томаса Эдисона. Последние печатные работы Теслы Н., связанные с усовершенствованием статического электрического генератора Ван де Граафа и использованием высоковольтных искровых разрядов для изучения свойств и строения различных веществ, относятся к 1934 году [1, 5]. Последние свои годы Тесла Н., так много отдавший своих сил благородному делу Науки, провел в одиночестве и материальной нужде. Скончался Никола Тесла 8 января 1943 года в США в г. Нью-Йорке на 87-м году жизни.

\* \* \*

Никола Тесла являлся автором более 100 изобретений в области электротехники, высоковольтной импульсной техники и радиотехники, большая часть из которых была реализована, а некоторая часть из них и поныне служит человечеству. Известный американский радиотехник, лауреат Нобелевской премии Эдвин Армстронг, подчеркивая величие Теслы Н. и его выдающийся вклад в развитие электротехники, электроэнергетики, радиотехники и становление основ современной промышленности, однажды сказал: "...Я думаю, что миру придется долго ждать появления гения, который мог бы стать соперником Николы Теслы в его свершениях и в его вдохновении" [1, 5]. В июле 1956 года в ознаменование 100-летия со дня рождения Николы Теслы и его заслуг перед человечеством Международная электротехническая комиссия (МЭК) постановила присвоить в международной системе (СИ) единице магнитной индукции название "Тесла" (сокращенно Тл). В этом же году Американским институтом *IEEE* была учреждена медаль имени Николы Теслы, вручаемая за выдающиеся достижения и заслуги в области электричества и электротехники. Научно-техническое имя Николы Теслы миром не забыто, его научные разработки и идеи пронизывают до сих пор современную электротехнику, радиотехнику и высоковольтную импульсную технику и все они направлены на благо нашей цивилизации.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] Ржонсницкий Б.Н. Никола Тесла/ Серия: Жизнь замечательных людей. - М.: Молодая гвардия, 1959.-222 с.

[2] Глазанов В.Н. Великий сын югославского народа// Электричество.-1956.-№7.-С. 66-69.

[3] Церава Г.К. Никола Тесла. 1856-1943.-Л.: Наука, 1974.-212 с.

[4] Веселовский О.Н., Шнейберг Я.А. Энергетическая техника и ее развитие.-М.: Высшая школа, 1976.-304 с.

[5] Шнейберг Я.А. Творец многофазных систем и техники СВЧ// Электричество.-1993.-№9.-С. 1-9.

[6] Веселовский О.Н. Доливо-Добровольский. 1862-1919.-М.: Изд-во АН СССР, 1963.-86 с.

[7] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т.1.-Л.: Энергоиздат, 1981.-536 с.

[8] Намитоков К.К., Клименко Б.В. Электрическая дуга: 200-летний юбилей великого открытия// Электротехника і електромеханіка.-2003.-№2.-С. 46-49.

[9] Клименко Б.В. Ода Готфриду// Электротехніка і електромеханіка.-2004.-№3.-С. 8-12.

[10] Бойко Н.И. Высоковольтные аппараты и технологии на основе комплекса высоковольтных импульсных воздействий//Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут".- Харків: НТУ "ХПИ".-2001.-№16.-С. 11-16.

[11] Бойко Н.И., Бондина Н.Н., Михайлов В.М. и др. Моделирование воздействия электрического поля на объекты, имеющие многослойную структуру// Электронное моделирование.-2002.-Т.24.-№1.-С. 70-82.

[12] Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Численное моделирование распределения импульсного электрического поля и температуры в объеме биологической клетки// Технічна електродинаміка.-2004.-№2.-С. 7-14.

[13] Бойко Н.И., Тур А.Н., Евдошенко Л.С. и др. Установка для обработки текучих продуктов при помощи комплекса импульсных воздействий и результаты исследований//Технічна електродинаміка.-2001.-№4.- С.59-63.

[14] Бойко Н.И., Сафронов И.А., Тондий Л.Д. АШЭМИТ-аппарат для широкополосной электромагнитной импульсной терапии// Приборы и техника эксперимента.-2000.-№5.-С. 101-108.

[15] Тондий Л.Д., Бойко Н.И. О возможностях лечебного использования терапевтического аппарата "АШЭМИТ"// Вестник физиотерапии и курортологии.-2001.-Т.7.-№1.-С. 96-99.

[16] Григорьев А.Д. Электродинамика и техника СВЧ.-М.: Высшая школа, 1990.-335с.

[17] Uman M.A. Natural and artificially-initiated lightning and lightning test standards// Proceeding of the IEEE.-1988.-Vol.76.-№12.-p. 1548-1565.

[18] Баранов М.И. Моделирование электромагнитного эффекта при прямом ударе молнии в металлическую обшивку летательного аппарата// Технічна електродинаміка.-1999.-№1.-С. 16-21.

[19] Баранов М.И., Даценко В.П., Колиушко Г.М. Моделирование электромагнитного эффекта при прямом ударе молнии в землю// Технічна електродинаміка.-2001.-№4.-С. 9-14.

[20] Баранов М.И., Даценко В.П., Колиушко Г.М. Расчет двумерного импульсного электромагнитного поля в земле при прямом ударе в нее молнии// Технічна електродинаміка.-2002.-№3.-С. 13-18.

[21] Баранов М.И., Белозеров В.В., Кравченко В.И. и др. Экспериментальные исследования электротеплового воздействия импульсного сильноточного искрового разряда на металлическую обшивку летательного аппарата// Технічна електродинаміка.-2003.-№1.- С. 3-7.

[22] Баранов М.И. Расчет кратера электротеплового разрушения на металлической обшивке летательного аппарата при прямом ударе в нее молнии// Електротехніка і електромеханіка.-2003.-№4.-С. 101-103.

Поступила 11.03.2005

## МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ РОБОТИ ІНДУКЦІЙНОГО ЛІНІЙНОГО ДВИГУНА У ЯКОСТІ ЗБУДЖУВАЧА КОЛИВАНЬ

Голенков Г.М., к.т.н., доц., Бондар Р.П., Макогон С.А.  
Київський національний університет будівництва і архітектури  
Україна, 03037, Київ, пр. Повітрофлотський 31, КНУБА, кафедра Електротехніки та електроприводу  
тел. (044) 241-55-65

Богаєнко М.В., Попков В.С.  
Науково-впроваджувальне підприємство "Промелектрообладнання"  
Україна, 03179, Київ, вул. Ірпінська, 63а/125 тел. (044) 459-52-42

*Розглянуті питання, пов'язані із застосуванням різних варіантів обмоток для вібраторів з індукційним лінійним двигуном. Представлено математичну модель з визначення намагнічуючих сил, що розвиваються двигуном при різних типах обмоток, і подано рекомендації щодо їх використання.*

*Рассмотрены вопросы, связанные с применением различных типов обмоток для вибраторов с индукционным линейным двигателем. Приведена математическая модель по определению намагничивающих сил, развиваемых двигателем при различных типах обмоток, и даны рекомендации к их использованию.*

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Найбільш поширені на сьогоднішній день у промисловості дебалансні вібратори. Вони мають ряд недоліків: недовговічність роботи валів і підшипників (що сильно спрацьовуються через нерівномірний розподіл динамічних зусиль і резонансних явищ, які виникають при вмиканні-вимиканні двигуна), а також необхідність у системі синхронізації обертання ексцентриків [1, 2]. Також машини з гідроприводом вимагають: насосну станцію, шланги високого тиску, фільтри, ємність для збереження робочої рідини, що веде до подорожчання установки [3].

У роботах [4, 5] запропоновано конструкції однофазного віброзбудувача з індукційним лінійним двигуном (ВЛІД) (рис. 1). У даній роботі робиться спроба узагальнити отримані результати і розрахунки.

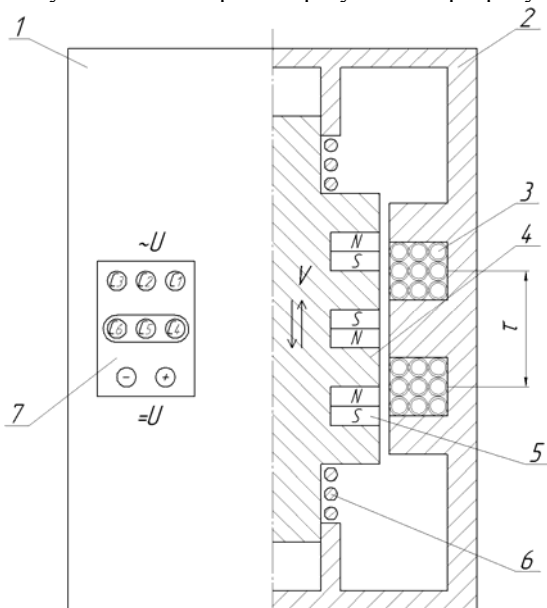


Рис. 1. Схема ВЛІД у розрізі:

- 1 – корпус; 2 – статор; 3 – обмотка статора; 4 – збуджувач коливань; 5 – постійні чи електричні магніти;
- 6 – пружина; 7 – клемна коробка

### А. ОДНОФАЗНА СИСТЕМА

Намагнічуюча сила, яка створюється однофазною обмоткою статора [6], змінюється за синусоїдальним законом і дорівнює:

$$F = F_m \cdot \sin(\omega \cdot t). \quad (1)$$

де  $F_m$  - максимальна н. с., ампер-виток;  $\omega$  - кутова швидкість магнітного поля, що біжить, рад/с;  $t$  - час, с.

Якщо виробити обмотку індуктора з окремих катушок, напрям проходження струму в яких протилежний (рис. 2), то отримаємо систему з пульсуючим магнітним полем:

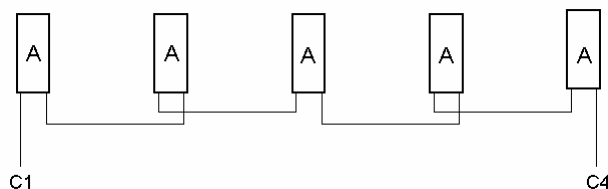


Рис. 2. Принципова електрична схема однофазної обмотки ВЛІД

Діюче значення намагнічуючої сили визначається як середнє квадратичне за період:

$$F = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T F_m^2 \cdot \sin^2(\omega \cdot t) \cdot dt}. \quad (2)$$

Отже, сумарне значення н. с. пульсуючого магнітного поля (як це видно з графіка функції на рис. 3) буде змінюватися від  $-F_m$  до  $+F_m$ :  $F = \pm F_m$ . Проінтегрувавши вираз, отримаємо:

$$F = \sqrt{\frac{F_m^2}{2}} = \frac{F_m}{\sqrt{2}}. \quad (3)$$

При формуванні коливальної системи однофазного ВЛІД магнітна система вторинного контуру може бути виконана з постійних магнітів чи електромагнітів постійного струму, н. с. яких дорівнює (3).

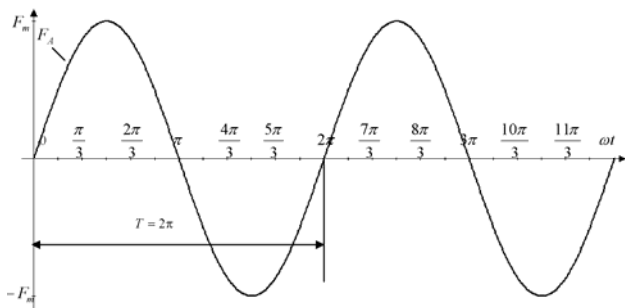


Рис. 3. Графік пульсуючого магнітного поля для однофазного варіанту включення обмоток

### Б. ДВОФАЗНА СИСТЕМА

Можливий варіант живлення обмотки індуктора двофазним струмом, наприклад, фаз А і В. Схеми включення обмоток показана на рис. 4. Намагнічуюча сила, яка створюється обмотками А і В, змінюється за синусоїдальним законом:

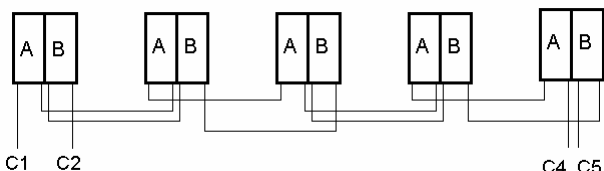


Рис. 4. Принципова електрична схема двофазної обмотки ВІЛД

$$F_A = F_m \cdot \sin(\omega \cdot t); \quad (4)$$

$$F_B = F_m \cdot \sin(\omega \cdot t - 2 \cdot \pi / 3). \quad (5)$$

Для того, щоб визначити значення сумарного вектора н. с., слід знайти суму н. с. кожної обмотки:

$$F = F_A + F_B = F_m \cdot \sin(\omega \cdot t) + F_m \cdot \sin(\omega \cdot t - 2 \cdot \pi / 3) = F_m \cdot (\sin(\omega \cdot t) + \sin(\omega \cdot t - 2\pi/3)) = 2 \cdot F_m \times \sin\left(\frac{2 \cdot \omega \cdot t - 2 \cdot \pi / 3}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) = F_m \cdot \sin(\omega \cdot t - \pi / 3).$$

Отже, сумарне значення н. с. пульсуючого магнітного поля (як це видно з графіка на рис. 5) буде змінюватися від  $-F_m$  до  $+F_m$ :  $F = \pm F_m$ .

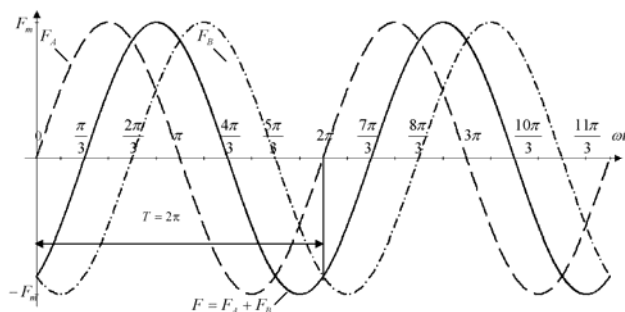


Рис. 5. Графік магнітного пульсуючого магнітного поля для двофазного варіанту включення обмоток

Для визначення діючого значення н. с. обчислимо інтеграл:

$$\int \sin^2(\omega \cdot t - \pi / 3) \cdot \partial t = \left[ y = \omega \cdot t - \frac{\pi}{3}, t = \frac{y + \pi / 3}{\omega} \right] =$$

$$= \int \sin^2 y \cdot \partial\left(\frac{y + \pi / 3}{\omega}\right) = \int \frac{1}{\omega} \cdot \sin^2 y \cdot \partial y = \frac{1}{\omega} \times \int \frac{1 - \cos(2 \cdot y)}{2} \cdot dy = \frac{1}{\omega} \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot y - \frac{1}{4} \cdot \sin(2 \cdot y) + C_1 \right) = \frac{1}{\omega} \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot \left( \omega \cdot t - \frac{\pi}{3} \right) - \frac{1}{4} \cdot \sin\left(2 \cdot \left( \omega \cdot t - \frac{\pi}{3} \right)\right) + C_1 \right) = \frac{T}{2\pi} \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot t - \frac{\pi}{3} \right) - \frac{1}{4} \cdot \sin\left(2 \cdot \left( \frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot t - \frac{\pi}{3} \right)\right) + C_1 \right) = \frac{t}{2} - \frac{T}{8 \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot t}{T} - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + C_2.$$

Діюче значення н. с. дорівнює:

$$F = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T F_m^2 \cdot \sin^2(\omega \cdot t - \pi / 3) \cdot \partial t} = \sqrt{\frac{F_m^2}{2}} = \frac{F_m}{\sqrt{2}}. \quad (8)$$

### В. ДВОФАЗНА СИСТЕМА ІЗ ЗМІНЕНИМ НАПРЯМКОМ СТРУМУ В ОДНІЙ ОБМОТЦІ

Збільшити значення н. с. можна, змінивши напрям струму в одній фазі, наприклад, В. Схеми включення обмоток подано на рис. 6.

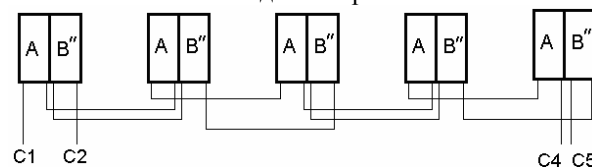


Рис. 6. Принципова електрична схема двофазної обмотки ВІЛД із зміненим напрямком струму у фазі В

Намагнічуюча сила, яка створюється обмотками А і В'', змінюється за синусоїдальним законом:

$$F_A = F_m \cdot \sin(\omega \cdot t); \quad (9)$$

$$F_{B''} = F_m \cdot \sin(\omega \cdot t - 5 \cdot \pi / 3). \quad (10)$$

Знайдемо сумарне значення н. с. обмотки:

$$F = F_A + F_{B''} = F_m \cdot \sin(\omega \cdot t) + F_m \cdot \sin(\omega \cdot t - 5 \cdot \pi / 3) = F_m \cdot (\sin(\omega \cdot t) + \sin(\omega \cdot t - 5\pi/3)) = 2 \cdot F_m \times \sin\left(\frac{2 \cdot \omega \cdot t - 5 \cdot \pi / 3}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{5 \cdot \pi}{6}\right) = 2 \cdot F_m \cdot \sin\left(\frac{\omega \cdot t}{2} - \frac{5 \cdot \pi / 3}{2}\right) \cdot \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}\right) = \sqrt{3} \cdot F_m \cdot \sin(5 \cdot \pi / 6 - \omega \cdot t).$$

Отже, сумарне значення н. с. пульсуючого магнітного поля (як це видно з графіка на рис. 7) буде змінюватися від  $-\sqrt{3} \cdot F_m$  до  $+\sqrt{3} \cdot F_m$ :  $F = \pm \sqrt{3} \cdot F_m$ .

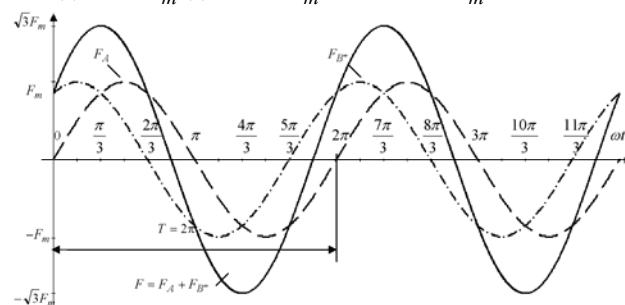


Рис. 7. Графік пульсуючого магнітного поля для схеми двофазної обмотки із зміненим напрямком струму у фазі В

Діюче значення н. с. дорівнює (знаходження цього інтеграла аналогічне попередньому):

$$F = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T 3 \cdot F_m^2 \cdot \sin^2(5 \cdot \pi/6 - \omega \cdot t) \cdot dt} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot F_m. \quad (12)$$

### Г. ТРИФАЗНА СИСТЕМА ІЗ ЗМІНЕНИМ НАПРЯМКОМ СТРУМУ В ОДНІЙ ОБМОТЦІ

Сума миттєвих значень струмів трифазної системи ЕРС у кожний момент часу буде дорівнювати нулю. Для того, щоб отримати пульсуюче магнітне поле, достатньо змінити напрям проходження струму в одній з обмоток (у даному випадку фази В) на протилежний. Схема включення обмоток показана на рис. 8.

Намагнічуюча сила, яка створюється обмотками А, В'' і С, змінюється за синусоїдальним законом:

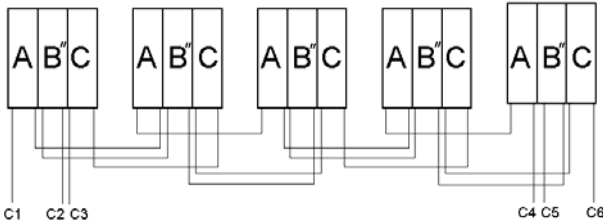


Рис. 8. Принципова електрична схеми трифазної обмотки ВІЛД із змінним напрямком струму у фазі В

$$F_A = F_m \cdot \sin(\omega \cdot t); \quad (13)$$

$$F_{B''} = F_m \cdot \sin(\omega \cdot t - 5 \cdot \pi/3); \quad (14)$$

$$F_C = F_m \cdot \sin(\omega \cdot t - 4 \cdot \pi/3). \quad (15)$$

Знайдемо сумарне значення н. с. кожної обмотки:

$$\begin{aligned} F &= F_A + F_{B''} + F_C = F_m \cdot \sin(\omega \cdot t) + \\ &F_m \cdot \sin(\omega \cdot t - 5 \cdot \pi/3) + F_m \cdot \sin(\omega \cdot t - 4 \cdot \pi/3) = \\ &= \sqrt{3} \cdot F_m \cdot \sin(5 \cdot \pi/6 - \omega \cdot t) + F_m \cdot \sin(\omega \cdot t - \\ &- 4 \cdot \pi/3) = 2 \cdot F_m \cdot \sin(\omega \cdot t - 5 \cdot \pi/3). \end{aligned} \quad (16)$$

Отже, сумарне значення н. с. пульсуючого магнітного поля, (як це видно з графіка функції на рис. 9) буде змінюватися від  $-2 \cdot F_m$  до  $+2 \cdot F_m$ :  $F = \pm 2 \cdot F_m$ .

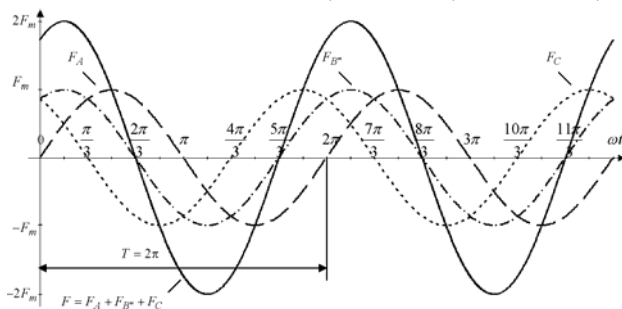


Рис. 9. Графік пульсуючого магнітного поля для трифазної обмотки ВІЛД із змінним напрямком струму у фазі В

Діюче значення н. с. дорівнює:

$$F = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T 4 \cdot F_m^2 \cdot \sin^2(\omega \cdot t - 5 \cdot \pi/3) \cdot dt} = 2 \cdot F_m. \quad (17)$$

На рис. 10, 11 подано векторні діаграми струмів

для кожного з варіантів включення обмоток.



Рис. 10. Векторні діаграми для випадків А (а) і Б (б)

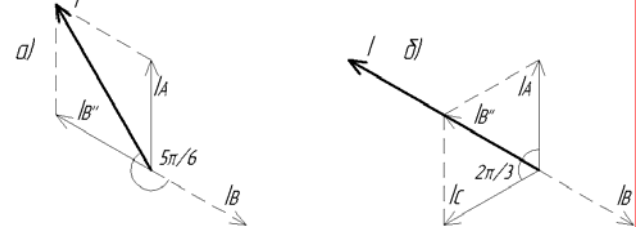


Рис. 11. Векторні діаграми для випадків В (а) і Г (б)

### ВИСНОВОК

Теоретичний аналіз існуючих електромеханічних систем, проведений з метою покращення їх техніко-економічних показників, показав, що використання одно- та дво- фазних варіантів вібраторів з індукційним лінійним двигуном можливе для малопотужних систем. При цьому створюється незначний перекіс фаз у мережі. При короточасних режимах роботи можливе використання двофазного варіанту і на більших потужностях. Трифазний варіант рекомендовано для потужних вібраторів.

Системи мають такі значення намагнічуючої сили: однофазна -  $\frac{F_m}{\sqrt{2}} \approx 0,7 \cdot F_m$ ; двофазна без інверсії -

$\frac{F_m}{\sqrt{2}} \approx 0,7 \cdot F_m$ , з інверсією -  $\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot F_m \approx 1,2 \cdot F_m$ ; трифаз-

на з інверсією -  $2 \cdot F_m$ .

На даний час тривають вдосконалення конструкції ВІЛД та експериментальні дослідження.

### ЛІТЕРАТУРА

- [1] Бауман В.А., Быховский И.И., Гольдштейн Б.Г. Вибрационные машины в строительстве и производстве строительных материалов. - М.: Машиностроение, 1970.
- [2] Савинов О.А., Лускин А.Я. Вибрационный метод погружения свай и его применение в строительстве. М.: Л.: Госстройиздат, 1960.
- [3] Don C. Warrington. Vibratory and impact-vibration pile driving equipment. - Vulcan Iron Works Inc, 1997.
- [4] Голенков Г.М., Макогон С.А. Вибропогружатель с индукционным линейным двигателем. - Харьков.: "Электротехника и электромеханика" №4, 2004.
- [5] Богаенко М.В., Голенков Г.М., Голуб В.П., Павленко П.В., Попков В.С., Чомкалова І.О. Вібросанурювач. Декларційний патент на винахід №20031213225 від 17.01.2005.
- [6] Костенко М.П., Пиотровский Л.Н. Электрические машины. В 2-х ч. Ч.2 - Машины переменного тока. Учебник для студентов ВТУЗов. Л. : Энергия, 1973. С. 86-91.

Надійшла 15.09.2005

## МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЧИСЛЕННОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ И ПРОЦЕССОВ В ПОГРУЖНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЯХ С ЛИТОЙ МЕДНОЙ КОРОТКОЗАМКНУТОЙ ОБМОТКОЙ РОТОРА

Железняков А.В., Чувашев В.А., к.т.н.

Украинский НИИ взрывозащищенного электрооборудования

Украина, 83052, Донецк, ул.50-й Гвардейской дивизии, 17

тел. (062)348-18-94, 382-93-53, e-mail: vach@list.ru, ukmiive@skif.net

*Розроблено математичні моделі для чисельних досліджень фізичних полів в активній зоні ПЕД, що реалізовані у виді алгоритмів і програм. Виконано польовий аналіз розподілу електромагнітного поля ПЕД. Досліджено вплив ексцентриситету на силу магнітного тяжіння. Сформульовано рекомендації з удосконалювання ПЕД.*

*Разработаны математические модели для численных исследований физических полей в активной зоне ПЭД, которые реализованы в виде алгоритмов и программ. Выполнен полевой анализ распределения электромагнитного поля ПЭД. Исследовано влияние эксцентриситета на силу магнитного тяжения. Сформулированы рекомендации по совершенствованию ПЭД.*

### ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

Изучение рабочих характеристик ПЭД, необходимое для дальнейшего совершенствования двигателей и повышения их технико-экономических показателей, требует применения более совершенных методов математического моделирования и разработки адекватных математических моделей. Наибольшую достоверность результатов моделирования можно получить на базе полевых методов, позволяющих проанализировать особенности распределения физических полей в активной зоне ПЭД. При этом, ввиду особенностей конструкции ПЭД и условий его эксплуатации, интерес представляет распределение не только электромагнитного, но и теплового полей внутри двигателя.

В общем случае нестационарное нелинейное дифференциальное уравнение для векторного магнитного потенциала, характеризующее электромагнитное поле в ПЭД, можно записать в следующем виде [1]:

$$\bar{\nabla} \times \frac{1}{\mu} (\bar{\nabla} \times \bar{A}) - \gamma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} + \gamma (\bar{V} \times (\bar{\nabla} \times \bar{A})) = \bar{J}_{\text{стор}}, \quad (1)$$

где  $\mu, \gamma$  – магнитная проницаемость и электропроводность;  $\bar{V}, \bar{J}_{\text{стор}}$  – векторы скорости движения среды и сторонней плотности тока;  $\bar{\nabla}$  – дифференциальный набла-оператор. Значок  $\times$  означает векторное произведение двух векторов. Для большинства конструкций ПЭД можно пренебречь электропроводностью шихтованных сердечников статора и ротора вдоль оси двигателя, поэтому уравнение (1) превращается в стационарное нелинейное уравнение Пуассона

$$\bar{\nabla} \times \frac{1}{\mu} (\bar{\nabla} \times \bar{A}) = \bar{J}_{\text{стор}}. \quad (2)$$

Дифференциальное уравнение нестационарной теплопроводности, описывающее распределение температуры  $T$ , имеет следующий вид:

$$\nabla \times \lambda (\nabla \times T) - c\rho \frac{\partial T}{\partial t} = Q, \quad (3)$$

где  $\lambda$  – коэффициент теплопроводности;  $c, \rho$  – удельная теплоемкость и плотность;  $Q$  – плотность тепло-

вых потерь, которыми являются в основном джоулевы потери в обмотках и потери в стали магнитопровода. Для однозначного решения краевых задач уравнения (1)-(3) дополняются соответствующими граничными условиями – значениями искомой функции или ее производных на границах расчетной области и начальными условиями (при решении нестационарной задачи) – значениями искомой функции в начальный расчетный момент времени.

Ввиду сложной геометрии активной зоны ПЭД и нелинейности задачи решение уравнений (1)-(3) возможно только численными методами, к которым относится метод конечных элементов (МКЭ). Этот метод является одним из наиболее эффективных численных методов решения дифференциальных уравнений в частных производных, получившим широкое распространение в практике научных исследований и инженерных расчетов [2, 3]. Этот метод позволяет с высокой точностью аппроксимировать сложные границы расчетной области ПЭД, учитывать нелинейность характеристик материалов и т.п.

Основная идея МКЭ состоит в дискретизации расчетной области на большое число подобластей малых размеров, каждая из которых называется конечным элементом и в пределах которой искомая полевая функция, например, векторный магнитный потенциал  $A$ , аппроксимируется линейным полиномом. В декартовых координатах  $x, y, z$  имеем:

$$A = a_1 + a_2 \cdot x + a_3 \cdot y + a_4 \cdot z, \quad (4)$$

где  $a_1, a_2, a_3, a_4$  – неизвестные коэффициенты, определяемые после решения соответствующей системы алгебраических уравнений для сетки конечных элементов. Как правило, при анализе полей в электрических машинах стремятся упростить задачу – перейти от трехмерной полевой задачи к двухмерной, что позволяет существенно сэкономить вычислительные ресурсы ПЭВМ. Для рассматриваемой задачи анализа характеристик ПЭД, а также с учетом значительной активной длины этой электрической машины вполне достаточным является расчет плоскопараллельных полей в ее поперечном сечении. Поэтому в данной работе анализ поля ограничен двумерными задачами, сформулированными в декартовых координатах в

поперечном сечении. После решения уравнения (2) и определения векторного магнитного потенциала в узлах сетки конечных элементов выполняется расчет составляющих магнитной индукции по следующим выражениям

$$B_x = \partial A / \partial y, B_y = -\partial A / \partial x. \quad (5)$$

Практическое решение и анализ распределения физических полей в ПЭД возможно при наличии высокоэффективного и удобного в использовании программного обеспечения. Целесообразно использовать протестированные, хорошо зарекомендовавшие себя пакеты прикладных программ, реализующие МКЭ. В данной работе при анализе физических полей ПЭД наряду с использованием собственного программного обеспечения применялся также пакет "FEMLAB", входящий в состав комплекса "MATLAB", а также частично использовалось программное обеспечение, разработанное на кафедре электромеханики НТУ "КПИ" г. Киев.

### ЦЕЛЬ СТАТЬИ

Целью статьи является разработка полевых математических моделей двигателей типа ПЭД, методик расчета и компьютерных программ для исследований их электромагнитных полей и процессов в активной зоне.

### РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Построение конечно-элементной модели ПЭД и исследование особенностей распределения его полей проведем для секционного ПЭД типа ПЭД 45-117 MB5 мощностью 45 кВт. Этот двигатель имеет основные технические данные, приведенные в табл. 1.

Таблица 1

№	Показатель	Данные статора	Данные ротора
1	Мощность, кВт	45	
2	Напряжение фазы, В	1140	
3	Число полюсов	2	
4	Число секций (сердечников)	11	
5	КПД, %	89	
6	cosφ	0,876	
7	Внешний диаметр, мм	105	56,2
8	Внутренний диаметр, мм	56,8	30
9	Активная длина сердечника, мм	380	351
10	Воздушный зазор, мм	0,3	
11	Число пазов	24	27
12	Тип обмотки	1-слойная вразвалку	Стержневая коротко- замкнутая
13	Число витков	24	-
14	Тип паза	Полуза- крытый	Закрытый
15	Высота паза, мм	13,5	10,7

На рис. 1 представлен эскиз поперечного сечения ПЭД. На рис. 2 и рис. 3 изображена сгенерированная сетка конечных элементов (СКЭ) и ее фрагмент в области воздушного зазора в увеличенном масштабе. Она содержит 15699 узлов и 31352 элемента.

Аналогичным образом строятся СКЭ при наличии эксцентриситета ротора. Для этого все относящиеся к ротору поддомены получают сдвиг вдоль оси X декартовой системы координат, расположенной в геометрическом центре двигателя, на значение эксцентриситета,

например, на 0,1 мм (тогда минимальный зазор составит 0,2 мм, а максимальный – 0,4 мм) или на 0,2 мм (соответственно зазоры составят 0,1 мм и 0,5 мм).

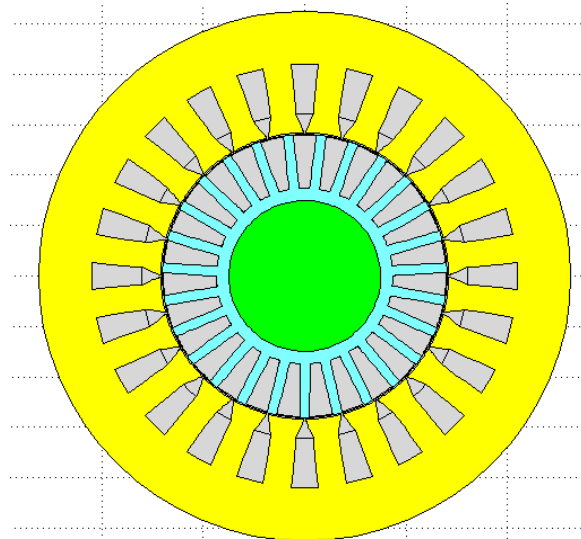


Рис. 1. Эскиз поперечного сечения ПЭД 45-117 MB5

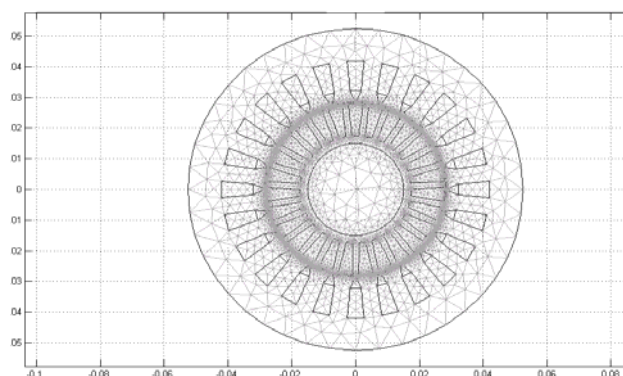


Рис. 2. Сгенерированная СКЭ для ПЭД 45-117 MB5

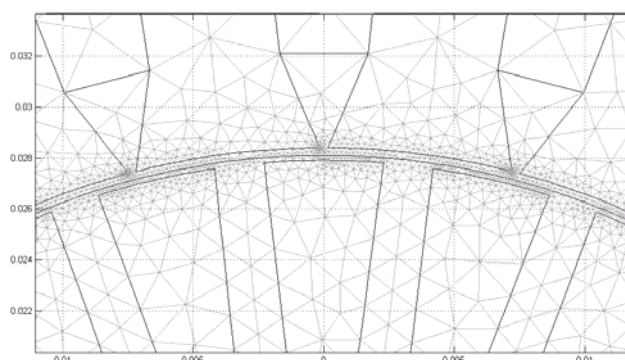


Рис.3. Фрагмент СКЭ в области воздушного зазора

### ЗАДАНИЕ ИСТОЧНИКОВ ПОЛЯ

Источниками поля являются токи, задаваемые в пазах статора и ротора. Задание токов в трехфазной обмотке статора выполняется для определенного момента времени, например, для момента, при котором ток фазы А имеет амплитудное значение, а токи в фазах В и С равны, имеют значение, равное половине амплитудного, и направлены встречно току фазы А. Выбор такого направления токов в фазах не имеет принципиального значения, а определяется лишь удобством задания исходных данных. Указанные токи задаются в соответствующих пазах статора, относящихся к опре-



деленной фазной зоне. Например, для ПЭД 45-117 MB5 при числе пазов на полюс и фазу  $q = 4$  в пазах под номерами 1 – 4, в которых расположена фазная зона  $A$ , задается ток  $\sqrt{2} \cdot I_{\phi n} = 33,7$  А. В пазах с номерами 5 – 8, в которых расположена фазная зона  $Y$ , задается ток 16,8 А, а в пазах 9 – 12 (фазная зона  $B$ ) – 16,8 А и т.д. При этом, поскольку в уравнениях поля источниками поля является плотность тока в пазах, она определяется с учетом заданного количества эффективных проводников в пазу  $N_{1\phi\phi}$ :

$$J_{1\phi\phi} = N_{1\phi\phi} \cdot I_{\phi} / S_{\text{обм}}, \quad (6)$$

где  $S_{\text{обм}}$  - обмотанная площадь паза (без учета площади паза под клин и др.). При расчете эквивалентной плотности тока в пазу площадью изоляции в нем пренебрегаем. Это допущение для расчета поля вполне допустимо. Для рассматриваемого ПЭД в номинальном режиме получим  $J_{1\phi\phi} = 3$  А/мм<sup>2</sup>.

Более сложным является задание плотности индуцированного тока в пазах ротора. В статье разработан следующий алгоритм задания тока:

1. Используя известные заранее рассчитанные параметры двигателя – индуктивные и активные сопротивления обмоток, строим векторную диаграмму рассматриваемого режима работы двигателя. При построении учитывается, что приведенный ток ротора  $I_2'$  отстает по фазе от ЭДС  $E_2'$  ротора на угол  $\psi_2$ , рассчитываемый по формуле

$$\psi_2 = \arctg(x_{2\sigma}' / (r_2' / s)).$$

2. По векторной диаграмме определяем ток  $I_2'$ , а также угол  $\beta$  фазового сдвига между токами статора и ротора.

3. При задании плотностей токов в пазах ротора смещаем положение максимума тока в пазах ротора по отношению к максимуму тока фазы  $A$  обмотки статора на найденный угол  $\beta$  (в электрических градусах).

4. С учетом синусоидального закона распределения тока ротора вдоль полюсного деления, каждому пазу ротора, следуя по часовой стрелке, присваиваем соответствующее значение плотности тока по формуле  $J_{2i} = J_{m2} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot p \cdot i / Z_2)$ , где  $i$  – номер паза;  $J_{m2}$  – максимальное значение плотности тока ротора.

#### ЗАДАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ФИЗИЧЕСКИХ СРЕД И ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ

Электропроводность вдоль оси шихтованных сердечников статора и ротора принимаем равной нулю. Это означает, что при расчете поля пренебрегаем влиянием вихревых токов в сердечниках на распределение поля в активной зоне двигателя. Действие этих токов учитывается лишь при расчете потерь в стали сердечников.

Учет нелинейных свойств магнитопровода, а также вала, имеющего значительный диаметр, производим заданием соответствующих кривых намагничивания  $B = f(H)$  ферромагнитных сталей, имеющих в справочниках электротехнических материалов. В рамках рассматриваемого пакета "FEMLAB" это выполнялось следующим образом. Для того, чтобы задать кривую намагничивания стали статора и

ротора, воспользуемся средой "MATLAB". Создается файл с данными о кривой намагничивания, информация о которой берется из справочной литературы. В файле в векторном виде задается кривая намагничивания и по полученным точкам в среде "MATLAB" строится интерполированный график. Далее, программируется функция, входной величиной которой является  $\text{norm}B$  – абсолютное значение индукции в каждой точке, а выходной – магнитная проводимость  $\mu$  (например, для стали 2013 приведена на рис. 4).

В качестве граничных условий задаем значение векторного магнитного потенциала, равное нулю. Задание этого условия означает пренебрежение магнитными потоками рассеивания во внешнее пространство из яра магнитопровода статора.

```

1 function mu=cemmu2013(normB)
2 mu=pi*4e-7;
3 B1=[0;0.01;0.39];
4 B2=[2.491;0.01;10.491];
5 H2=[362000;8000;6762000];
6 B=[0.4;0.01;2.49];
7 H=[56 56.1 57 58 59 60 60.1 61 61.1 62 63 63.1 64 65 66 67 67.1 68 68.1 69 70 70.1];
8 Bs=[B;B2];Hs=[H;H2];Bd=[B1;B2];
9 mu=[0.4/56.*ones(1,size(Bd,2)),Bs./Hs]./mu;
10 mu=interp1(Bd,M,normB);

```

Рис. 4. Файл с параметрами кривой намагничивания для стали 2013 в среде "MATLAB"

## ЧИСЛЕННОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ ПЭД

### Анализ электромагнитного поля в установленном режиме

С использованием построенных выше конечно-элементных математических моделей ПЭД выполнен анализ особенностей распределения электромагнитных полей в их активной зоне.

На рис. 5 представлена расчетная картина распределения электромагнитного поля ПЭД 45-117 MB5 в установленном, близком к номинальному, режиме работы при скольжении  $s = 0,015$ . Расчетная картина для наглядности дана для всего поперечного сечения двигателя, а не только для одного полюсного деления, как это обычно делают другие исследователи. Изолиниями на рисунке обозначены уровни векторного магнитного потенциала, а интенсивностью (цветом) окраски участков расчетной области – уровни магнитной индукции, причем в правой части рисунка приведены соответствующие шкалы как для векторного магнитного потенциала, так и для модуля магнитной индукции. Расчет выполнен при предположении, что вихревые токи в валу ротора отсутствуют. На рис. 6. приведен фрагмент картины поля в области воздушного зазора.

Проведенные расчеты позволили сделать следующие выводы относительно особенностей распределения магнитного поля в номинальном режиме ПЭД.

1. Наиболее насыщенными участками магнитопровода являются тонкие коронки (перекрытия) закрытых пазов ротора, магнитная индукция в которых находится в пределах 2,2...2,6 Тл. Насыщение этих перекрытий способствует снижению индуктивных параметров рассеивания обмотки ротора.

2. Ввиду малого сечения яра ротора рабочий магнитный поток достаточно глубоко проникает в

стальной вал ротора. Индукция внутри вала находится в пределах 0,85...0,89 Тл.

3. В зубцах ротора индукция равна 1,7...1,9 Тл.

4. В магнитопроводе статора наиболее насыщенным участком является ярмо, индукция в котором составляет 1,65...1,82 Тл. Зубцы статора ввиду их достаточно большого сечения ненасыщены.

Выполненный анализ позволил оптимизировать конфигурацию магнитопровода, добившись оптимального уровня насыщения всех участков магнитопровода ПЭД.

#### Анализ влияния эксцентриситета ротора

Ввиду значительной аксиальной длины ПЭД при его сборке возможно появление эксцентриситета, обуславливающего неравномерность воздушного за-

зора вдоль оси статора и, в результате, появление магнитных сил одностороннего магнитного тяжения.

Этот эффект исследовался в нашей работе. На рис. 7 представлен фрагмент картины электромагнитного поля для случая эксцентриситета, при котором минимальный зазор в ПЭД 45-117 MB5 составляет 0,1 мм, а максимальный – 0,5 мм (при среднем рабочем зазоре 0,3 мм).

На рис. 7 отчетливо видно увеличение магнитной индукции в зубцовопазовой зоне в правой части рисунка на участке с  $\delta_{\min}$  и его ослабление на участке с  $\delta_{\max}$ . Так, если в области минимального зазора индукция достигает значения 1,16 Тл, то в области максимального – всего 0,51 Тл.

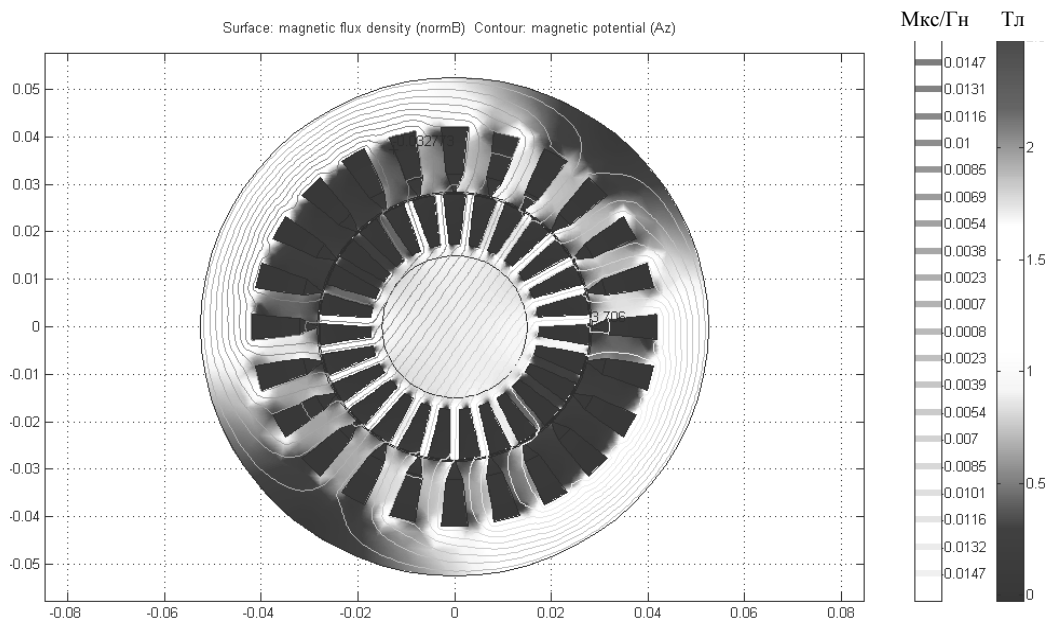


Рис. 5. Расчетная картина поля ПЭД 45-117 MB5 в установившемся номинальном режиме работы

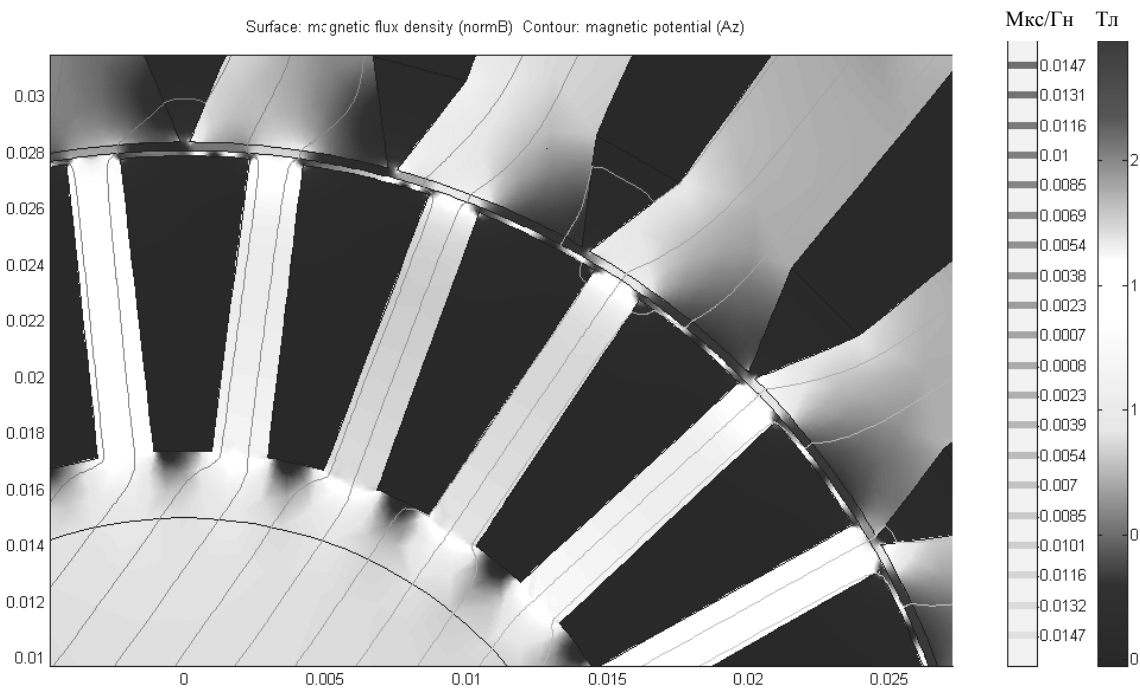


Рис. 6. Фрагмент картины поля в области воздушного зазора

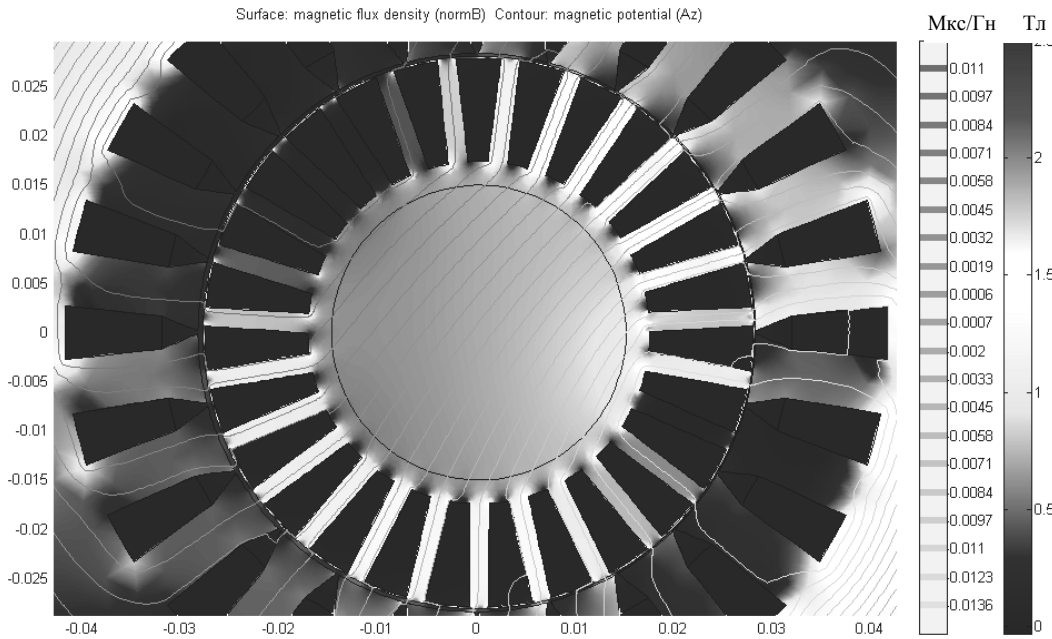


Рис. 7. Фрагмент картины электромагнитного поля ПЭД 45-117 МВ5 при эксцентриситете  $\delta_{\min} = 0,1$  мм и  $\delta_{\max} = 0,5$  мм

Значение силы одностороннего магнитного тяжения определяется после расчета поля по тензору магнитного натяжения. Составляющая магнитной силы, действующей по нормали к поверхности  $S$ , охватывающей тот элемент конструкции двигателя (например, его ротор), для которого определяется сила, рассчитывается по выражению [1]:

$$F_n = \frac{1}{2\mu} \int_S (B_n^2 - B_\tau^2) \cdot dS, \quad (7)$$

где  $B_n$  и  $B_\tau$  - нормальная и тангенциальная составляющие магнитной индукции на выделенной поверхности. При анализе двумерных полей интегрирование по поверхности заменяется интегрированием по замкнутому контуру, охватывающему рассматриваемый элемент конструкции. С учетом этого, после замены интеграла конечной суммой на  $N$  отрезках, полная сила одностороннего магнитного тяжения рассчитывается по формуле:

$$F_n = \frac{\pi \cdot R_\delta \cdot l_\delta}{\mu_0 \cdot N} \cdot \sum_i^{N-1} (B_{ni}^2 - B_{\tau i}^2), \quad (8)$$

где  $R_\delta$  - радиус замкнутой расчетной линии, проходящей через середину воздушного зазора и охватывающей ротор;  $B_{ni}, B_{\tau i}$  - нормальная и тангенциальная составляющие вектора магнитной индукции на  $i$ -ом отрезке;  $l_\delta$  - активная длина двигателя;  $\mu = \mu_0$ , т.к. расчетная линия полностью лежит в воздушном зазоре.

На рис. 8 изображена расчетная зависимость силы одностороннего магнитного тяжения в функции от относительного эксцентриситета  $\varepsilon = (\delta_{\max} - \delta_{\min}) / \delta_{\max}$ . Параметр  $\varepsilon$  может изменяться в пределах от нуля (отсутствие эксцентриситета) до  $\varepsilon = 1$  (касание ротора о статор). Расчет выполнен на длину одного сердечника ротора.

Из рис. 8 следует, что при увеличении эксцентриситета сила одностороннего тяжения резко увеличивается, достигая при касании ротора о статор значения около 15 кН.

С помощью разработанной методики проанализированы также силы одностороннего тяжения, возникающие при нарушении продольной соосности ротора и статора (при непараллельности осей статора и ротора).

На рис. 9 изображены две кривые действующих на ротор сил одностороннего тяжения для случаев, когда максимальный эксцентриситет на торцах достигает соответственно  $\varepsilon = 1$  и  $\varepsilon = 0,5$ . При этом оси статора и ротора пересекаются друг с другом в центре активной длины пакета ротора.

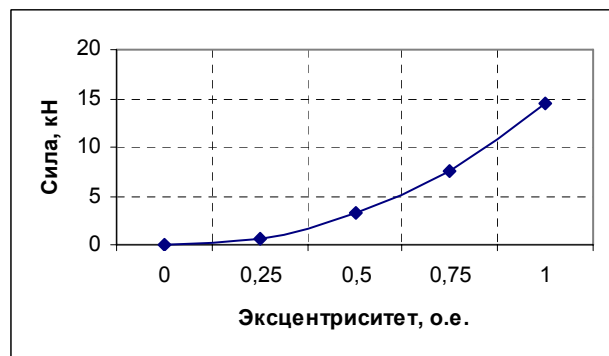


Рис. 8. Сила одностороннего магнитного тяжения от относительного эксцентриситета  $\varepsilon = (\delta_{\max} - \delta_{\min}) / \delta_{\max}$

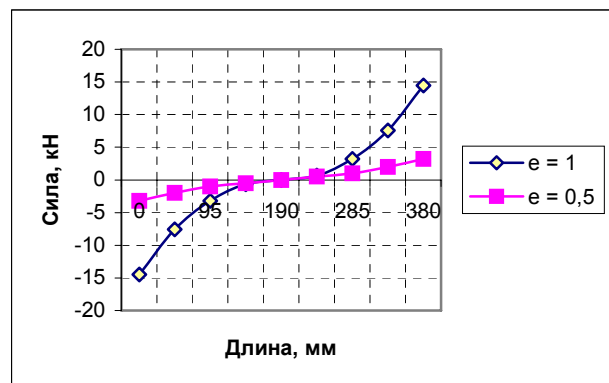


Рис. 9. Силы одностороннего тяжения при непараллельности осей статора и ротора

Таким образом, проведенное исследование показало, что эксцентриситет в ПЭД может оказать значительное влияние на работоспособность двигателя и поэтому требуется разработка специальных конструкторских решений и технологических операций по его устранению.

### Влияние вихревых токов вала ротора

Как показали проведенные выше расчеты, магнитный поток ввиду малой высоты ярма ротора ПЭД значительно проникает в вал ротора, и индукция в нем достигает значений 0,85...0,89 Тл. Однако указанный результат получен при предположении об от-

сутствии вихревых токов в вале ротора. Поскольку конструктивно вал выполняется массивным, в нем возникают вихревые токи частоты скольжения, вытесняющие магнитный поток из вала и влияющие на результирующее распределение электромагнитного поля. На рис.10 показан фрагмент расчетной картины поля в области ротора, выполненный при условии, что в массивном вале индуцируются вихревые токи частоты скольжения. Расчет выполнен по полевому уравнению, идентичному уравнению (1), при условии синусоидального изменения во времени всех полевых величин (квазистационарное уравнение поля).

Сравнение рис. 5 и рис. 10 показывает, что даже

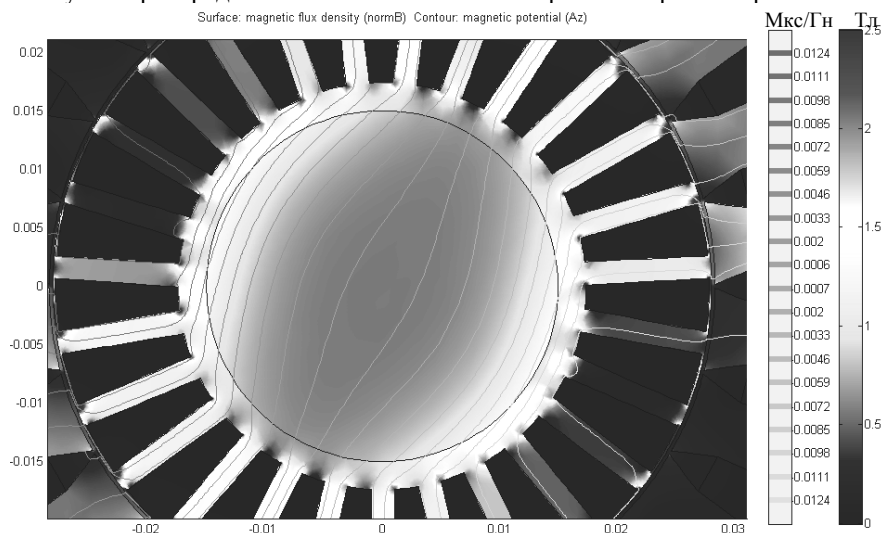


Рис. 10. Фрагмент картины поля в области ротора ПЭД при учете влияния вихревых токов частоты скольжения в массивном вале ротора

при небольшой частоте скольжения в номинальном режиме вихревые токи в вале ротора значительно вытесняют магнитный поток из вала в ярмо ротора. При этом по сравнению с исходным расчетом, показанным на рис.5, насыщение шихтованного ярма ротора увеличивается, а магнитная индукция в нем возрастает до 1,7...1,8 Тл против 1,5 Тл при неучете индуцированных токов. В самом вале в пределах глубины проникновения токов в сталь вала индукция достигает значения 1,25 Тл. Плотность вихревого тока на поверхности вала ротора достигает значений 0,3 А/мм<sup>2</sup>, а плотность удельных потерь – 17 кВт/м<sup>3</sup>. Указанный уровень джоулевых потерь в вале ротора может оказывать определенное влияние на дополнительный нагрев клетки обмотки ротора и увеличение температуры опорных подшипников. Поэтому требуется разработка специальных конструктивных решений по уменьшению влияния вихревых токов вала ротора.

### Влияние углового сдвига сердечников ротора

Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре ПЭД вдоль полюсного деления характеризуется значительной неравномерностью. Эта неравномерность обусловлена рядом конструктивных особенностей ПЭД: малым значением воздушного зазора, соизмеримым с величиной зазора открытого паза статора; значительным магнитным насыщением тонких перекрытий (коронки) пазов ротора. В результате кривая магнитной индукции имеет высокий уровень зубцовых и высших пространственных гармоник, индуцирующих в обмотке статора паразитные ЭДС. На

рис. 11, а) и 11, б) изображены два фрагмента расчетных картин поля в области воздушного зазора при двух положениях зубцов статора относительно ротора: а) при исходном положении ротора, для которого угол смещения между осями пазов статора и ротора принят равным нулю; б) при повороте ротора относительно статора на угол 7,5°.

Форма кривой индукции в зазоре и фазовые сдвиги гармоник в значительной мере зависят от взаимного положения зубцов статора и ротора и изменяются при смещении статора и ротора в пределах зубцового деления. Это следует из рис.12, на котором представлены две кривые распределения магнитной индукции в воздушном зазоре вдоль одного полюсного деления при исходном положении ротора (угол поворота ротора равен 0°) и при смещении ротора относительно статора на угол 7,5°. Кривые на рис.12 получены после обработки результатов полевых расчетов, в частности, анализа модуля магнитной индукции на расчетной линии, проходящей через середину высоты воздушного зазора.

Обе кривые демонстрируют высокую амплитуду зубцовых гармоник магнитной индукции, однако отличаются фазовым сдвигом этих гармоник по отношению друг к другу.

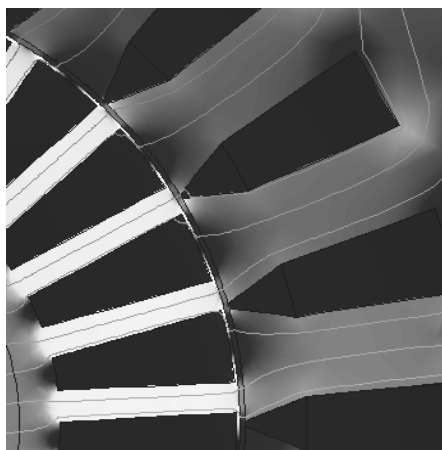
Амплитуды зубцовых гармоник достигают значения 0,3 Тл, что является источником значительных добавочных потерь в двигателе и требует разработки специальных технических решений по снижению негативного влияния высших гармоник

При разработке таких решений необходимо принять во внимание, что ротор ПЭД по длине состоит из

ряда независимых сердечников с ЛМКО, отделенных друг от друга опорными подшипниками. Например, в ПЭД 45-117 МВ5 ротор состоит из 11 сердечников. Обмотка статора выполнена общей и с ней сцеплен суммарный магнитный поток от всех сердечников ротора. Такая конструкция позволяет существенно ослабить результирующие ЭДС зубцовых гармоник в обмотке статора за счет углового поворота отдельных

сердечников ротора вокруг оси на небольшой угол. При этом в обмотке статора магнитные потоки зубцовых гармоник, порожденные разными сердечниками ротора, будут взаимно компенсироваться, что ведет к снижению добавочных потерь в статоре.

Расчетные исследования показали, что в ПЭД 45-117 МВ5 оптимальным является сдвиг сердечников ротора друг относительно друга на угол  $1,5^\circ$ .



а)



б)

Рис.11. Фрагменты картины поля в области воздушного зазора: а) при исходном положении ротора (угол между осями пазов статора и ротора равен  $0^\circ$ ); б) при повороте ротора относительно статора на угол  $7,5^\circ$

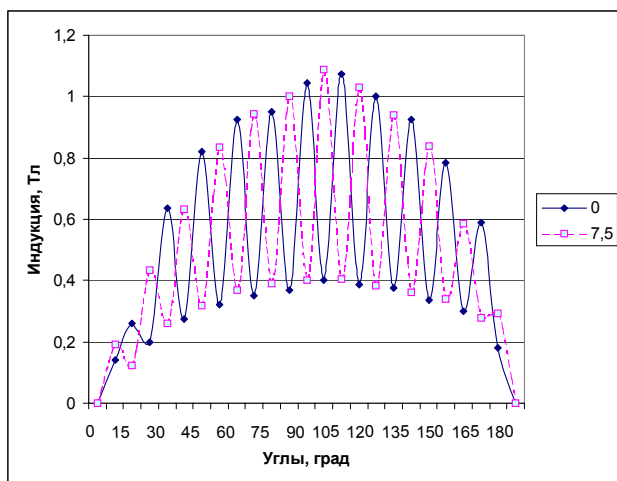


Рис.12. Кривые распределения магнитной индукции в воздушном зазоре вдоль полюсного деления при углах поворота  $0^\circ$  и  $7,5^\circ$

Поскольку одно зубцовое деление статора в двигателе составляет  $\gamma_1 = 360^\circ / Z_1 = 15^\circ$ , то при указанном угловом смещении в любой момент времени зубцы статора и ротора по отношению друг к другу расположены в разных сердечниках в различных положениях, что ведет к фазовым сдвигам магнитных потоков зубцовых гармоник в разных сердечниках и их взаимной компенсации при индуктировании результирующей ЭДС в обмотке статора. При этом не требуется выполнять скос пазов одного сердечника ротора.

Предлагаемое техническое решение в определенной степени идентично скосу пазов ротора в пределах всей активной длины обмотки статора, который широко применяется в традиционных короткозамкнутых асинхронных двигателях.

## ВЫВОДЫ

1. Разработана методология построения конечно-элементных математических моделей, предназначенных для численного исследования физических полей в активной зоне ПЭД. Модели реализованы в виде алгоритмов и компьютерных программ с целью исследования полей и процессов в ПЭД.

2. Выполнен полевой анализ распределения электромагнитного поля ПЭД как с учетом влияния вихревых токов частоты скольжения, индуцированных в области вала ротора, так и без него. Показано, что в номинальном режиме работы плотность тока в вале ротора достигает значения  $0,3 \text{ А/мм}^2$ , что может влиять на дополнительный нагрев конструктивных элементов ротора.

3. Выполнено исследование влияния эксцентриситета на силу одностороннего магнитного тяжения. Полученные значения силы свидетельствуют о их существенном влиянии на работоспособность двигателя, что требует разработки специальных конструктивных и технологических решений по недопущению эксцентриситета.

4. Выполнен анализ распределения магнитного поля в воздушном зазоре. Показано наличие зубцовых гармоник большой амплитуды, для устранения которых целесообразно осуществить угловой сдвиг сердечников ротора по отношению друг к другу на угол  $1,5^\circ$ .

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Васьковський Ю.М. Математичне моделювання електромеханічних перетворювачів енергії. – Київ, НТУУ "КПІ". – 2003. – 164с.
- [2] Сегерлинд Л. Применение метода конечных элементов. – М.: Мир. – 1979. – 392с.
- [3] Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радионженеров и инженеров-электриков. – М.: Мир. – 1986. – 230с.

Поступила 30.09.2005

## ВЛИЯНИЕ ТЕХНОЛОГИИ ЗАЛИВКИ КОРОТКОЗАМКНУТОЙ ОБМОТКИ РОТОРА МЕДЬЮ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ НА ПОТЕРИ В СТАЛИ

Иванов В.А., к.т.н., Гривин С.А.,  
Государственное предприятие завод "Электротяжмаш"  
Украина, 61055, Харьков, пр. Московский, 229  
тел: (0572)95-64-01, 95-61-88, факс: (0572) 95-63-70, e-mail: etm@spetp.com.ua

Чувашев В.А., к.т.н., Чуванков В.Ю.,  
Украинский НИИ взрывозащищенного и рудничного электрооборудования  
Украина, 83052, Донецк, ул.50-й Гвардейской дивизии, 17,  
тел: (062)348-18-94, факс: (062)382-93-52, e-mail: vach@list.ru

*Експериментально підтверджений вплив технології заливання короткозамкнутої обмотки ротора міддю на магнітні властивості електротехнічної сталі в вибухозахищених асинхронних двигунах потужністю до 400 кВт. Істотне зниження втрат у сталі сердечника ротора (і підвищення ККД на 1,2...1,8%) буде відбуватися також і в тягових асинхронних двигунах потужністю від 400 до 1200 кВт для нових транспортних засобів, що живляться від перетворювачів частоти від 48 до 150 Гц.*

*Експериментально підтверджено вплив технології заливки короткозамкнутої обмотки ротора міддю на магнітні свойства електротехнической стали во взрывозащищенных асинхронных двигателях мощностью до 400 кВт. Существенное снижение потерь в стали сердечника ротора (и повышение КПД на 1,2...1,8%) будет происходить также и в тяговых асинхронных двигателях мощностью от 400 до 1200 кВт для новых транспортных средств, питаемых от преобразователей частоты от 48 до 150 Гц.*

### ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМИ

С целью повышения энергетических характеристик взрывозащищенных асинхронных двигателей (ВАД) в УкрНИИВЭ созданы ВАД с литой медной короткозамкнутой обмоткой (ЛМКО) ротора для привода горных машин, погружных электродвигателей для нефтедобывающих скважин и электромеханических ключей, применяемых при развинчивании-свинчивании колонны труб скважин. Кроме повышения коэффициента полезного действия (КПД) эти ВАД имеют повышенные полезную мощность ( $P_n$ ) и коэффициент мощности ( $\cos\varphi$ ), а также уменьшенный уровень звукового давления в сравнении с ВАД с литой алюминиевой короткозамкнутой обмоткой (ЛАКО) ротора при одних и тех же габаритных размерах.

Результаты экспериментальных исследований ВАД типа ЭКВ габарита 3,5 дм по высоте для привода очистных комбайнов приведены в таблицах 1 и 2. Расчетные значения КПД определены с учетом того, что потери в обмотке ротора с ЛМКО уменьшаются, так как удельная проводимость меди выше, чем алюминия (57 и 28 МСм/м соответственно). И, тем не менее, действительное значение КПД оказалось выше расчетного. Было высказано предположение, что в результате заливки обмотки ротора медью при температуре 1150-1250 °С изменяются магнитные свойства электротехнической стали (ЭТС) таким образом, что удельные потери, а значит и общие потери в стали, уменьшаются. Это приводит к повышению КПД, что в расчетах не учитывалось.

В случае с ЛАКО ротора этого не происходит, т.к. температура заливочного алюминия более низкая (~700 °С).

### АНАЛИЗ ИССЛЕДОВАНИЙ И ПУБЛИКАЦИЙ

Это предположение подтверждено, в частности, в статье французских исследователей [1], экспериментально доказавших, что магнитные свойства ЭТС существенно изменяются в лучшую сторону за счет теплового воздействия в процессе заливки обмотки ротора медью. Поэтому и потери в стали такого сердечника уменьшаются по сравнению с ЛАКО.

Энергетические соотношения в переменном электромагнитном поле определяются теоремой Умова-Пойнтинга

$$[\vec{E} \cdot \vec{H}] = \vec{S}, \quad (1)$$

где  $\vec{E}$  – вектор напряженности электрического поля в листах ЭТС;  $\vec{H}$  – вектор напряженности магнитного поля;  $\vec{S}$  – вектор Умова-Пойнтинга, который, судя по его размерности ( $\text{В} \cdot \text{А} / \text{м}^2$ ), характеризует мощность, приходящуюся на единицу поверхности.

В случае ЛМКО ротора значения  $E$  и  $H$  уменьшаются по сравнению с ЛАКО ротора. Как было показано в [2], поперечное сопротивление между обмоткой и сердечником ЭТС изменяется по экспоненциальной зависимости

$$Z_{Cu} = Z_{Al} \cdot \exp(0,5 \cdot b^* \cdot T_{Cu} / T_{Al}), \quad (2)$$

где  $Z_{Cu}$ ,  $Z_{Al}$  – поперечное сопротивление ротора с обмоткой из литой меди и из алюминия;  $b^*$  – относительная ширина зубцов ротора;  $T_{Cu}$ ,  $T_{Al}$  – температура плавления меди и алюминия.

Так как  $T_{Cu} > T_{Al}$ , то  $Z_{Cu} > Z_{Al}$ . Это приводит к уменьшению электрических потерь в ЭТС, косвенно вызывает уменьшение электрической составляющей  $E$  вектора Умова-Пойнтинга.

Таблица 1

Результаты стендовых испытаний ВАД типа 2ЭКВ3,5-100 и ЭКВ3,5-75

Тип электродвигателя	$U_n$ , В	$I_n$ , А	$P_n$ (S1), кВт	$P_n$ (S4), кВт	ПВ, %	$Z, \text{ч}^{-1}$	$FJ$	$K_p$	КПД, %	$\cos\varphi$	$\Theta, \text{°C}$	$P_{ст}$ , Вт	$P_{доб}$ , Вт	$M_n$ , Н·м	$M_{min}$ , Н·м	$M_m$ , Н·м	$I_{уд}$ , А	$t_n$ , с	$P$ , дБА	$Q$ , кг
Расчет	660	107,9		103				1,25	87,2	0,841		2390	570	903	-	1510	875	0,35	-	470
2ЭКВ 3,5-100 с ЛМКО (факт)		104,3	100	101,4	60	30	1,2	1,34	88,0	0,85	145	2332	550	882	-	1460	849	0,31	65	435
ЭКВ 3,5-75 с ЛАКО		91	64	75	40	25		-	85,4	0,81	125	2410	620	800	710	900	853	0,46	81	530

Таблица 2

Результаты стендовых испытаний ВАД типа 2ЭКВ3,5-210 и ЭКВ3,5-180

Тип электродвигателя	$U_n$ , В	$I_n$ , А	$P_n$ (S1), кВт	$P_n$ (S4), кВт	ПВ, %	$Z, \text{ч}^{-1}$	$FJ$	$K_p$	КПД, %	$\cos\varphi$	$\Theta, \text{°C}$	$P_{ст}$ , Вт	$P_{доб}$ , Вт	$M_n$ , Н·м	$M_{min}$ , Н·м	$M_m$ , Н·м	$I_{уд}$ , А	$t_n$ , с	$P$ , дБА
Расчет	660	222,4		212				1,19	91,4	0,868		3870	870	2420	-	3410	1800	0,3	-
2ЭКВ 3,5-210 с ЛМКО (факт)		215	200	210	60	30	1,2	1,24	92,2	0,88	145	3790	830	2300	-	3300	1750	0,25	67
ЭКВ 3,5-180 с ЛАКО		208	161	180				-	89	0,85		4500	1014	2500	1820	2970	1950	0,41	92

Магнитная составляющая  $H$  этого вектора связана с магнитной индукцией  $B$  и магнитной проводимостью ЭТС  $\mu$  соотношением

$$B = \mu \cdot H. \quad (3)$$

При неизменном  $B$  (магнитный поток в ВАД - const) уменьшение  $H$  связано с увеличением  $\mu$  при заливке обмотки ротора медью. В то же время

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r, \quad (4)$$

где  $\mu_0$  – магнитная проницаемость воздуха;  $\mu_r$  – относительная магнитная проницаемость, характеризующая свойства ЭТС в отношении ее сопротивления магнитным силовым линиям.

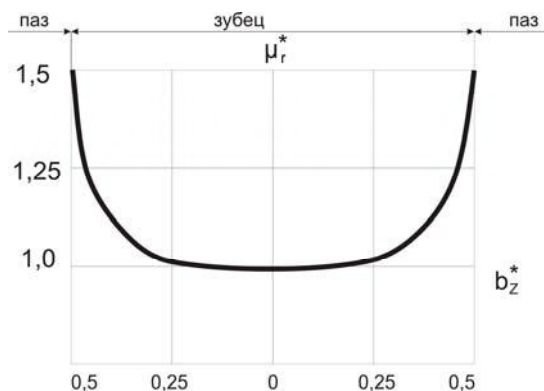
Известно, что ЭТС – это магнитномягкий ферромагнитный материал с круто поднимающейся основной кривой намагничивания и малой площадью гистерезисной петли. При заливке обмотки ротора медью происходит неравномерное нагревание ЭТС по ширине зубца, в результате чего часть его площади подвергается воздействию температуры, превышающей температуру точки Кюри (769 °C). При этом основная кривая намагничивания преобразуется в частную, несимметрическую петлю гистерезиса, у которой при периодическом изменении  $H$  максимальные значения  $(+H_{max}) \neq (-H_{max})$  и центр петли не совпадает с началом координат. Оставшаяся площадь зубца, в которой температура точки Кюри превышает температуру ЭТС при заливке обмотки ротора медью, не подвергается изменениям петли гистерезиса.

Судя по предварительным расчетам потерь в стали ВАД с ЛМКО ротора, а также с учетом данных [1], изменение  $\mu_r^* = \mu_r(Cu) / \mu_r(Al)$  находится в зависимости от относительной ширины зубца  $b_z^*$  (рис. 1.)

В зависимости от длины  $l$  и площади поперечного сечения зубцов  $S$  магнитное сопротивление ЭТС

$$R_M = \frac{l}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S} \quad (5)$$

Таким образом, основная причина уменьшения потерь в стали при заливке роторов медью заключается в уменьшении  $R_M$ , так как происходит изменение угла наклона начальной кривой намагничивания частной петли гистерезиса в пределах ширины зубца по сложному закону в соответствии с кривой, приведенной на рис. 1.

Рис. 1. Зависимость  $\mu_r^*(b_z^*)$  в ЭТС ротора ВАД с ЛМКО

В процессе изготовления сердечников ротора ВАД их ЭТС подвергается термическому воздействию. При этом изменяется химический состав, структура кристаллической решетки, зернистость стали, состояние поверхностных слоев и магнитные свойства [3]. Это приводит к изменениям составляющих по-

терь на вихревые токи и добавочные потери. По данным УкрНИИВЭ при изготовлении ВАД с ЛМКО ротора изменяются  $\mu_r$  и  $R_M$  в зоне зубцов и частично в спинке ротора. Это приводит к уменьшению потерь в стали за счет уменьшения такой важной составляющей, как потери на гистерезис от основной волны магнитного потока.

В вихревом магнитном поле магнитные силовые линии направлены к стали ЭТС под углом  $\alpha'$

$$\operatorname{tg} \alpha' = \frac{\operatorname{tg} \alpha}{\mu_r} \pm \frac{\mu_0 \cdot A}{B_H}, \quad (6)$$

где  $\alpha$  – угол наклона в безвихревом поле ( $\alpha = 90^\circ$ );  $A$  – линейная нагрузка;  $B_H$  – нормативная составляющая индукции.

При намагничивании ЭТС нужно преодолеть силы элементарных магнитов, следующих за внешним магнитным полем с запаздыванием. Работа, необходимая для преодоления этих сил, переходит в тепло, вызывая потери.

При заливке обмотки ротора медью в областях сердечника, примыкающих к пазам (зубце, спинке) в связи с ростом  $\mu_r$  уменьшается  $\alpha'$ , что приводит в свою очередь к уменьшению коэрцитивной силы  $H_c$  частных потерь гистерезиса, т.е. к уменьшению ширины петли гистерезиса, а, значит, и потерь на гистерезис.

Зная зависимости  $\mu_r(b_r)$  и используя современные методы численного анализа, нетрудно определить удельные потери на гистерезис и вихревые токи ВАД с ЛМКО ротора

$$P_{2\gamma\delta} = C_2 \cdot f \cdot B^\alpha; \quad (7)$$

$$P_{e\gamma\delta} = C_e \cdot f^2 \cdot B^\alpha, \quad (8)$$

где  $C_2$  – коэффициент, зависящий от марки ЭТС и ее  $\mu$ ;  $f$  – частота переменных токов в обмотке ротора;  $\alpha = 2$  (при  $B = 0,8 \dots 1,6$  Тл);  $C_e$  – коэффициент, зависящий от марки ЭТС,  $\mu$  и толщины листов.

Удельные потери в стали на 1 кг

$$P_{c\gamma\delta} = P_{10/50} \cdot (f/50)^{1/3} \cdot B^\alpha, \quad (9)$$

где  $P_{10/50}$  – потери при  $B = 1$  Тл и  $f = 50$  Гц.

Практически авторы всех классических учебников по электрическим машинам предполагают, что потерями в стали магнитопровода ротора, в виду малой  $f$ , можно пренебречь. Мы считаем, что это не совсем корректно, т.к. приводит к существенным расхождениям в определении КПД расчетным и экспериментальными путями.

### ЦЕЛЬ СТАТЬИ

Цель проведенных в данной работе исследований – определение влияния теплового воздействия на потери в электротехнической стали сердечника ротора при заливке его обмотки медью.

### РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Исследованиями установлено, что потери в зубцах ротора при существующих номинальных скольжениях в ВАД с ЛАКО ротора

$$P_z = K_{gz} \cdot P_{10/50} \cdot \left(\frac{B_{z\text{cp}}}{10^4}\right) \cdot Q_z \cdot \frac{f}{50}, \quad (10)$$

где  $K_{gz}$  – коэффициент увеличения потерь в зубцах вследствие влияния технологических факторов, в т.ч. температуры заливочного материала;  $B_{z\text{cp}}$  – среднее значение индукции в зубцах, Гс;  $Q_z$  – масса зубцов.

В роторе ВАД существует бесконечный ряд высших гармоник, создаваемых короткозамкнутой обмоткой, которые существенно влияют на  $P_z$  (а значит и на  $P_{\text{ст}}$ ), особенно в режиме работы ВАД в зоне насыщения. Возникающие при этом поверхностные потери в зубцах от вихревых токов определяются зависимостью

$$P_{zv} = \frac{\Delta \cdot \tau_v}{\mu} \cdot \omega_v^{1,5} \cdot B_{0v}^2 \cdot Z \cdot e_z \cdot l, \quad (11)$$

где  $\tau_v$  – полюсное деление  $v$ -той гармоники;  $\omega_v$  – угловая скорость  $v$ -той гармоники;  $B_{0v}$  – индукция в воздушном зазоре  $v$ -той гармоники;  $Z$  – число зубцов;  $l$  – длина сердечника ЭТС.

Поверхностные потери в зубцах от гистерезиса

$$P_{z\Gamma} = f_v \cdot \tau_v \cdot B_{0v}^{1,6} \cdot (t-s) \cdot l \cdot Z, \quad (12)$$

где  $f_v$  – линейная частота  $v$ -той гармоники;  $t$  – зубцовое деление;  $s$  – раскрытие паза, мм.

Потери в стали сердечника ротора

$$P_{\text{ст}} = K_{\text{обр}} \cdot P_{c\text{уд}} \cdot (f/50)^\beta \cdot B_i^\alpha \cdot \sigma_i, \quad (13)$$

где  $K_{\text{обр}}$  – коэффициент, учитывающий влияние механической обработки и изоляционного покрытия листов ЭТС ( $K_{\text{обр}} = 1,4 \dots 1,8$ ). При учете термического воздействия заливаемого металла  $K_{\text{обр}}$  уменьшается на 10...15% в зависимости от габарита и мощности АД;  $B_i$  и  $\sigma_i$  – индукции и массы частей магнитопровода (зубца, спинки).

Значения  $\beta$  и  $P_{c\text{уд}}$  приведены в таблице 3.

Из-за действия гармоник магнитной индукции высокой частоты и амплитуды потери в стали ротора и статора имеют один порядок (по данным [4] потери в стали  $P_{\text{ст}}$  в роторе составляют от 20 до 25% общих потерь в стали).

Таблица 3

Марка ЭТС ( $\Delta = 0,5$ мм)	$P_{c\text{уд}}$ , Вт/кг		$\beta$
	без учета термического воздействия	с учетом термического воздействия	
2013,2011,2212	2,5...2,6	2,1...2,2	1,5
2312	1,75	1,5	1,4
2411	1,6	1,4	1,3

Особенно существенное снижение потерь в ЭТС сердечника ротора будет происходить в АД с ЛМКО



ротора мощностью свыше 100 кВт при питании от источников регулируемой частоты. Так, например, для новых транспортных средств (тепловозов, электровозов, дизель-поездов, электропоездов) ГП завод "Электротязмаш" (г. Харьков) разработало тяговые электродвигатели типа АД 914 У1 мощностью 1200 кВт, питаемые от преобразователей частоты [5], технические характеристики которых приведены на рис. 2.

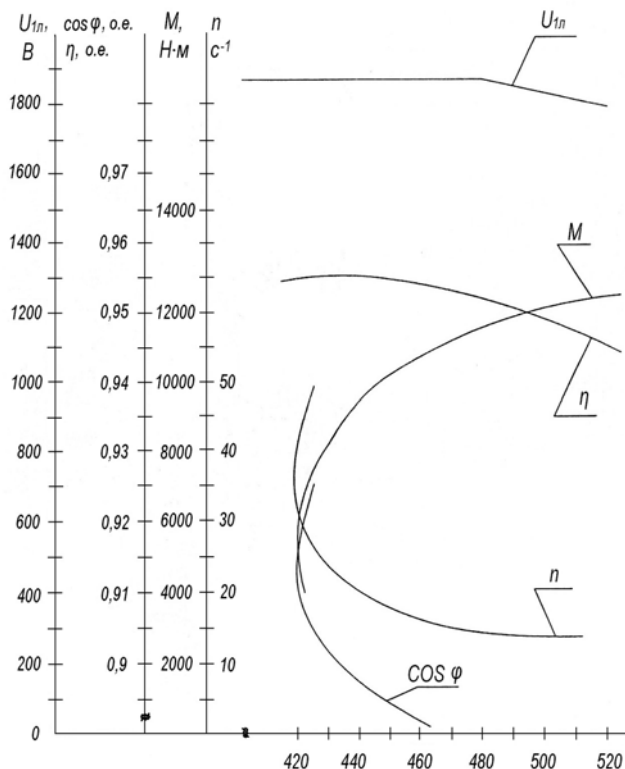


Рис. 2. Рабочие характеристики электродвигателя асинхронного тягового типа АД 914 У1 для привода колесных пар локомотивов. Исполнение защищенное с независимой вентиляцией. Технические данные: режим работы – продолжительный; Мощность 1200 кВт; линейное напряжение – 1870 В; ток 450 А; частота – 48...146,5 Гц; частота вращения 1138 об/мин; частота вращения max – 3030 об/мин; момент номинальный – 10000 Н·м; момент пусковой - 12000 Н·м; расход воздуха – 1,12 м<sup>3</sup>/с; КПД – 95,5%;  $\cos\varphi = 0,88$

Рабочая полоса частот таких АД находится в зоне 48...146,5 Гц, при этом в полосе частот свыше 100 Гц (около 80% рабочего цикла локомотивов) и скольжении 3...5% основная частота перемагничивания достигает 8...12 Гц, а от действия высших гармонических порядка  $\nu=5,7$  и основных зубцовых  $\nu=11,13$  она увеличивается пропорционально порядку гармоник. Следовательно, при питании АД от преобразователя частоты, являющегося источником высших гармоник, возрастут потери в стали сердечника ротора.

Анализ результатов экспериментальных исследований ВАД типа 2ЭКВ-3,5 (табл.1 и 2) показал, что потери в стали у ВАД с ЛМКО ротора на 3,3...18,7% меньше, чем у ВАД с ЛАКО, в то время как полезная мощность на 16...33 кВт больше.

Еще большего эффекта следует ожидать от применения ЛМКО ротора в тяговых АД электродвигате-

лях типа АД 914, АД 900, АД 901, АД 902 и АД 906, питаемых от преобразователей частоты. По предварительным расчетам уменьшение потерь в стали составит на 20...25%, что в совокупности со снижением потерь в обмотке ротора позволит увеличить КПД на 1,2...1,8%.

## ВЫВОДЫ

Одним из наиболее эффективных и недорогих методов повышения энергетической эффективности асинхронных двигателей типа АД 914 является применение ЛМКО ротора.

Термообработка пазов ротора при заливке его обмотки медью улучшает магнитные свойства электротехнической стали.

С учетом того, что потери уменьшаются и в обмотке ротора, КПД АД с ЛМКО увеличивается на 1,2...1,8%.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] A.Ansel, O.Walti, J.F.Brudny. Influence of copper pressure die-casting on induction machine magnetic behaviour // ICEM 2000, 28-30 August, Espoo Finland, pp. 368-371.
- [2] Чувашев В.А., Папазов Ю.Н., Чуванков В.Ю. Асинхронные двигатели с литой медной короткозамкнутой обмоткой ротора // Электротехника і Електромеханіка.- 2004.-№3.-С. 65-67.
- [3] Голубович А.И., Сафонов А.С. Формирование требований к свойствам сердечников магнитопроводов при изготовлении электрических машин // V Международная конференция "Электротехнические материалы и компоненты". Труды. Крым, Алушта, 2004.С. 324-325.
- [4] Cëster. Etude des pertes magnetiques supplementaires les machines asynchrones alimentees par onduleur a modulation de largeur d'impulsion // These de doctorat en Genie Electrique, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, 1996. [5] Иванов В.А., Гривин С.А., Евзикова Э.Г. Высокоиспользуемые частотно-регулируемые асинхронные электродвигатели. – V Международный симпозиум "Элмаш-2004". Труды симпозиума, Москва, 2004, том II, С. 110.

Поступила 28.09.2005

## ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ МЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ НА ОСНОВЕ МЕТОДА СХЕМНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Канов Л.Н., к.т.н., доц.  
Севастопольский национальный технический университет  
Украина, 99053, Севастополь, Стрелецкая бухта, СевНТУ,  
кафедра "Судовые и промышленные электромеханические системы"  
тел. (0692) 235-160

*Запропоновано ефективну чисельну методику параметричного синтезу механічних характеристик асинхронного двигуна, яка призначена для автоматизованого вибору додаткових опорів в кілах двигуна по критерію близькості бажаної і фактичної характеристик на основі методу схемного моделювання.*

*Предложена эффективная численная методика параметрического синтеза механических характеристик асинхронного двигателя, предназначенная для автоматизированного выбора дополнительных сопротивлений в цепях двигателя по критерию близости желаемой и фактической характеристик на основе метода схемного моделирования.*

### ВВЕДЕНИЕ

В промышленности используется большое количество промышленных механизмов, работающих с изменяющейся скоростью, среди которых видное место занимают регулируемые электроприводы с асинхронными двигателями. Большое распространение имеет реостатное регулирование скорости двигателей. Кроме того, существует возможность регулирования скорости изменением напряжения, приложенного к двигателю, что может быть достигнуто включением сопротивлений в цепь статора. Реостатное регулирование благодаря своей простоте находит применение, например, в приводах подъемно-транспортных устройств, вентиляторов, насосов небольшой мощности. Реостатные характеристики отличаются небольшой жесткостью, уменьшающейся с ростом сопротивлений, причем обычно полагается, что рабочая часть характеристики линейна. Поэтому при расчете сопротивлений дополнительных резисторов часто пользуются методами, аналогичными методом, применяемым для расчетов сопротивлений двигателя постоянного тока независимого возбуждения. Более точные результаты получаются при спрямлении характеристики [1–3].

С развитием теории электрических цепей и средств их расчета появляется возможность автоматизированного выбора дополнительных сопротивлений с применением технологии параметрической оптимизации на основе схемных моделей асинхронных двигателей. В статье обосновывается методика расчета дополнительных сопротивлений в цепях асинхронного двигателя с целью максимального приближения его механической характеристики к желаемому виду.

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Зададимся желаемым видом механической характеристики асинхронного двигателя в виде отрезка прямой, проходящей через начало координат плоскости "скольжение–момент":  $M = k \cdot s$ , где  $k$  – угловой коэффициент. Введем критерий близости желаемой и реальной характеристик в виде интеграла

$$J = \int_0^{s_f} (\Delta M)^2 \cdot ds, \quad (1)$$

где  $M(s) = 1,5 \cdot x_m(i_\delta) \cdot (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr})$  – момент двигателя;  $\Delta M = M(s) - k \cdot s$ ;  $x_m(i_\delta)$  – сопротивление взаимной индукции фазы статорной и роторной обмоток, зависящее от намагничивающего тока

$i_\delta = \sqrt{(i_{ds} + i_{dr})^2 + (i_{qs} + i_{qr})^2}$ ;  $i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}$  – продольные и поперечные составляющие токов статора и ротора;  $s_f$  – граница рабочей части механической характеристики. Зависимость сопротивления взаимной индукции от намагничивающего тока может быть аппроксимирована в соответствии с характеристикой холостого хода двигателя аналитической зависимостью, например, вида  $x_m(i_\delta) = \frac{a \cdot \arctg(bi_\delta)}{i_\delta} + c$ .

Необходимо таким образом выбрать сопротивление в цепи статора  $r_s$  и в цепи ротора  $r_r$ , чтобы критерий близости  $J$  принял минимальное значение, при этом желаемая и фактическая характеристики будут отличаться наименьшим образом. Вычитая из полученных значений  $r_s$  и  $r_r$  их номинальные величины, можно получить значения дополнительных сопротивлений в цепях двигателя.

### МЕТОД РЕШЕНИЯ

Для применения эффективных методов минимизации критерия (1) необходимо получить компоненты градиента  $J$  по параметрам  $r_s$  и  $r_r$ . Дифференцирование выражения (1) дает

$$\frac{dJ}{dr_j} = 2 \int_0^{s_f} \Delta M \cdot \frac{d\Delta M}{dr_j} \cdot ds, \quad (2)$$

где  $\frac{d\Delta M}{dr_j} = 1,5 \cdot \left[ \frac{dx_m(i_\delta)}{dr_j} \cdot (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr}) \right] +$

$$+1,5 \cdot \left[ x_m \left( \frac{di_{qs}}{dr_j} \cdot i_{dr} + \frac{di_{dr}}{dr_j} \cdot i_{qs} - \frac{di_{ds}}{dr_j} \cdot i_{qr} - \frac{di_{qr}}{dr_j} \cdot i_{ds} \right) \right];$$

$$\frac{dx_m(i_\delta)}{dr_j} = \frac{a}{i_\delta^2} \cdot \frac{di_\delta}{dr_j} \cdot \left( \frac{bi_\delta}{1+(bi_\delta)^2} - \arctg(bi_\delta) \right);$$

$$\frac{di_\delta}{dr_j} = \frac{1}{i_\delta} \cdot \left[ (i_{ds} + i_{dr}) \cdot \left( \frac{di_{ds}}{dr_j} + \frac{di_{dr}}{dr_j} \right) + (i_{qs} + i_{qr}) \cdot \left( \frac{di_{qs}}{dr_j} + \frac{di_{qr}}{dr_j} \right) \right]; j = s, r.$$

Как следует из приведенных выражений, компоненты градиента  $\frac{dJ}{dr_s}, \frac{dJ}{dr_r}$  зависят от функций чувствительности первого порядка

$$\frac{di_{qs}}{dr_j}, \frac{di_{dr}}{dr_j}, \frac{di_{qr}}{dr_j}, \frac{di_{ds}}{dr_j}, j = s, r. \quad (3)$$

Чтобы вычислить критерий (1), воспользуемся предложенной нами схемной моделью асинхронного двигателя в стационарном режиме [4], которая строится на основании уравнений в координатах, вращающихся с синхронной скоростью, и с учетом насыщения магнитной цепи:

$$r_s \cdot i_{ds} - x_{\sigma s} \cdot i_{qs} - x_m(i_\delta) \cdot (i_{qs} + i_{qr}) = u_{ds};$$

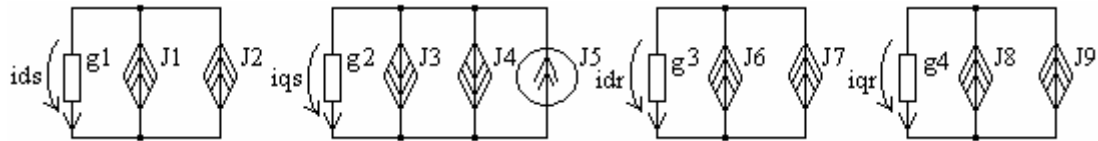


Рис. 1. Схемная модель асинхронного двигателя

Для вычисления функций чувствительности первого порядка (3) построим схемы в производных [5] по параметрам  $r_s$  и  $r_r$ . Эти схемы получаются дифференцированием компонентных соотношений схемной модели по параметрам и также представляют не-

$$r_s \cdot i_{qs} + x_{\sigma s} \cdot i_{ds} + x_m(i_\delta) \cdot (i_{ds} + i_{dr}) = u_{qs};$$

$$r_r \cdot i_{dr} - s \cdot x_{\sigma r} \cdot i_{qr} - s \cdot x_m(i_\delta) \cdot (i_{qr} + i_{qs}) = 0;$$

$$r_r \cdot i_{qr} + s \cdot x_{\sigma r} \cdot i_{dr} + s \cdot x_m(i_\delta) \cdot (i_{dr} + i_{ds}) = 0,$$

где  $x_{\sigma s}, x_{\sigma r}$  – сопротивления рассеивания статора и ротора. Схемная модель представляет собой нелинейную электрическую цепь постоянного тока и имеет вид, изображенный на рис.1, где обозначены линейные проводимости:  $g1 = g2 = r_s, g3 = g4 = r_r$ ; линейные управляемые источники тока:  $J1 = x_{\sigma s} i_{qs}, J3 = x_{\sigma s} \cdot i_{ds}, J6 = s x_{\sigma r} i_{qr}, J8 = s \cdot x_{\sigma r} \cdot i_{dr}$ ; нелинейные управляемые источники тока:  $J2 = x_m(i_\delta) \cdot (i_{qs} + i_{qr}), J4 = x_m(i_\delta) \cdot (i_{ds} + i_{dr}), J7 = s \cdot x_m(i_\delta) \cdot (i_{qs} + i_{qr}), J9 = s \cdot x_m(i_\delta) \cdot (i_{ds} + i_{dr})$ ; независимый источник тока  $J5 = u_{qs} = -1$  – напряжение сети (полагаем здесь  $u_{ds} = 0$ ). В этой модели напряжения на проводимостях  $g1, g2$  численно равны продольной и поперечной составляющим тока статора; на проводимостях  $g3, g4$  – аналогичным составляющим тока ротора. Расчет этой модели при заданном значении скольжения  $s$  существующим программным обеспечением позволяет определить составляющие токов статора и ротора в стационарном режиме.

линейные цепи постоянного тока. На рис. 2 изображена схема в производных по  $r_s$  схемной модели двигателя, на которой обозначены линейные проводимости:  $g1 = g2 = r_s$ ,

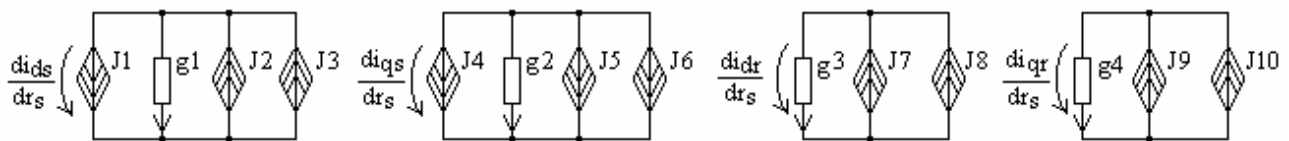


Рис. 2. Схема в производных по сопротивлению статора

$g3 = g4 = r_r$ ; линейные управляемые источники тока:

$$J1 = 1 \cdot i_{ds}, J2 = x_{\sigma s} \cdot \frac{di_{qs}}{dr_s}, J4 = 1 \cdot i_{qs}, J5 = x_{\sigma s} \cdot \frac{di_{ds}}{dr_s},$$

$$J7 = s \cdot x_{\sigma r} \cdot \frac{di_{qr}}{dr_s}, J9 = s \cdot x_{\sigma r} \cdot \frac{di_{dr}}{dr_s}; \quad \text{нелинейные}$$

управляемые источники тока:

$$J3 = \frac{d}{dr_s} (x_m(i_\delta) \cdot (i_{qs} + i_{qr})),$$

$$J6 = \frac{d}{dr_s} (x_m(i_\delta) \cdot (i_{ds} + i_{dr})),$$

$$J8 = s \cdot \frac{d}{dr_s} (x_m(i_\delta) \cdot (i_{qs} + i_{qr})),$$

$$J10 = s \cdot \frac{d}{dr_s} (x_m(i_\delta) \cdot (i_{ds} + i_{dr})).$$

В этой схеме напряжения на проводимостях  $g1, g2$  численно равны функциям чувствительности  $\frac{di_{ds}}{dr_s}, \frac{di_{qs}}{dr_s}$ , а на проводимостях  $g3, g4$  – функциям

чувствительности  $\frac{di_{dr}}{dr_s}, \frac{di_{qr}}{dr_s}$ . Отметим, что источники тока  $J1, J4$  управляются токами  $i_{ds}, i_{qs}$  схемной модели двигателя по рис. 1.

Аналогично на рис. 3 изображена схема в производных по  $r_r$  схемной модели двигателя, где обозна-

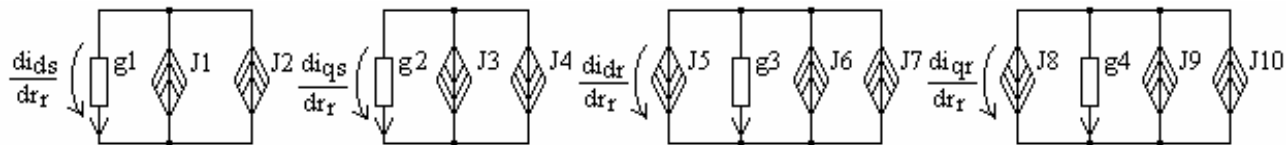


Рис. 3. Схема в производных по сопротивлению ротора

$$J3 = x_{\sigma s} \cdot \frac{di_{ds}}{dr_r}, \quad J5 = 1 \cdot i_{dr}, \quad J6 = s \cdot x_{\sigma r} \cdot \frac{di_{qr}}{dr_r},$$

$$J8 = 1 \cdot i_{qr}, \quad J9 = s \cdot x_{\sigma r} \cdot \frac{di_{dr}}{dr_r};$$

нелинейные управляемые источники тока:  $J2 = \frac{d}{dr_r} (x_m(i_{\delta}) \cdot (i_{qs} + i_{qr}))$ ,

$$J4 = \frac{d}{dr_r} (x_m(i_{\delta}) \cdot (i_{ds} + i_{dr})), \quad J7 = s \cdot \frac{d}{dr_r} (x_m(i_{\delta}) \cdot (i_{qs} + i_{qr})),$$

$J10 = s \cdot \frac{d}{dr_r} (x_m(i_{\delta}) \cdot (i_{ds} + i_{dr}))$ . Напряжения на проводимостях  $g1, g2$  численно равны функциям чувствительности  $\frac{di_{ds}}{dr_r}, \frac{di_{qs}}{dr_r}$ , а на проводимостях  $g3, g4$  –

функциям чувствительности  $\frac{di_{dr}}{dr_r}, \frac{di_{qr}}{dr_r}$ . Источники тока  $J5, J8$  управляются токами  $i_{dr}, i_{qr}$  схемной модели.

Таким образом, расчет режима нелинейной цепи, состоящей из схемной модели на рис. 1 и двух схем в производных на рис. 2, 3 при заданном скольжении  $s$  позволяет определить составляющие токов статора и ротора и их функции чувствительности (3) по параметрам  $r_s$  и  $r_r$ , а следовательно рассчитывать значение критерия близости (1) и компоненты градиента критерия (2). Вычисление критерия осуществляется подсчетом интеграла в (1) при разбиении интервала  $0 - s_f$  на достаточное число частей и соответствующим просчетом схемной модели по рис. 1. Вычисление компонент градиента осуществляется на этом же разбиении  $s$  одновременным просчетом как схемной модели, так и схем в производных по рис. 2, 3.

#### ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Для минимизации критерия (1) применяется один из современных эффективных методов [6]. В качестве иллюстрации рассмотрим процесс синтеза механической характеристики асинхронного двигателя мощностью 14 кВт с напряжением 380 В и током 28 А. Значение коэффициента  $k$  в (1) принято  $k = 3$ ,

линейные проводимости:  $g1 = g2 = r_s$ ,  $g3 = g4 = r_r$ ; линейные управляемые источники тока:

$$J1 = x_{\sigma s} \cdot \frac{di_{qs}}{dr_r},$$

граничное значение скольжения  $s_f = 0,3$ . Ход процесса минимизации критерия отражен в таблице 1, где представлены значения критерия, градиента и оптимизируемых сопротивлений на каждом шаге процесса с начальными значениями сопротивлений  $r_s = 0,1$  о.е.,  $r_r = 0,15$  о.е.

Таблица 1

Ход процесса минимизации				
$J$	$\frac{dJ}{dr_s}$	$\frac{dJ}{dr_r}$	$r_s, \text{о.е.}$	$r_r, \text{о.е.}$
0,00588	0,0682	0,0806	0,175	0,268
0,00207	0,0402	0,0684	0,108	0,342
0,000111	-0,00254	-0,0010	-0,065	0,416

Анализ таблицы показывает, что после второго шага достигнуто минимальное значение критерия близости желаемой и полученной механической характеристики  $J = 0,00207$  при значениях сопротивлений  $r_s = 0,108$  о.е.,  $r_r = 0,342$  о.е. Результаты процедуры параметрического синтеза изображены на рис. 4, где индексом 1 помечена желаемая, а индексом 2 – полученная характеристика. Из рисунка следует, что на интервале изменения скольжения от  $s = 0$  до  $s_f = 0,3$  эти характеристики достаточно близки. Оптимальное сопротивление статора практически совпадает с его номинальным значением 0,096 о.е., а сопротивление ротора больше его номинального значения 0,142 о.е. в 2,4 раза. Таким образом, дополнительное сопротивление 0,2 о.е. в цепи ротора позволяет получить желаемый вид механической характеристики.

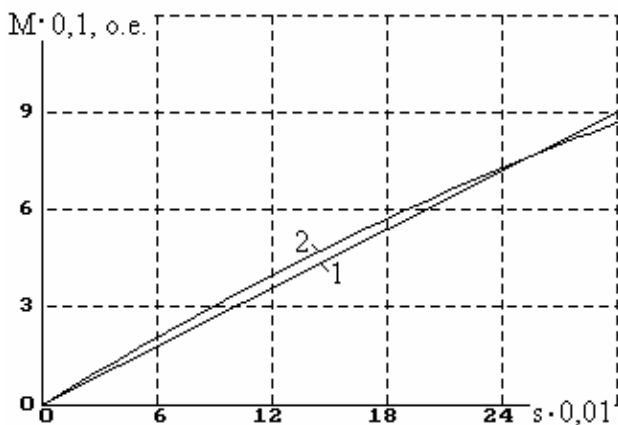


Рис.4. Механические характеристики асинхронного двигателя: 1 – желаемая; 2 – полученная

Отметим, что описанный процесс оптимизации не заканчивается на двух шагах. После выполнения третьего шага, например, значение критерия уменьшается на порядок, что говорит о почти полном совпадении желаемой и полученной характеристик. Об этом же свидетельствуют и малые значения компонент градиента, которые, как известно, в точке экстремума функции нескольких переменных равны нулю. Однако, как следует из таблицы 1, минимум разности желаемой и полученной характеристик достигается ценой изменения знака сопротивления статора. Очевидно, реализация этого условия затруднена. Возможным выходом может быть увеличение напряжения на статоре пропорционально току на основе полупроводниковых преобразователей.

Для получения следующих значений сопротивлений  $r_s$  и  $r_r$ , соответствующих другому виду желаемой характеристики, следует задать новые значения коэффициента  $k$  и граничного скольжения  $s_f$  в критерии (1) и повторить процедуру синтеза. Таким образом, можно получить ряд сопротивлений для формирования семейства механических характеристик.

#### ВЫВОДЫ

Разработана методика построения схемной модели асинхронного двигателя, а также методика построения схем в производных первого порядка, позволяющих рассчитывать коэффициенты чувствительности параметров режима к изменению сопротивлений в цепи статора и ротора двигателя. Показано, что эта схемная модель и схемы в производных представляют собой электрические цепи, состоящие из линейных и нелинейных сопротивлений, проводимостей, управляемых и независимых источников тока, которые могут быть рассчитаны существующим программным обеспечением.

Эффективность предлагаемого направления оптимизации для электромеханического устройства со сложным математическим описанием проиллюстрирована на примере оптимизации механических характеристик электропривода переменного тока на основе асинхронного двигателя.

Предлагаемая методика параметрического синтеза механических характеристик асинхронного двига-

теля предназначена для автоматизированного выбора дополнительных сопротивлений в цепях двигателя по критерию близости желаемой и реальной характеристик. Эта методика позволяет учесть насыщение магнитной цепи двигателя путем аппроксимации зависимости сопротивления взаимной индукции от намагничивающего тока. Методика может быть распространена и на двигатели, в которых необходимо учитывать эффект вытеснения тока в пазу, а также на оптимизацию тяговых электроприводов постоянного тока. Перспективным в этом направлении является, очевидно, схемное моделирование и оптимизация динамических режимов электроэнергетических устройств.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Ключев В.И. Теория электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 704 с.
- [2] Мокін Б.И. Оптимізація електроприводов. – Вінниця: Універсум – Вінниця, 2004. – 250 с.
- [3] Сыромятников И.А. Режимы работы асинхронных и синхронных двигателей. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 240 с.
- [4] Канов Л.Н. Схемное моделирование электроэнергетических систем переменного тока // Электротехника та електроенергетика. – 2004. – №1. – С. 5-9.
- [5] Канов Л.Н. Параметрическая оптимизация электромеханических устройств на основе схемного моделирования // Вестник СевГТУ. Вып. 63: Автоматизация процессов и управление: Сб. научн. тр.; Севастоп. нац. техн. ун-т. – Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2005. – С. 86-92.
- [6] Канов Л.Н. Параметрическая оптимизация электрических цепей методом ортогональных траекторий // Известия ВУЗов. Электромеханика. – 1991. – №1. – С. 27-30.

Поступила 11.10.2005

## ОСНОВНІ ОСОБЛИВОСТІ БЕЗКОНТАКТНИХ СУМІЩЕНИХ СИНХРОННИХ ГЕНЕРАТОРІВ ЗІ СТРУКТУРОЮ ОБМОТКИ РОТОРА, ЩО ПЕРІОДИЧНО ЗМІНЮЄТЬСЯ

Клементьев О.В.,  
Таврійський регіональний факультет  
Херсонського національного технічного університету  
Україна, 74900, Нова Каховка, Херсонська обл., вул. Первомайська, 35,  
тел. 8-(05549)-40-567, e-mail: nkpi@kahovka.net

*Розглядаються особливості конструкції і фізичних процесів в безконтактній синхронній машині зі структурою обмотки ротора, що періодично змінюється.*

*Рассматриваются особенности конструкции и физических процессов в бесконтактной синхронной машине с периодически изменяющейся структурой обмотки ротора.*

### ВСТУП

В цей час на стадії впровадження знаходяться безконтактні суміщені по магнітопроводу й обмоткам синхронні машини зі структурою обмотки ротора, що періодично змінюється. На статорі таких машин розташовані силова обмотка й обмотка збудження збудника. Обмотка ротора складається з окремих частин, які з'єднуються між собою через перемикаючі пристрої [1÷4]. При зміні стану цих пристроїв по певному закону по обмотці ротора протікає струм, що збуджує машину. У найбільш простому виді функції перемикаючих пристроїв можуть виконати діоди при їх природній комутації від ЕРС, яка індукується в частинах обмотки ротора через поле збудження збудника. У [3] показано, що в інженерних розрахунках цю ЕРС можна вважати синусоїдальною, а згідно [4], в однофазній обмотці ротора з діодами, крім постійного струму збудження протікає і змінний практично синусоїдальний струм, який створює пульсуюче поле, що має полюсність збудника.

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Через зворотно-синхронну складову цього поля в обмотці збудження збудника індукується паразитна

ЕРС, що погіршує експлуатаційні показники машини. Тому розробка заходів по її ослабленню є актуальною задачею.

### РІШЕННЯ ЗАДАЧІ

Один із шляхів рішення зазначеної задачі - використання багатофазної обмотки ротора, змінний струм якої створює поле, що тільки прямо-обертається.

На рис. 1 зображено ротор чотириполюсної машини з двофазною обмоткою при двополюсній ( $S_b$ ,  $N_b$ ) обмотці збудження збудника на статорі [6]. Трифазний варіант обмотки ротора наведено на рис. 2. Покажемо на прикладі двополюсного варіанту, що поле змінного струму обмотки ротора є нерухомим щодо статора.

Для визначення напрямку обертання першої гармоніки змінної складової МРС струму обмотки ротора введемо жорстко пов'язану зі статором вісь  $x$  уздовж розгортки повітряного зазору. Нехай початкове положення ротора ( $x = 0$ ) збігається з магнітними осями котушок першого і третього полюсів, а також обмотки збудження збудника, а позитивний напрям осі  $x$  - напрямом за годинниковою стрілкою.

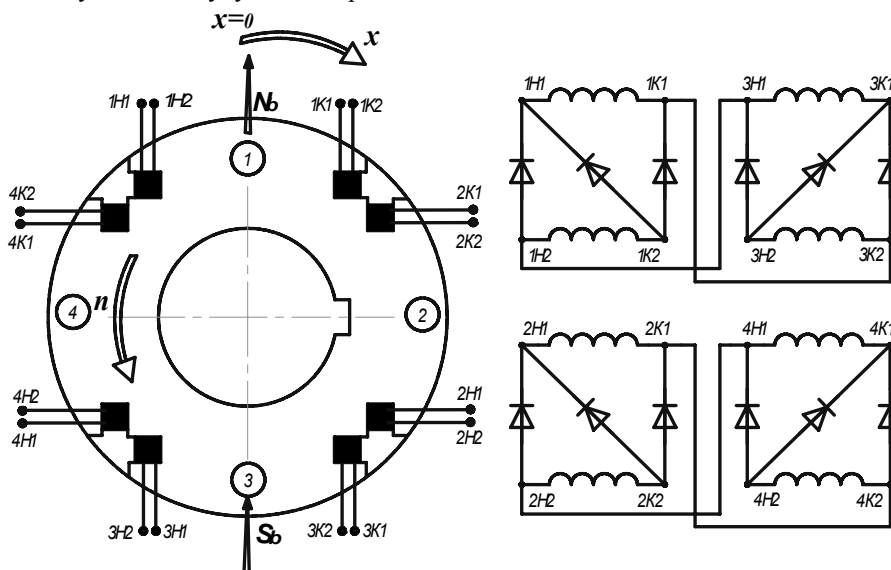


Рис. 1. Ротор з двофазною обмоткою по змінному струму

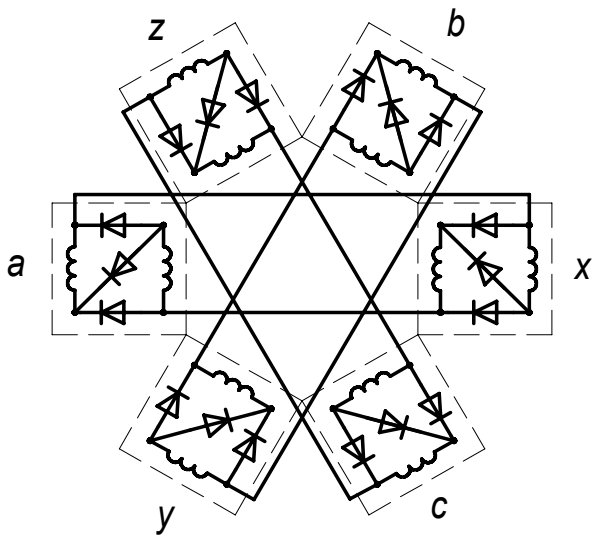


Рис. 2. Трифазна обмотка ротора по змінному струму

Запишемо вираз для пульсуючої МРС першої просторової і першої часової гармонік струму першої фази, представлені котушками 1-го і 3-го полюсів по рис. 1 (перша цифра в позначенні виводів котушок відповідає номеру полюса):

$$F_{13} = F_m \cdot \sin(\omega_f \cdot t + \varphi_{ei}) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau_b} \cdot x\right),$$

де  $\omega_f$  - кругова частота першої часової гармоніки змінної складової струму котушки,  $\tau_b$  - полюсне ділення по збуднику,  $F_m$  - амплітудне значення МРС,  $\varphi_{ei}$  - зрушення по фазі між першою часовою гармонікою струму і першою часовою гармонікою ЕРС, індукованої через поле збудника.

МРС другої фази виражається таким чином:

$$F_{24} = F_m \cdot \sin\left(\omega_f \cdot t + \varphi_{ei} - \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau_b} \cdot x - \frac{\pi}{2}\right),$$

або

$$F_{24} = -F_m \cdot \cos(\omega_f \cdot t + \varphi_{ei}) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{\tau_b} \cdot x\right).$$

Використовуючи відому тригонометричну формулу:

$$\sin(x \pm y) = \sin x \cdot \cos y \pm \cos x \cdot \sin y,$$

вважаючи

$$x = \omega_f \cdot t + \varphi_{ei},$$

$$y = \frac{\pi}{\tau_b} \cdot x,$$

одержуємо вираз результуючої МРС:

$$F = F_{13} + F_{24} = F_m \cdot \sin\left(\omega_f \cdot t + \varphi_{ei} - \frac{\pi}{\tau_b} \cdot x\right).$$

Знак "мінус" у цій формулі свідчить про те, що результуюча МРС  $F$  є хвилею, що поширюється уздовж позитивного напрямку осі  $x$  [5], тобто в напрямі, протилежному напрямку обертання ротора. У роботах [3, 4] показано, що частота першої гармоніки ЕРС,

індукованої в частинах обмотки ротора (котушках або котушкових групах) дорівнює робочій частоті, помноженій на відношення числа пар полюсів збудника  $p_b$  до полюсів генератора  $p$ . Частота обертання МРС цієї гармоніки

$$n_1 = \frac{60}{p_b} \cdot \left(f \cdot \frac{p_b}{p}\right) = \frac{60 \cdot f}{p}$$

дорівнює по абсолютній величині частоті обертання ротора. Тому щодо статора поле цієї МРС буде нерухомим, що виключає можливість індукції в обмотці збудження збудника паразитної ЕРС.

Використання багатофазних обмоток в роторах неавнополюсних машин невеликої потужності значно ускладнює технологію. У цих випадках вельми ефективним є технічне рішення, що передбачає наявність на статорі додаткових обмоток, замкнених на діоди [7]. Індукована в них ЕРС є джерелом підмагнічування машини з позитивним зворотним зв'язком по струму обмотки збудження збудника. Остання обставина, як показали експерименти, дає можливість управляти значно меншою потужністю збудження, зменшити габарити і потужність регулятора, а також спростити його конструкцію.

## ВИСНОВОК

Запропоновані технічні рішення є ефективними, а їх застосування дозволяє значно поліпшити енергетичні показники і надійність синхронних машин з структурою обмотки ротора, що періодично змінюється.

## ЛІТЕРАТУРА

- [1] Пат. №25062 Україна, МКИ Н 02 К 19/28. Безконтактна синхронна електрична машина / Клементьев О.В. і Бондарев В.М. (Україна) - №94107156; Заявлено 05.10.94, Опубл. 25.12.08. Бюл. №6. - 11 с.
- [2] Пат. №2085011 Росія, МКИ Н 02 К 19/38. Бесконтактная синхронная машина / Клементьев А.В., Бондарев В.Н. и Орлов В.И. (Україна) - №94005506; Заявлено 15.02.94; Опубл. 20.07.97, Бюл. №20. - 4 с.
- [3] Клементьев А.В. Расчет ЭДС, взаимной и собственной индуктивностей обмоток бесконтактного совмещенного генератора // Технічна електродинаміка. - 1996. - №6. - С. 59-61.
- [4] Клементьев А.В., Олейников А.М. Особенности электромагнитных процессов в бесконтактном совмещенном генераторе с периодически изменяющейся структурой обмотки ротора // Электротехника. - 2000. - №3. - С. 22-25.
- [5] Вольдек А.И. Электрические машины. - М. -Л.: Энергия, 1974. - 839 с.
- [6] Пат. № 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; Заявлено. 19.11.01; Опубл. 15.10.02, Бюл. № 10. - 2 с.
- [7] Пат. №38330А Україна, МКИ Н 02 К 19/38. Безконтактна синхронна електрична машина / Клементьев О.В., Якимчук Г.С., Китаев О.В. (Україна) - №2000063647; Заявлено 23.06.00; Опубл. 15.05.01, Бюл. №4. - 2 с.

Надійшла 26.08.05

## ОСОБЕННОСТИ КОНЦЕНТРАЦИИ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В ОБМОТКАХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН И ЕЕ ВЛИЯНИЕ НА НАДЕЖНОСТЬ

Конохов Н.Н., к.т.н., доц.

Донецкий институт железнодорожного транспорта

Украина, 83018, Донецк, ул. Горная, 6, ДонИЖД, кафедра "ЕСЕ"

тел.(0622) 51-28-30

*Розглянуті та узагальнені закономірності електричного старіння та концентрації напруженості електричного поля (КНЭП) у корпусній ізоляції електричних машин (ЕМ). Вказано на вплив КНЭП і конструктивних особливостей жорстких обмоток ЕМ на надійність їх ізоляції. Розглянуті відомі (класичні) та новий, розроблений автором, більш простий та технологічний засіб зниження місцевих перенапруг в ізоляції середніх та великих ЕМ.*

*Рассмотрены и обобщены закономерности электрического старения и концентрации напряженности электрического поля (КНЭП) в корпусной изоляции электрических машин (ЭМ). Показано влияние КНЭП и конструктивных особенностей жестких обмоток ЭМ на надежность их изоляции. Рассмотрены известные (классические) и новый, разработанный автором, более простой и технологичный способ снижения местных перенапряжений в изоляции средних и крупных ЭМ.*

### ВВЕДЕНИЕ

Теоретические вопросы, связанные с влиянием КНЭП на надежность работы изоляции ЭМ, исходя из особенностей конструкции их обмоток, изучены и освещены в литературе недостаточно и фрагментарно. При отсутствии специальной публикации, посвященной данному вопросу, это часто приводит к тому, что ученые и разработчики новых систем изоляции и конструкций обмоток ЭМ не делают всесторонний анализ физических процессов, связанных с явлением КНЭП в обмотках ЭМ, и не могут поэтому дать теоретическое объяснение отдельных результатов исследований или сделать полный анализ новых своих предложений. Объяснения результатов некоторых из таких работ [3, 10, 12] или анализ сделанных в них выводов целесообразно рассмотреть, исходя из теоретических положений данной статьи по мере изложения ее материала.

### ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СТАРЕНИЯ ИЗОЛЯЦИИ ЭМ И УЧЕТ ВЛИЯНИЯ КНЭП НА НАДЕЖНОСТЬ ЖЕСТКИХ ОБМОТОК

По современным воззрениям [1, 2, 3] электрическое старение новой изоляции происходит весьма медленно и лишь постепенно ускоряется по мере развития общего разрушения, вызванного процессами теплового, механического или иного характера, последующего разрастания микродефектов и газовых включений и т. д.

Пробой изоляции при этом носит ионизационный характер, т.е. обусловлен постепенным разрушением изоляции частичными разрядами, происходящими в ее структурных неоднородностях. Протекание процесса старения, таким образом, происходит во всем объеме диэлектрика, но разрушение носит локальный характер. Скорость разрушения изоляции определяется скоростью деструкции органического связующего изоляции, а путь пробоя - наличием слабых мест в слюдяных барьерах.

Влияние электрического поля на надежность работы изоляции исследовано еще недостаточно. Наибо-

лее изучена для изоляции ЭМ зависимость времени  $t$  до пробоя от напряженности электрического поля  $E$ , которую принято называть "кривой жизни" изоляции [1]:

$$t = A_e \cdot E^{-m} \quad \text{или} \quad \lg t = \lg A_e - m \cdot \lg E \quad (1)$$

где  $A_e$  и  $m$  - коэффициент и показатель степени, зависящие от свойств изоляционного материала и типа изоляции.

Специфика электрического старения состоит также в сопутствующем действии электрического поля процессу протекания в изоляции химических реакций. Однако наблюдение внешних признаков протекания химических реакций в изоляции (образование новых химических соединений в виде газов) получены при имевших место частичных разрядах [1, 4]. Протекание же химических реакций в изоляции под действием электрического поля при отсутствии частичных разрядов пока достоверно не установлено. В [4] дается следующая физическая модель этого процесса: при действии электрического поля перестройка связи в диэлектрике сопровождается освобождением не всей энергии связи, а только ее части, определяемой энергиями активации протекающих реакций, характер которых зависит, в частности, и от среды, в которой происходит старение.

Почти во всех рассмотренных работах имеются указания на то, что при концентрации напряженности процессы электрического старения и разрушения изоляции усугубляются. Однако эти указания имеют очень общий характер. Так, в [1] лишь указывается, что в пустотах изоляции частичные разряды возникают особенно при перенапряжениях. В [3] показано, что при напряжении порядка 10 кВ у обмоток, работающих в воздушной среде, в течении уже небольшого времени наблюдались следы ионизационного старения во внутренних слоях изоляции близ углов поперечного сечения стержня, где, как будет показано ниже, имеет место КНЭП. В [4], при построении физической модели старения изоляции на основе двух независимых процессов термофлуктуационной пере-



стройки связей и их разрушения под действием частичных разрядов, вклад КНЭП в ускорение процесса старения учитывается через введение эффективной напряженности электрического поля  $k_0 \cdot E$ , где  $k_0$  – коэффициент концентрации поля структурными неоднородностями. Таким образом, влияние концентрации электрического поля здесь рассматривается только на микроструктурном уровне, который характеризует изоляцию лишь со стороны технологического несовершенства самой изоляции.

Поэтому вопрос о КНЭП в обмотках ЭМ в связи с особенностями уже конструкции самих обмоток и влияния этих особенностей на ресурс изоляции ЭМ требуют специального рассмотрения.

### ИЗУЧЕНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ КНЭП В ИЗОЛЯЦИИ ЭМ

Для жестких катушек с прямоугольным поперечным сечением стержней, которые применяются в обмотках средних и крупных ЭМ, характерным является неравномерное распределение электрического поля по периметру корпусной изоляции.

Поле на плоских участках такого периметра можно рассматривать как однородное поле в плоском конденсаторе, а на скругленных участках – как неоднородное поле в цилиндрическом конденсаторе [5], (рис. 1):

$$E = \frac{U}{d} \text{ - для плоско – параллельного поля} \quad (2)$$

$$E_r = \frac{U}{r \cdot \ln \frac{r_1}{r_0}} \text{ - для цилиндрического поля} \quad (3)$$

Тогда максимальная напряженность в цилиндрической части изоляции обмотки ЭМ будет при  $r = r_0$  равна:

$$E_{\max} = \frac{U}{r_0 \cdot \ln \frac{r_1}{r_0}} = \frac{U}{r_0 \cdot \ln \left( \frac{r_0 + d}{r_0} \right)} \quad (4)$$

Формула (4) математически объясняет, почему описанное в [3] разрушение высоковольтной изоляции, происходящее на углах стержней катушки, вначале обнаруживается на внутреннем слое изоляции, прилегающем к проводнику: наибольшее напряжение испытывает именно этот слой на радиусе  $r_0$  (рис. 1).

В работе [6], посвященной рассматриваемому вопросу, предложена зависимость (5) для определения относительного превышения максимальной напряженности в цилиндрической части изоляции по сравнению с плоской частью той же изоляции обмотки. Такую зависимость можно получить из отношения (4) к (2):

$$\frac{E_{\max}}{E} = \frac{d}{r_0 \cdot \ln \left( \frac{r_0 + d}{r_0} \right)} \quad (5)$$

Эта зависимость иллюстрируется также графически (рис. 2), как функция  $\frac{E_{\max}}{E}$  от двух переменных параметров  $d$  (толщина изоляции) и  $r_0$  (радиус закругления углов проводника):

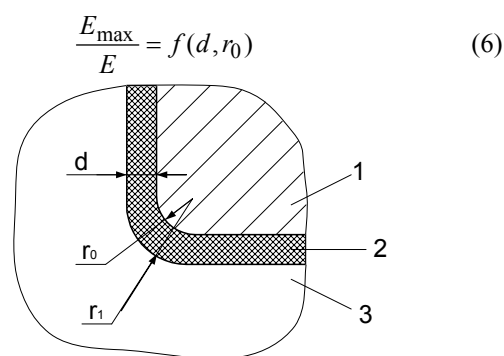


Рис. 1. Конструкция корпусной изоляции жесткой обмотки: 1 - проводник, 2 - корпусная изоляция, 3 - магнитопровод

Из рис.2 можно заключить, что концентрацией напряженности на углах катушек можно управлять в основном через параметр  $r_0$ , так как  $d$  (толщина изоляции) меньше принятых значений уменьшена быть не может.

В этой же работе [6] рассматривается влияние соотношения сторон проводников на степень концентрации поля на углах поперечного сечения проводников. Так, измерения на модели проводника с радиусом закругления углов  $r_0 = 1$  мм показало, что при соотношении сторон  $h/b = 5/1$  напряженность поля  $E_{\max} = 1,82 \cdot E$ , а при соотношении  $h/b = 1/1$  (квадрат) напряженность поля  $E_{\max} = 2,08 \cdot E$ . Иными словами, для соотношения сторон  $h/b = 1/1$  напряженность поля на участке углов была на 15% выше, чем аналогичная напряженность поля проводника с соотношением сторон  $h/b = 5/1$ . Кроме этого приводятся результаты сравнительных испытаний на пробой в течении 1 мин образцов катушек из двух партий с однотипной 2-х миллиметровой слюдяной изоляцией, отличающихся лишь соотношением  $h/b$ : в одном случае 5/1, в другом 2/1. График распределения пробивной напряженности показывает смещение его в сторону увеличения срока службы при более низком соотношении сторон. Однако в работе [6] не дается никакого физического объяснения установленному влиянию соотношения сторон на степень концентрации поля на углах прямоугольных проводников. Отсутствует также конструктивное описание экспериментальной части (в частности формы наружного электрода). Поэтому в дальнейшем этот вопрос требует дополнительной проверки и теоретического объяснения.

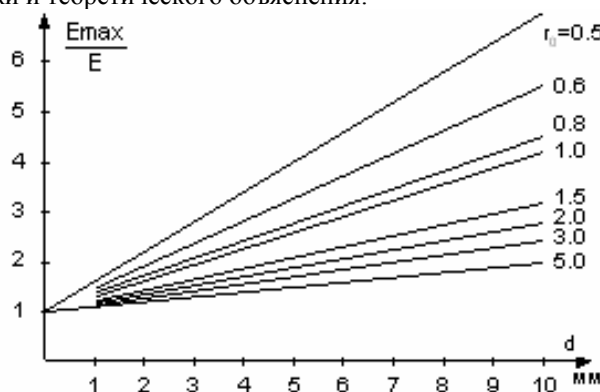


Рис. 2. Расчетные зависимости относительных превышений напряженности для различных радиусов скругления проводника в функции от толщины изоляции

На основании результатов расчета [7] можно судить еще и о неравномерном распределении напряженности электрического поля по высоте паза, заполненного многослойной обмоткой из прямоугольных проводников. Напряженность является непрерывной функцией от глубины паза, возрастающей от нижних проводников на дне паза к верхним проводникам у его шлица (рис. 3). Причем неравномерность распределения возрастает с увеличением частоты.

Это объясняют тем, что распределение напряженности электрического поля  $E_y(z)$ , которая равна произведению распределения плотности тока  $I_y$  на удельное сопротивление  $\Delta \cdot E_y(z) = \Delta \cdot i_y(z)$ , не отличается от распределения плотности тока  $I_y(z)$  (рис. 3), обусловленного скин-эффектом. При частоте тока 50 Гц напряженность в верхней части паза в 1,5-2 раза больше, чем в нижней. Поэтому изоляция катушек, находящихся в верхней части паза, должна испытывать дополнительно 1,5-2 кратное перенапряжение.

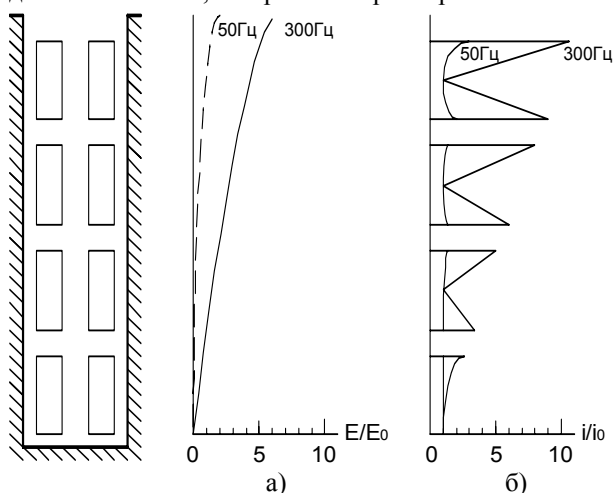


Рис. 3. Распределение напряженности электрического поля (а) и плотности тока (б) по высоте прямоугольного паза

Обобщая влияние рассмотренных конструктивных факторов на концентрацию напряженности в корпусной изоляции обмоток можно сделать вывод, что наибольшая КНЭП имеет место на угловых участках поперечного сечения катушек. Например, при односторонней толщине изоляции  $d=2$  мм и радиусе закругления углов проводника  $r_0=0,5$  мм имеет место 2,5-кратное перенапряжение (рис. 2). С учетом же неравномерного распределения напряженности по высоте паза угловая изоляция верхнего стержня катушки может иметь 4-5-кратное перенапряжение. Если же учесть, что на постоянно действующие указанные конструктивные перенапряжения в изоляции обмоток периодически (при включениях, отключениях и реверсах) кратковременно накладываются коммутационные перенапряжения, которые в низковольтных ЭМ могут иметь 1,5-2,5 кратность [8], а в высоковольтных ЭМ достигать  $7,8 \sqrt{\frac{2}{3}} U_H$  [9], то местные периодические перенапряжения в отдельных "слабых" местах изоляции могут достигать 10-30 кратных значений.

## ПРИМЕРЫ АНАЛИЗА КОНСТРУКЦИЙ ЭМ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ ИЗОЛЯЦИИ С УЧЕТОМ КНЭП

Выше описанная картина перенапряженности в изоляции высоковольтных ЭМ позволяет критически пересмотреть предложения работы [10] в отношении "прощения" (уточнения) витковой и корпусной изоляции новых двигателей типа ВАО2. Предложение основывается на данных работы [11], где показано, что наибольшему воздействию волновых перенапряжений подвергаются первые 5-6 катушек фазы. Поэтому в [10] предлагается в остальных 12-16 катушках фазы толщину изоляции уменьшить. Ошибочность такого решения состоит в том, что оно учитывает только последний из всех рассмотренных выше факторов повышения напряженности электрического поля в изоляции крупных ЭМ. Это тем более ошибочно, т.к. факторы, связанные с конструктивной КНЭП, действуют постоянно, а фактор коммутационной перенапряженности - только кратковременно, при переходных процессах.

Обратимся теперь к анализу результатов исследований высоковольтной (В/В) изоляции статорных обмоток на основе новых слюдопластовых лент в работе [12]. Были получены следующие результаты сравнительных ускоренных испытаний макетов В/В обмоток ЭМ и сухих трансформаторов (ТР), изготовленных на основе слюдинитовых и слюдопластовых лент:

Теоретический\* ресурс изоляции, лет

Тип изоляции	Ресурс на макетах обмоток ЭМ	Ресурс на макетах обмоток ТР
Слюдинитовая	39	43
Слюдопластовая	85	125

\* Термин "теоретический ресурс" примененный авторами в работе [12], следует считать неудачным. В данном случае больше подошел бы термин "электростатический ресурс" так как ресурсные испытания носили однофакторный характер и не учитывали влияние на ресурс изоляции электродинамического, теплового и механического факторов.

При анализе полученных результатов авторы обращают внимание на то, что для слюдинитовой изоляции ресурсы изоляции обмоток ЭМ и ТР примерно одинаковы, а для новой слюдопластовой изоляции ресурс обмотки ЭМ примерно в 1,5 раза меньше ресурса такой же изоляции обмотки ТР. Авторы высказывают предположение, что это связано с разными технологическими свойствами лент, с разной их повреждаемостью на углах катушек при намотке ленты.

Такое объяснение неубедительно потому, что В/В катушки ЭМ и ТР наматываются из однотипных проводов, у которых радиусы скруглений углов на проводниках примерно одинаковы и повреждаемость на углах при намотке разных изоляционных лент тоже должна быть примерно одинакова. Если же посмотреть на результаты ресурсных испытаний обмоток ЭМ с учетом влияния на их надежность конструктивной КНЭП, которая не имеет такого места в обмотках ТР, то можно дать следующее объяснение полученных результатов. В исследуемой изоляции, как указывают авторы со ссылкой на [13], реализуется второй

механизм электрического старения, характерный для области сильно неоднородных полей в изоляции с развитием в ней частичных разрядов. Но в теоретической части данной статьи было показано, что наиболее неоднородное поле, обусловленное конструктивной КНЭП, находится на углах поперечного сечения обмоток ЭМ. Поэтому при применении новых слюдопластовых лент, имеющих значительно более высокие показатели электрической прочности, чем слюдинитовая лента (коэффициент  $A_e$  в формуле (1), зависящий от свойств изоляционного материала, у макетов обмоток ЭМ с новой и старой лентой соответственно был равен  $A_{ЭМ}^{нов} = 2,37$  и  $A_{ЭМ}^{стар} = 1,66$ ) влияние КНЭП на снижение ресурса изоляции ЭМ по сравнению с ресурсом изоляции обмоток ТР оказалось более существенным (для ЭМ - 85 лет, для ТР- 125 лет), чем при использовании изоляции из старой слюдопластовой ленты, для которой  $A_{ЭМ}^{стар} = 1,66$ ,  $A_{ТР}^{стар} = 1,68$ . В последнем случае ресурс старой изоляции для ЭМ составил 39 лет, а для ТР - 43 года.

Следует также заметить, что реальные значения ресурсов новых обмоток ЭМ и ТР будут иметь не только другие значения по сравнению с полученными (теоретическими\*), как справедливо указывают на это сами авторы в [10], но и другие соотношения  $A_{ЭМ}^{нов}$  и  $A_{ТР}^{нов}$ . В подтверждение этого можно сослаться на результаты многофакторных ускоренных испытаний ЭМ со спецпазами [14], которые показали, что углы жестких обмоток ЭМ являются "слабыми" местами не только в отношении электрической, но и в отношении механической нагрузки.

#### КОНСТРУКТИВНЫЕ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ СНИЖЕНИЯ КНЭП В ИЗОЛЯЦИИ ЖЕСТКИХ ОБМОТОК ЭМ

Для снижения КНЭП и повышения надежности жестких обмоток ЭМ известны зарубежная [6] и отечественная [3] специальные конструкции. В первой из них корпусная часть проводников катушки помещается в специальный внутренний электрод, имеющий логарифмический профиль поперечного сечения в зоне углов. Координаты такого профиля вблизи углов описываются в [6] функцией (7), когда расстояние между электродами, вдоль прямых боковых сторон, принимается равным  $\pi$ .

$$\begin{cases} x = -2 \cdot \ln \operatorname{tg} \left( \frac{\pi}{2} + \frac{\psi}{2} \right) \\ y = -2 \cdot \ln \operatorname{tg} \left( \frac{\psi}{2} \right) \end{cases} \quad (7)$$

Условием, из которого определен логарифмический профиль внутреннего электрода, получивший название "идеальный профиль Борда", является условие не превышения напряженности на углах катушек над напряженностью в однородном поле их плоских частей. На рис. 4 приведены из [6] кривые жизни образцов катушек с профилем Борда и аналогичных образцов катушек прямоугольного профиля с радиусом

округления углов проводников  $r_0 = 1$  мм.

Во второй, отечественной конструкции, внутренний электрод имеет упрощенную форму (рис. 5): желобообразная полоса из фольги, которая помещается под корпусной изоляцией лишь на крайние, угловые проводники секций.

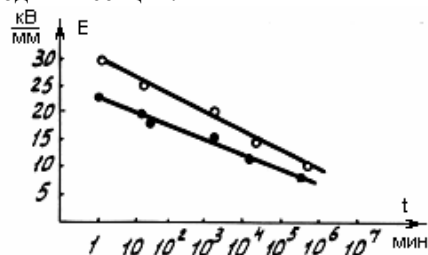


Рис. 4. Кривые жизни слюдяной изоляции с эпоксидным связующим при толщине  $d = 3$  мм и частоте  $f = 50$  Гц для двух типов профиля внутреннего электрода:

- - для профиля Борда;
- - для традиционного профиля.

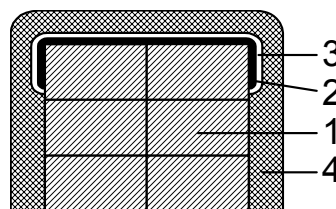


Рис. 5. Конструкция стержневой обмотки НПО "Электротяжмаш" [3]:

- 1 - проводник; 2 - стеклотекстолитовая прокладка с округленными углами; 3 - алюминиевая фольга; 4 - корпусная термореактивная изоляция

Для необходимой жесткости и хорошего скругления углов под электрод из фольги подкладывают еще специальную, необходимым образом округленную, стеклотекстолитовую прокладку. В этом случае концентрация электрического поля на углах катушек уменьшается в такой же степени, в какой радиус скругления углов желобообразного электрода больше радиуса скругления углов проводника - в соответствии с формулой (5). Однако из-за большой сложности изготовления и уменьшения коэффициента заполнения паза медью профиль Борда в электрических машинах не применяется вообще, а конструкция по рис. 5 применяется только в предельно крупных и дорогостоящих электрических машинах - турбогенераторах мощностью свыше 500 МВт [15].

#### АВТОРСКОЕ РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ СНИЖЕНИЯ КНЭП В ИЗОЛЯЦИИ ЖЕСТКИХ ОБМОТОК ЭМ СО СПЕЦИАЛЬНЫМ ПРОФИЛЕМ ПАЗОВ

Более практичным и технологичным конструктивным решением задачи снижения КНЭП по сравнению с известными решениями [3] и [6] является авторская конструкция по патенту РФ [16]. Теоретическое обоснование этой конструкции базируется на законе "кривизны" и "методе регулирования полей" [17] и получено из аналогии физической модели электрического поля цилиндрического конденсатора с двухслойным диэлектриком [5] с физической моделью угловых зон прямоугольных катушек ЭМ, расположенных в магнитопроводе со специальным профилем паза.

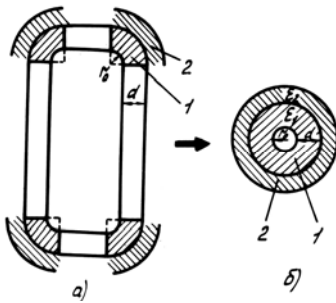


Рис.6. Эквивалентность конструкции угловых зон катушки с дополнительным внешним изоляционным слоем (а) и конструкции двухслойного конденсатора (б):  
1 – внутренний слой изоляции; 2 – внешний слой изоляции;  
d – толщина внутреннего слоя изоляции

Математически напряженность электрического поля в изоляционных слоях 1 и 2 описывается уравнениями [5]:

$$E_1 = \frac{U}{r \cdot \left( \ln \frac{r_1}{r_0} + \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \cdot \ln \frac{r_2}{r_1} \right)} \quad \text{- для внутреннего слоя при } r_0 < r < r_1 \quad (8)$$

$$E_2 = \frac{U}{r \cdot \left( \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \cdot \ln \frac{r_1}{r_0} + \ln \frac{r_2}{r_1} \right)} \quad \text{- для внутреннего слоя при } r_1 < r < r_2 \quad (9)$$

Автором предложено выражение конструктивно-геометрического размера  $\Delta r = f(r_0, d, \varepsilon_1, \varepsilon_2)$  для расчета новой конструкции со специальным профилем паза также является предметом изобретения [16]:

$$\Delta r \approx (r_0 + d) \left[ \left( \frac{r_0}{r_0 + d} \cdot e^{\frac{d}{r_0}} \right)^{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}} - 1 \right] \quad (10)$$

Общий вид новой конструкции со специальным профилем паза [16] для повышения надежности корпусной изоляции обмотки ЭМ представлен на рис. 7. Данные об исследованиях этой конструкции и ее эффективности [18] из-за значительного объема статьи здесь не рассматриваются.

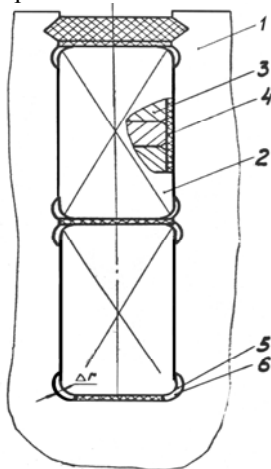


Рис. 7. Конструкция обмотки, расположенной в магнитопроводе со специальным профилем паза [16]  
1 – магнитопровод, 2 – катушка обмотки, 3 – проводник,  
4 – корпусная изоляция, 5 – углы катушек, 6 – сегментный зазор между углами катушек и магнитопроводом

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Ермолин Н.П., Жерихин И.П. Надежность электрических машин. - Л.: Энергия, 1976.
- [2] Житомирский А.А. Исследование высоковольтной изоляции крупных электрических машин в условиях, приближенных к эксплуатационным // Автореферат дис. канд. техн. наук. - Л., 1980.
- [3] Кулаковский В.Б. Работа изоляции в генераторах. М.: Энергоиздат, 1981, 255 с.
- [4] Быков В.М., Большаков Л.П., Бережанский В.С. Физическая модель старения диэлектриков // В сб.: Вопросы надежности и исследования электромагнитных, тепловых и механических процессов в электрических машинах. - Л. – 1981, С. 205–213.
- [5] Говорков В.А. Электрические и магнитные поля. М.: Энергия, 1968.
- [6] Wichmann A. Gruenewald P. Influence of dielectric stress concentration on voltage endurance of epoxy-mica generator insulation.- Conf. Rec. 1976, IEEE Int. Symp. Elec. Insul., Montreal-Quebec, 1976. New York, 1976 p. 88-92 (англ.).
- [7] Yoschida K., Namada H. Напряженность электрического и магнитного полей и плотность тока в прямоугольных проводниках многослойных секций, уложенных в открытых пазах.- Кюсю дайгаку кагаку сюхо. Technol. Repts. Kyuchu Univ., 1978, 51, №4, 489-496 (япон.).
- [8] Реуцкий Н.А. Механизм возникновения перенапряжений при отключении низковольтных короткозамкнутых двигателей // Электромашиностроение и электрооборудование., 1977, №25, С. 83-87.
- [9] Похолков Ю.П. Исследование коммутационных перенапряжений в обмотках асинхронных двигателей // Изв. Томского политехнического института. 1972, т. 229, С. 53-58.
- [10] Ширнин И.Г. Совершенствование взрывозащищенных асинхронных двигателей мощностью 200-1000 кВт // Взрывозащищенное электрооборудование. Сб. науч. тр. УкрНИИВЭ, Донецк, 2000, -С. 4-7.
- [11] Каганов З.Г. Волновые напряжения в электрических машинах. - М.: Энергия, 1970, -208 с.
- [12] Пак В.М., Степанович А.П., Шамрай В.М., Федоров Л.Н. Новая слюдопластовая лента для изоляции статорных обмоток электрических машин и трансформаторов // Электротехника, 1997, №5. С. 9-13.
- [13] Кристинский Г.С., Федоров В.С., Шилин О.В. Вопросы надежности изоляционных систем // Тезисы докладов к Всесоюзному семинару по изоляции электрических машин. Томск, 1978. С. 29-30.
- [14] Главный В.Д., Збарский Л.А., Конохов Н.Н. Повышение надежности электродвигателей для стационарных установок на шахтах. // Уголь Украины. – 1985, №4, С. 23-24.
- [15] Турбогенераторы 500 и 800 МВт/Н.Г. Гринченко, Г.П. Езовит, В.С. Кильдишев и др. Киев: Техника, 1977.- 140 с.
- [16] Патент РФ № 1377962. Магнитопровод электрической машины. // Н.Н. Конохов, Л.А. Збарский, В.Д. Главный. 30.06.1993
- [17] Кучинский Г.С., Кизеветтер В.Е., Пинталь Ю.С. Изоляция установок высокого напряжения. М.: Энергоатомиздат, 1987, -368 с.
- [18] Конохов Н.Н. Исследование и совершенствование элементов конструкции взрывозащищенных электродвигателей мощностью 200 – 2000 кВт. // Автореферат дис. канд. техн. наук. –Харьков, 1989.

Поступила 14.09.2005

## МЕТОД РОЗРАХУНКУ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ ВИСОКОІНЕРЦІЙНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

Маляр В.С., д.т.н., проф.  
Національний університет "Львівська політехніка"  
Україна, 79013, Львів, вул. С.Бандери, 12, НУ "ЛП",  
кафедра теоретичної та загальної електротехніки,  
тел. (032) 258-21-19

Маляр А.В., к.т.н  
Національний університет "Львівська політехніка"  
Україна, 79013, Львів, вул. С.Бандери, 12, НУ "ЛП",  
кафедра електроприводу і автоматизації промислових установок,  
тел. (032) 258-25-64, e-mail: svmalyar@polynet.lviv.ua

*Запропоновано метод розрахунку перехідних процесів в асинхронних двигунах, які працюють з механізмами, що мають значний момент інерції. Метод дає змогу отримати часові залежності координат режиму з урахуванням насичення та витіснення струму в стержнях ротора на підставі чисельного інтегрування рівняння руху електроприводу з використанням сукупності координат попередньо розрахованих усталених режимів, які відповідають різним значенням ковзання.*

*Предложен метод расчета переходных процессов в асинхронных двигателях, работающих с механизмами, имеющими значительный момент инерции. Метод позволяет получить временные зависимости координат режима с учетом насыщения и вытеснения тока в стержнях ротора на основе численного интегрирования уравнения движения электропривода с использованием совокупности координат предварительно рассчитанных установившихся режимов, которые соответствуют различным значениям скольжения.*

### ВСТУП

Під час проектування асинхронних двигунів (АД) з короткозамкненим ротором, які призначені для приводу високоінерційних механізмів, та систем керування ними необхідно з метою оптимізації виконувати багатократно розрахунок процесів їх пуску. В результаті такого розрахунку визначають їх відповідність технічним умовам, серед яких найбільш важливими є: значення пускового моменту, залежність електромагнітного моменту і струмів контурів від ковзання, час пуску, а також нагрівання активної частини двигуна та інші. Отже, дослідження пускових режимів АД методами математичного моделювання має важливе значення.

Відомо [1], що для приводу таких механізмів використовуються глибокопазні двигуни, тому математична модель АД повинна з достатньою точністю враховувати явище витіснення струму в стержнях ротора. Крім того, на електромагнітні процеси значний вплив має насичення магнітопроводу. Математичні моделі, які дають змогу враховувати всі ці чинники досить складні, а досягнути точності результатів розрахунку, яка б давала змогу відмовитись від натурних експериментів, на підставі використання простих математичних моделей АД неможливо. Розрахунок перехідних процесів високоінерційних електроприводів з урахуванням змінного насичення магнітопроводу на шляху головного магнітного потоку та потоків розсіювання, а також (що є визначальним) витіснення струму в стержнях ротора потребує великого обсягу обчислень, що є перешкодою для розроблення систем керування електроприводами, які б працювали в реальному часі протікання процесу.

### СУТЬ МЕТОДУ

В статті пропонується алгоритм розрахунку перехідних процесів АД високоінерційних електроприводів, який дає змогу врахувати витіснення струмів в стержнях ротора та насичення магнітопроводу і не вимагає значних обчислювальних затрат. Суть методу полягає в наступному.

Враховуючи, що електромагнітні перехідні процеси в контурах АД згасають швидко і аперіодичні складові струмів спадають до нуля протягом перших кількох періодів, тривалість перехідного процесу визначає механічна постійна часу, яка може складати десятки секунд. Звідси випливає, що процес пуску, за виключенням перших кількох періодів, можна розглядати як сукупність квазіперіодичних процесів, оскільки на кожному періоді зміни прикладеної напруги струми обмоток є майже періодичними. Отже, якщо мати залежність середнього за період значення електромагнітного моменту  $M_e$  від ковзання  $s$

$$M_e = M_e(s), \quad (1)$$

то розрахунок процесу пуску можна здійснити на підставі одного диференціального рівняння (ДР) динаміки механічної частини електроприводу

$$\frac{ds}{dt} = -\frac{p}{\omega_0 \cdot J} \cdot (M_e(s) + M_e), \quad (2)$$

де  $p$  – кількість пар полюсів АД;  $\omega_0$  – частота напруги живлення;  $J$  – сумарний момент інерції двигуна та робочого механізму, приведений до валу двигуна.

Для отримання під час чисельного інтегрування ДР (2) не тільки значень ковзання  $s$ , але й струмів обмоток статора та стержнів ротора необхідно попередньо, крім залежності (1), розрахувати багатовимірну

залежність вектора діючих значень струмів контурів від ковзання

$$\vec{I} = \vec{I}(s). \quad (3)$$

Залежності (1), (3) повинні бути відомі у вигляді таблиці значень, обчислених з певним кроком по  $s$ . У процесі інтегрування ДР (2) на кожному кроці значення струмів можна знайти за відомим значенням ковзання  $s$  шляхом інтерполяції табличних значень вектора та електромагнітного моменту. Отже, розрахунок перехідного електромеханічного процесу за рівнянням (2) вимагає попереднього розрахунку з урахуванням насичення магнітопроводу АД і витіснення струму в його стержнях залежностей (1), (3), що зводиться до розрахунку ряду (за кількістю значень  $s$ ) усталених періодичних режимів при постійному значенні ковзання. Розглянемо алгоритм їх отримання.

З метою врахування скін-ефекту в стержнях ротора разом з насиченням магнітопроводу по шляхах розсіяння пазову частину стержня, а також короткозамикаючі кільця ротора розділимо по висоті на  $n$  шарів [2] в межах яких густина струму вважається постійною. В результаті матимемо на роторі  $n$  короткозамкнених обмоток між якими існують взаємодуктивні зв'язки як за рахунок основного магнітного потоку, так і потоків розсіяння. Короткозамкнена обмотка ротора приведена за кількістю витків і фаз до обмотки статора згідно з викладеним в [1, 5].

На відміну від викладеного в [2], де власні та взаємні індуктивності між елементами стержня вважаються постійними, в даній роботі враховується насичення, зумовлене основним магнітним потоком, а також потоками розсіювання, які замикаються через шліці. Постійними вважаються лише індуктивності, які зумовлені потоками розсіювання, що замикаються поперек пазів. Вони обчислюються за відомою геометрією пазів [1].

Ефективність алгоритму розрахунку залежить в значній мірі від вибору координатних осей. Враховуючи, що розглядається симетричний АД, найбільш раціональною є система координатних осей  $x, y$  [3]. Очевидно, що при цьому приймається допущення про синусний розподіл намагнічувальних сил обмоток статора і ротора, що дає змогу використовувати теорію зображувальних векторів поточкозчеплень та струмів[4]. Для контурів статора таке припущення близьке до реального, а для ротора – наближене.

В усталеному режимі роботи АД (при постійному ковзанні  $s$ ) рівняння електромагнітної рівноваги перетворених до осей  $x, y$  контурів статора мають вигляд

$$\Omega_s \cdot \vec{\Psi}_s + R_s \cdot \vec{i}_s = \vec{u}, \quad (4)$$

де  $\vec{\Psi}_s = (\Psi_{sx}, \Psi_{sy})^*$ ,  $\vec{i}_s = (i_{sx}, i_{sy})^*$  – вектори поточкозчеплень та струмів перетворених контурів статора (верхній символ  $(*)$  означає транспонування);  $R_s = \text{diag}(R_{sx}, R_{sy})$  – діагональна матриця активних опорів контурів статора;  $\vec{u} = (u_x, u_y)^*$  – вектор прикладених напруг;

$$\Omega_s = \begin{bmatrix} & -\omega_0 \\ \omega_0 & \end{bmatrix}$$

Аналогічно рівняння для контурів ротора за умови розбиття стержня по висоті на  $n$  елементів при постійному ковзанні мають вигляд

$$s \cdot \Omega_r \cdot \vec{\Psi}_r + R_r \cdot \vec{i}_r = 0, \quad (5)$$

де  $\vec{\Psi}_r = (\Psi_{rx1}, \Psi_{ry1}, \dots, \Psi_{rxn}, \Psi_{ryn})^*$  – вектор поточкозчеплень еквівалентних контурів ротора;

$\vec{i}_r = (i_{rx1}, i_{ry1}, \dots, i_{rxn}, i_{ryn})^*$  – вектор струмів цих контурів;  $R_r = \text{diag}(R_{rx1}, R_{ry1}, \dots, R_{rxn}, R_{ryn})^*$  – діагональна матриця активних опорів;

$$\Omega_r = \begin{bmatrix} & -\omega_0 & \dots & & \\ \omega_0 & & \dots & & \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ & & \dots & & -\omega_0 \\ & & \dots & \omega_0 & \end{bmatrix}$$

Розв'язком нелінійної системи рівнянь (4), (5) є вектор  $\vec{i} = (\vec{i}_s, \vec{i}_r)$  розмірності  $m = 2 \cdot (2+n)$ , який складається з векторів струмів статора і ротора. АД і якому відповідає вектор  $\vec{\Psi} = (\vec{\Psi}_s, \vec{\Psi}_r)$  поточкозчеплень усіх контурів та значення електромагнітного моменту  $M_e = 1.5 \cdot p \cdot (\Psi_{sx} \cdot i_{sy} - \Psi_{sy} \cdot i_{sx})$ .

Векторні рівняння (4), (5) нелінійні внаслідок зумовленої насиченням нелінійної залежності поточкозчеплення кожного контура від струмів усіх контурів статора і ротора, тому його розв'язування може бути здійснене одним із чисельних ітераційних методів, наприклад, Ньютона. Однак, як відомо, він є локально збіжним, тому існує проблема пошуку початкового наближення, яке б знаходилось в околі збіжності методу. Крім того, розв'язання рівнянь (4), (5) при постійному ковзанні дає лише одну точку залежності (3). Отримати всю характеристику (3) в інтервалі зміни ковзання від  $s = 0$  до  $s = 1$  можна наступним чином.

Диференціюємо векторні рівняння (4), (5) по  $s$ , враховуючи, що поточкозчеплення кожного контура є нелінійною функцією струмів контурів статора та ротора, а струми в свою чергу залежать від ковзання  $s$ . В результаті отримаємо

$$\Omega_s \cdot \frac{\partial \vec{\Psi}_s}{\partial \vec{i}} \cdot \frac{d\vec{i}}{ds} + R_s \cdot \frac{d\vec{i}_s}{ds} = 0; \quad (6)$$

$$\Omega_r \cdot \vec{\Psi}_r + s \cdot \Omega_r \cdot \frac{\partial \vec{\Psi}}{\partial \vec{i}} \cdot \frac{d\vec{i}}{ds} + R_r \cdot \frac{d\vec{i}_r}{ds} = 0. \quad (7)$$

ДР (6), (7) складають систему  $m$  рівнянь стосовно вектора похідних  $d\vec{i}/ds$  струмів по ковзанню  $s$ , яку можна записати у вигляді одного ДР

$$\left( \begin{bmatrix} \Omega_s & \\ & \Omega_r \end{bmatrix} \times \frac{\partial \vec{\Psi}_s / \partial \vec{i}}{\partial \vec{\Psi}_r / \partial \vec{i}} + \begin{bmatrix} R_s & \\ & R_r \end{bmatrix} \right) \times \frac{d\vec{i}}{ds} = \begin{bmatrix} & \\ & -\Omega_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \vec{\Psi}_s \\ \vec{\Psi}_r \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Похідні  $\partial \bar{\Psi}_s / \partial \bar{i}$  та  $\partial \bar{\Psi}_r / \partial \bar{i}$  утворюють повну матрицю диференціальних індуктивностей, яка визначається на основі викладеного в [4].

Для отримання багатовимірної залежності (3) необхідно проінтегрувати ДР (8) по  $s$ , визначаючи на кожному кроці матрицю диференціальних індуктивностей та вектор потокозчеплень усіх контурів, які представляються у вигляді суми робочих потокозчеплень та потокозчеплень розсіювання

$$\Psi_j = \Psi_{\delta j} + \Psi_{\sigma j}.$$

Робоче поле АД створюється результуючою намагнічувальною силою контурів, яку можна представити зображуючим вектором струму  $\bar{i}_\mu$  намагнічування. Цьому вектору відповідає колінеарний йому вектор  $\bar{\psi}_\mu$  робочого потокозчеплення. Залежність між модулями цих векторів відображає характеристика намагнічування основного магнітного шляху

$$\Psi_\mu = \psi_\mu(i_\mu).$$

Потокозчеплення розсіювання обмотки статора є нелінійною функцією струмів контурів статора, що відображається характеристикою

$$\Psi_{\sigma s} = \psi_{\sigma s}(i_s),$$

де  $\psi_{\sigma s}, i_s$  – модулі зображуючих векторів потокозчеплення розсіювання та струму обмотки статора. Воно складається з потокозчеплення лобового і диференціального розсіювання, які лінійно залежать від струмів статора, та пазового розсіювання, яке є нелінійною функцією струму статора. Аналогічно потокозчеплення розсіювання обмоток ротора залежить лише від струмів обмотки ротора. Потокозчеплення кожного стержня складається із суми тих, що лінійно залежать від струмів ротора (лобового, диференціального і тієї частини пазового, яка замикається поперек пазів в тій частині, що зайнята стержнем), та шлицевого розсіювання, яке внаслідок насичення є нелінійною функцією струму стержня. Для цього використовується крива намагнічування

$$\Psi_{ii} = \psi_{ii}(i_r).$$

Важливим питанням є отримання початкових умов – значень струмів контурів при  $s = 0$ . Розглянемо його.

При ідеальному неробочому режимі ( $s = 0$ ) струми в контурах ротора відсутні, тобто  $\bar{i}_r = 0$ . Для знаходження значення вектора  $\bar{i}_r$  достатньо розв'язати нелінійну систему (4). При цьому можна вважати вісь  $x$  суміщеною із зображуючим вектором напруги статора, тоді вектор  $\bar{u}$ , де  $U_m$  – амплітудне значення прикладеної напруги статора.

Для розв'язування рівняння (4) введемо в нього параметр  $\lambda$ , ( $0 \leq \lambda \leq 1$ ), домноживши вектор  $\bar{u}$  на  $\lambda$ . Після диференціювання по  $\lambda$  отримаємо систему ДР

$$\begin{bmatrix} -\omega_0 \cdot L_{syx} + R_{sx} & -\omega_0 \cdot L_{syy} \\ \omega_0 \cdot L_{sxx} & \omega_0 \cdot L_{sxy} + R_{sy} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} d\bar{i}_{sx}/d\lambda \\ d\bar{i}_{sy}/d\lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_m \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Проінтегрувавши одним із чисельних методів систему ДР (9) по  $\lambda$  в межах від  $\lambda = 0$  до  $\lambda = 1$  за нульових початкових умов отримаємо значення струмів  $i_{sx}, i_{sy}$  і за кривими намагнічування відповідні їм потокозчеплення  $\Psi_{sx}, \Psi_{sy}$ , які можуть бути уточнені за методом Ньютона і є початковими умовами для інтегрування системи ДР (8).

## ВИСНОВКИ

Запропонований метод розрахунку дає змогу розраховувати перехідні процеси в асинхронних електроприводах високоінерційних механізмів з урахуванням насичення магнітопроводу АД та витіснення струму в стержнях ротора з невеликими затратами машинного часу і високою адекватністю, що дає змогу використовувати його для аналізу роботи системи електроприводу в реальному часі протікання процесу і формувати керуючі впливи з метою оптимізації режиму роботи.

## ЛІТЕРАТУРА

- [1] Иванов–Смоленский А.В. Электрические машины.– М.:Энергия, 1980. – 928 с.
- [2] Клоков Б.К. Практические методы учета эффекта вытеснения тока в стержнях произвольной конфигурации//Электротехника. –1970. – № 6. – С. 48-51.
- [3] Копылов И.П.,Фильц Р.В., Яворский Я.Я. Об уравнениях асинхронной машины в различных системах координат//Известия вузов СССР. Электромеханика. – 1986. – №3.– С. 22-33.
- [4] Фильц Р.В. Математические основы теории электромеханических преобразователей. – К.:Наукова думка, 1979.–208 с.
- [5] Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. – М.: Высшая школа, 2001. – 327.

Надійшла 17.07.2005

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН НА ОСНОВЕ ЧИСЛЕННЫХ РАСЧЕТОВ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

В.И.Милых, д.т.н., проф., Полякова Н.В.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

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

тел. (057) 707-65-14, e-mail: mvikpi@kpi.kharkov.ua

*Відмічено одну з перспектив удосконалення системи проектування та вивчення електричних машин – використання безпосередньо розрахунків магнітних полів чисельними методами. Подані загальна постановка таких розрахунків й їхні приклади. Виходячи із отриманих розподілів векторного магнітного потенціалу, надані базові вирази основних електромагнітних параметрів машин (магнітні індукція, потік, потокозчеплення і провідність, падіння магнітної напруги, ЕРС, власна та взаємна індуктивності, сила, момент, енергія).*

*Отмечена одна из перспектив совершенствования системы проектирования и изучения электрических машин – использование непосредственно расчетов магнитных полей численными методами. Даны общая постановка таких расчетов и их примеры. Исходя из получаемых распределений векторного магнитного потенциала, даны базовые выражения электромагнитных параметров машин (магнитные индукция, поток, потокозчепление и проводимость, падение магнитного напряжения, ЭДС, собственная и взаимная индуктивности, сила, момент, энергия).*

### ВВЕДЕНИЕ

Традиционная система изучения, расчета и проектирования электрических машин (ЭМ) построена на упрощенных цепных математических моделях и предыдущем опыте их создания (новые образцы вытекают из существующих, наследуя их преимущества и недостатки). Причем обычно для каждого отдельного типа машины необходимо создавать и осваивать свою специфическую методику, основанную на теории, которая приспособлена именно для данного типа. Для новых разработок, отличающихся от аналогов удельными нагрузками, нетипичным соотношением размеров и, тем более, иной концепцией построения, упомянутая система дает сбои и, как правило, требует длительной доводки создаваемых образцов. Надо еще добавить, что ряд критических параметров ЭМ, ограничивающих их эксплуатационные показатели, трудно поддается анализу обычными методами расчета.

Главные процессы в ЭМ осуществляются через магнитное поле, поэтому непосредственное использование его расчетов является наиболее перспективным путем развития системы изучения и проектирования этих машин. Однако ожидавшийся значительный прогресс в этом направлении с внедрением ПЭВМ пока что свелся к переводу существующих консервативных методов расчета на алгоритмические языки, а также к решению отдельных полевых задач без их преобразования в результативные средства проектирования. А условия этого прогресса уже созданы: развитие численных методов расчета магнитных полей (методы конечных элементов [1] и конечных разностей [2]) и внедрение их в практику расчета ЭМ дают основу для изменения ситуации. Современные вычислительная техника, программные средства и пакеты прикладных программ для расчетов электромагнитных полей позволяют рассматривать все это в целом как готовый универсальный инструмент для расчета электромагнитных параметров любых ЭМ (магнитной индукции, магнитных потоков и потокозчеплений, падений магнитного напряжения, ЭДС, индук-

тивностей, сил и моментов, потерь мощности и т.д.) с учетом их реальной геометрии и характеристик намагничивания материалов. И теперь задача заключается в адаптации численных расчетов магнитных полей к анализу все большего набора параметров и характеристик ЭМ. Это должно послужить делу усовершенствования системы их проектирования, что и является общей **целью** нашей работы, этапы которой уже представлялись в ряде публикаций [3-10].

**Конкретной целью** данной статьи является представление в едином комплексе принципов и выражений, обеспечивающих преобразование результатов расчета электромагнитных полей ЭМ в их электромагнитные параметры.

В таком контексте обширная теория ЭМ с множеством расчетных выражений, созданных для целого ряда параметров отдельных типов ЭМ, сводятся во многих случаях к нескольким базовым выражениям. На их основе остается только "вытянуть" электромагнитные параметры машин из результатов расчета магнитного поля. И задача расчетчика в таких условиях ограничивается квалифицированным заданием исходных данных и геометрии ЭМ и осознанным использованием полученных числовых значений.

В итоге это направлено на создание научно-методических основ для развития системы проектирования ЭМ, которая будет построена на объединении достижений в области компьютерной вычислительной техники, определении параметров и процессов в них с помощью численных методов расчета электромагнитных полей, а также классической системы проектирования этих устройств. Такие основы позволят значительно сократить количество отдельных методик "одного типа устройства" и сделают расчетчиков способными приспособляться к изменяющимся условиям рыночной экономики.

Соответствующие изменения могут быть внедрены и в учебный процесс студентов, сокращая объемы изучения рутинного материала и расширяя творческую часть обучения.



## ОБЩАЯ ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ РАСЧЕТА МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Численные расчеты магнитных полей в ЭМ могут эффективно проводиться методами конечных разностей (МКР) [2] и конечных элементов (МКЭ) [1]. Уже существуют программы, которые позволяют это сделать как в двухмерной [11], так и в трехмерной [12] постановке. Однако для реальных конструкций основных типов ЭМ практическое решение трехмерной полевой задачи требует чрезмерно больших затрат, которые адекватны поучаемому уточнению результатов расчетов только в специальных случаях. В большинстве же случаев для получения практически приемлемых результатов достаточно двухмерной постановки полевых задач [3-10].

Магнитное поле в поперечном сечении ЭМ описывается дифференциальным уравнением

$$\operatorname{rot}[\nu \cdot \operatorname{rot}(\vec{k} \cdot A_z)] = \vec{k} \cdot J_z, \quad (1)$$

где  $A_z$ ,  $J_z$  - аксиальные составляющие векторного магнитного потенциала (ВМП) и плотности тока;  $\nu$  - удельное магнитное сопротивление (УМС);  $\vec{k}$  - орт.

Например, в полярной системе координат  $(r, \varphi)$  это уравнение преобразуется к виду:

$$\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} \left[ \nu \cdot r \cdot \frac{\partial A_z}{\partial r} \right] + \frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial}{\partial \varphi} \left[ \nu \cdot \frac{\partial A_z}{\partial \varphi} \right] = -J_z. \quad (2)$$

Однако идеализированная плоскопараллельная структура магнитного поля в поперечном сечении ЭМ может быть принята только тогда, когда сердечники магнитопровода по аксиальной координате ЭМ однородны, имеют одинаковую аксиальную длину и торцевое рассеяние магнитного поля незначительно. Для значительного ряда ЭМ это допущение оказывается неприемлемым, что показано в работах [13, 14]. Поэтому двухмерная постановка полевых задач в поперечном сечении ЭМ должна быть адаптирована к конкретной аксиальной структуре магнитопровода на основе усовершенствований, которые предложены и апробированы в [13] и затем многократно подтвердили свою эффективность, например, в [15].

В данной работе будем считать, что магнитное поле в поперечном сечении успешно рассчитано либо МКР [2] по собственной программе, либо МКЭ по

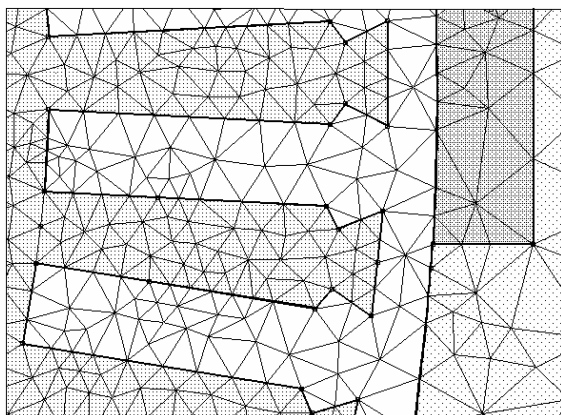


Рис. 1. Фрагмент конечно-элементной структуры в зоне зазора и зубцов сердечника ЭМ

общедоступной программе FEMM [11] с соответствующими усовершенствованиями [15]. В обоих случаях результатом расчета является дискретное распределение ВМП в узлах сеточной структуры. Для МКЭ это треугольная конечно-элементная структура (пример дан на рис.1), для МКР – обычно регулярные сеточные структуры с неравномерными шагами: полярная в ЭМ с преобладающей цилиндрической структурой (пример дан на рис. 2) и прямоугольная – с прямолинейнообразующей.

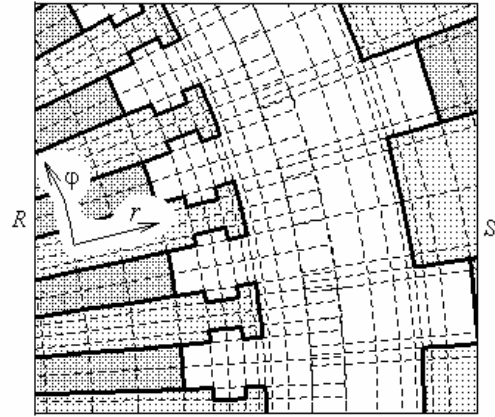


Рис. 2. Фрагмент сеточной модели со стыковкой сеток ротора и статора

Область расчета магнитного поля может охватывать полностью поперечное сечение ЭМ. Однако с целью экономии вычислительных ресурсов область может быть сокращена до определенной части этого сечения с использованием различных граничных условий [2, 11, 14]. Типичные из них напомним на примере модели машины постоянного тока (МПТ), которая дана на рис.3 в пределах двух полюсных делений.

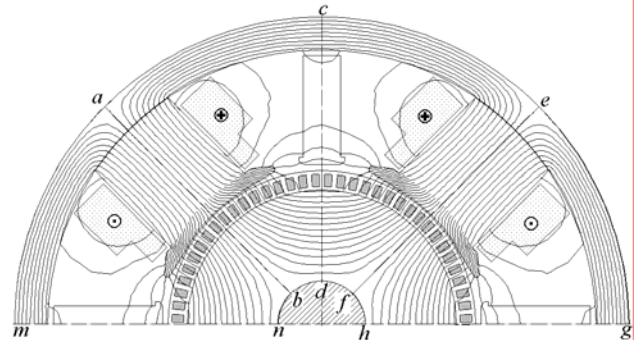


Рис. 3. Расчетная модель и картина магнитного поля МПТ с беззубцовым якорем ( $A_{\max}=0,0768$  Вб/м)

На внешних границах за пределами сердечника якоря и станины принимаются условия Дирихле:

$$(A_z)_{maceg} = 0; \quad (A_z)_{nbdfh} = 0, \quad (3)$$

которыми фактически ограничивается дальнейшее проникновение магнитного поля. Ограничение области расчета в угловом направлении зависит от вида симметрии магнитного поля в конкретно рассматриваемом режиме его расчета. При расчете поля возбуждения минимальной является область  $abdc$ , охватывающая половину полюсного деления  $\tau/2$ , и на ограничивающих радиальных линиях принимаются условия Дирихле и Неймана:

$$(A_z)_{ab} = 0; \quad \left( \frac{\partial A_z}{\partial \varphi} \right)_{cd} = 0. \quad (4)$$

Если поле возбуждения рассчитывается в области  $abfe$  на полюсном делении  $\tau$ , то принимаются условия периодичности на полупериоде поля:

$$(A_z)_{ab} = -(A_z)_{ef}. \quad (5)$$

При расчете поля в области  $mnhg$  на двух полюсных делениях  $2\tau$  принимаются условия периодичности на полном периоде:

$$(A_z)_{mn} = (A_z)_{gh}. \quad (6)$$

Расширение области расчета до  $\tau$  и  $2\tau$  становится необходимым (в отличие от рассматриваемого на рис. 3 поля возбуждения) при одновременном действии обмоток ротора и статора или при отсутствии осей симметрии обмоток (примеры на рис. 4 и рис. 5, где использовались условия (5)), а также при наличии зубчатых структур сердечников, не укладывающихся в полуполосную или целнополосную симметрию (пример на рис. 6, где в данном случае по всем границам принято условие Дирихле:  $(A_z)_{abefa} = 0$ ).

В выбранной области уравнение (1) решается численно с учетом кривых намагничивания ферромагнетиков, как это общепринято [1,2,11]. При решении нами учитывались неоднородные аксиальные длины и структура сердечников, торцевое рассеяние поля в соответствии с [13,15], а также при использовании полярной сеточной модели - специальная аппроксимация прямоугольных пазов сердечников [16].

После расчета поля в ограниченной зоне можно перейти к его распределению в полной области с учетом симметрии или периодичности, на которых были основаны заданные граничные условия. Так, например, на рис.4 поле рассчитано на полюсном делении - то есть на половине поперечного сечения ЭМ при условии (5), а затем распространено с учетом периодичности на все поперечное сечение.

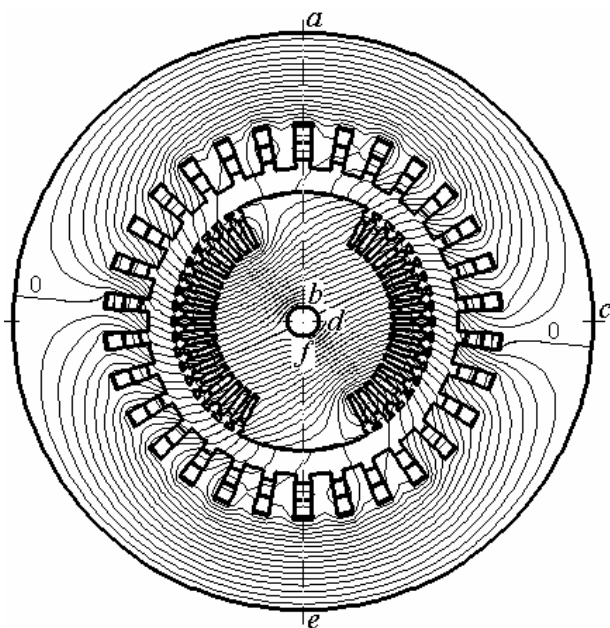


Рис. 4. Магнитное поле турбогенератора при угле нагрузки  $\Theta=90^\circ$  ( $A_{\max}=0,4582$  Вб/м)

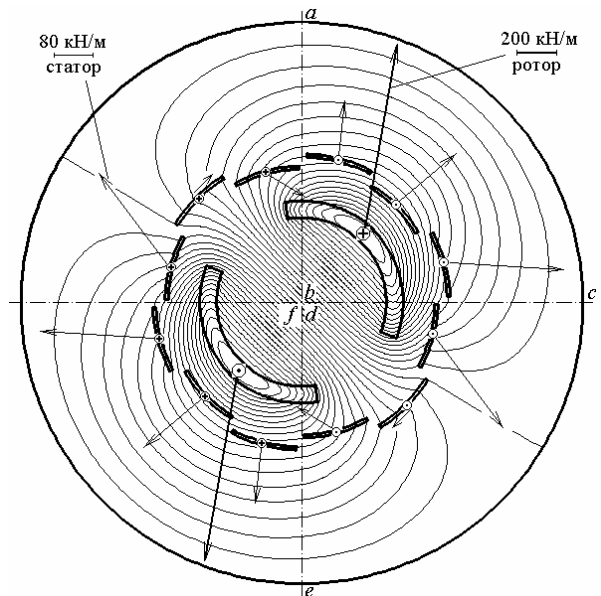


Рис. 5. Магнитное поле сверхпроводникового генератора при номинальной нагрузке и электродинамические усилия, действующие на обмотки ( $A_{\max}=0,7308$  Вб/м)

Итак, предположим наличие итоговой структуры магнитного поля в виде распределения аксиальной составляющей ВМП  $A_z(r, \varphi)$  в поперечном сечении ЭМ по узлам расчетной сетки.

Общую картину распределения ВМП в области расчета принято представлять в наиболее наглядной форме структурой силовых линий, которые в данном случае являются линиями равного ВМП  $A_z^* = const$  при его нормировке максимальным абсолютным значением  $A_{\max}$  по формуле:

$$A_z^* = A_z / A_{\max}. \quad (7)$$

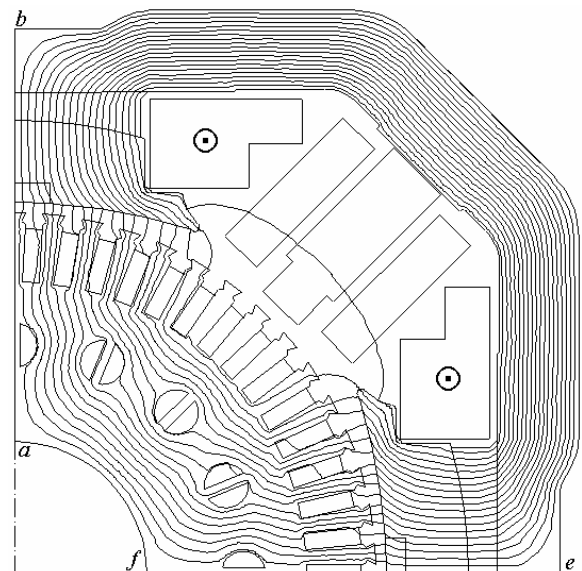


Рис. 6. Принятая область расчета с картиной силовых линий магнитного поля возбуждения МПТ ( $A_{\max}=0,1341$  Вб/м)

Именно такие структуры полей представлены на рис. 3-6.

## ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ЭМ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ РАСЧЕТА МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Одной из базовых величин магнитного поля, которые принято анализировать, является магнитная индукция, вычисляемая по распределению ВМП на основе общего выражения

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A}. \quad (8)$$

Исходя из этого, например, в полярных координатах составляющие и модуль магнитной индукции:

$$B_r = \frac{\partial A_z}{r \cdot \partial \varphi}; \quad B_\varphi = -\frac{\partial A_z}{\partial r}; \quad B = \sqrt{B_r^2 + B_\varphi^2}. \quad (9)$$

Для оценки насыщения магнитопровода может быть полезным среднее значение модуля магнитной индукции на его участках:

$$B_{k,s} = \frac{1}{S_k} \int_{S_k} B \cdot dS, \quad (10)$$

где  $S_k$  - площадь конкретного участка в поперечном сечении ЭМ.

Для стальных листов в случае шихтованных и пакетированных сердечников магнитная индукция после (8, 9) требует дополнительного пересчета, как показано, например, в [17].

Через магнитные индукции могут быть определены составляющие и модуль напряженности магнитного поля:

$$H_r = v \cdot B_r; \quad H_\varphi = v \cdot B_\varphi; \quad H = v \cdot B, \quad (11)$$

а затем и падение магнитного напряжения на любом участке магнитопровода на отрезке линии  $l_k$ :

$$U_m = \int_{l_k} \vec{H} \cdot d\vec{l}, \quad (12)$$

где вектор напряженности магнитного поля  $\vec{H}$  формируется по его составляющим (11).

Составляющие магнитной индукции (9) можно эффективно использовать, например, в ЭМ с беззубцовым якорем, как на рис. 3. Хотя даже и в аналогичных случаях, и тем более в условиях зубчатых структур, как показывает опыт работ [4, 5], целесообразно оперировать с магнитными потоками и, особенно, с магнитными потокоцеплениями (МПС).

Магнитный поток через поверхность, ограниченную контуром  $l$ , на основе общего выражения:

$$\Phi = \oint_l \vec{A} \cdot d\vec{l}, \quad (13)$$

а при двумерной структуре поля магнитный поток:

$$\Phi = (A_{z1} - A_{z2}) l_a, \quad (14)$$

где  $A_{z1}, A_{z2}$  - значения ВМП в точках 1 и 2 в плоскости расчета, через которые проходят боковые стороны контура;  $l_a$  - активная длина ЭМ.

МПС катушки, имеющей  $w$  витков:

$$\Psi = \sum_{k=1}^w \Phi_k, \quad (15)$$

где  $\Phi_k$  - потоки, сцепленные с отдельными витками.

Однако выделение отдельных витков чаще всего неприемлемо, так как в области расчета катушки и обмотки ЭМ (для простоты далее будем оперировать

с одним термином – катушка) представляются совокупностью сечений их сторон с равномерно распределенной плотностью тока, что видно на рис. 1-6. Поэтому МПС катушки, две стороны которой имеют площади поперечного сечения  $S_1$  и  $S_2$  (хотя обычно  $S_1 = S_2$ , но важно место расположения каждого сечения):

$$\Psi_e = \left( \frac{1}{S_1} \cdot \int_{S_1} A_z \cdot dS - \frac{1}{S_2} \cdot \int_{S_2} A_z \cdot dS \right). \quad (16)$$

Это МПС по (16) является единичными, т.е. приходится на один усредненный виток катушки и единицу аксиальной длины ЭМ. Тогда для всей катушки с учетом всех ее витков и активной длины, МПС:

$$\Psi = w \cdot \Psi_e \cdot l_a. \quad (17)$$

По МПС можно определить удельную магнитную проводимость для конкретной катушки:

$$\Lambda = \frac{\Psi_e}{F}, \quad (18)$$

где  $F = w \cdot I$  – магнитодвижущая сила (МДС) катушки, создавшей поле;  $I$  - ее ток.

Проводя расчеты при ряде значений токов катушки, можно получить магнитную характеристику ЭМ – зависимость  $\Psi(I)$ . И если она линейная, то имеет смысл индуктивность данной катушки, как коэффициент пропорциональности между ее током  $I$  и МПС  $\Psi$ , то есть:

$$L = \Psi / I. \quad (19)$$

Тогда, на этой основе, индуктивное сопротивление при частоте  $f$  или угловой частоте  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ :

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = \omega \cdot L. \quad (20)$$

В случае оперирования со всеми сторонами секций какой либо обмотки ЭМ, в (19) и (20) будет уже учтено распределение и укорочение этой обмотки.

Величины  $\Psi, L, X_L$  могут оказаться собственными или взаимными, в зависимости от того, что является источником поля, представленного ВМП  $A_z$ .

Индуктивные параметры обмоток можно выразить непосредственно и через ВМП, komponуя (16, 17, 19):

$$M_{m,n} = \frac{w_m \cdot l_a}{I_n} \left( \frac{1}{S_{m1}} \cdot \int_{S_{m1}} A_{z,n} \cdot dS - \frac{1}{S_{m2}} \cdot \int_{S_{m2}} A_{z,n} \cdot dS \right), \quad (21)$$

где  $A_{z,n}$  - ВМП поля, возбужденного током  $I_n$  катушки  $n$ ;  $S_{m1}, S_{m2}$  - площади поперечного сечения сторон катушки  $m$ ;  $w_m$  - ее число витков.

Если  $n$  и  $m$  различны, то по (21) получаем коэффициент взаимной индуктивности двух катушек, если одно и то же - то собственную индуктивность данной катушки, как и по (19).

В зависимости от постановки полевой задачи, по результатам расчета магнитного поля и по (19, 21) могут быть определены различные виды индуктивных параметров ЭМ: главные, рассеяния, специальные, что представлено, например, в работах [3, 6, 8, 9]. Так на рис. 7 показаны картины магнитного поля турбогенератора, рассчитанные в ограниченной зоне его по-

перечного сечения, для определения сверхпереходного индуктивного сопротивления в случаях действия одной и трех фаз обмотки статора.

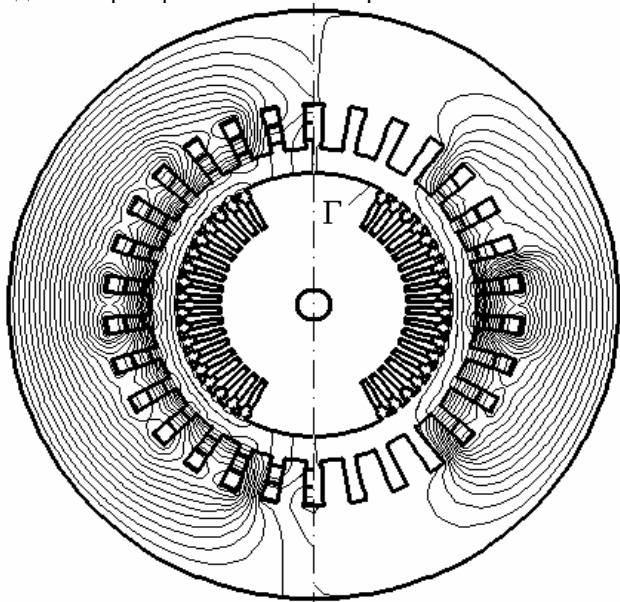


Рис. 7. Картины магнитных полей одной фазы (справа) и 3-х фаз (слева) обмотки статора турбогенератора в сверхпереходном режиме

Электродинамические усилия, действующие в магнитном поле на токонесущие элементы с плотностью тока  $\vec{J}$ , определяются базовой формулой:

$$\vec{F} = l_a \cdot \int_S [\vec{J} \times \vec{B}] \cdot dS. \quad (22)$$

В случае полярной системе координат формула (22) трансформируется в формулы сосредоточенных касательной и радиальной составляющих сил:

$$F_\phi = l_a \cdot \int_S [B_\phi \cdot \sin(\phi - \phi_c) - B_r \cdot \cos(\phi - \phi_c)] \cdot J_z \cdot dS; \quad (23)$$

$$F_r = l_a \cdot \int_S [B_\phi \cdot \cos(\phi - \phi_c) + B_r \cdot \sin(\phi - \phi_c)] \cdot J_z \cdot dS, \quad (24)$$

где  $S$  - площадь сечения стороны катушки;  $\phi_c$  - угловая координата, к которой приводятся силы.

Электромагнитный момент вращения, действующий на токонесущие элементы обмоток:

$$M_{ЭМ} = l_a \cdot \int_S B_r \cdot J_z \cdot r \cdot dS. \quad (25)$$

Силы и момент по (22)-(25) дают достаточно полную информацию в случае отсутствия ферромагнитных сердечников, как, например, в работе [3], что показано на рис.6 распределением сил по сторонам сечений обмоток (масштабы сил даны на единицу аксиальной длины), либо при расположении обмоток вне сердечников [18].

Но в ЭМ с обмотками, расположенными в пазах, реально силы действуют не только и не столько на проводники, а преимущественно на зубцы сердечников. Тут работают электромагнитные силы, характерные для ферромагнитных сердечников в магнитном поле. При отсутствии токов в пазах на противоположные боковые стороны зубцов действуют в среднем одинаковые силы, поэтому в целом электромаг-

нитный момент между ротором и статором отсутствует. При наличии токов в проводниках картина магнитного поля, как это показано, например, на рис. 4, искажается, и баланс сил с разных сторон зубцов нарушается. Аналогично, в воздушном зазоре между сердечниками ротора и статора силовые линии поля искажаются, и возникает преобладающее одностороннее магнитное тяжение. В итоге и возникает электромагнитный вращающий момент ЭМ, расчет которого может быть проведен в соответствии с методом "eggshell" [17] по формуле:

$$M_{ЭМ} = \frac{l_a}{\mu_0 \cdot (r_S - r_R)} \cdot \int_{S_\delta} r \cdot B_r \cdot B_\phi \cdot dS, \quad (26)$$

где  $r_S, r_R$  - радиусы, ограничивающие кольцевую зону зазора площадью  $S_\delta$  со сторон статора и ротора, по которой и проводится интегрирование;  $\mu_0$  - магнитная постоянная.

Эффективность вычисления электромагнитного момента по формуле (26) нами проверена в [10] посредством сравнительного расчетного тестирования.

Наряду с силовыми взаимодействиями, для ЭМ важную роль играют электродвижущие силы (ЭДС). В общем случае в проводниковом контуре ЭДС:

$$e = -\frac{d\Psi}{dt}, \quad (27)$$

а в частном случае движущегося со скоростью  $V$  проводника длиной  $l$ :

$$e = \int_l \vec{B} \cdot [d\vec{l} \times \vec{V}]. \quad (28)$$

Для катушки во вращающихся ЭМ формула (28) для мгновенных значений ЭДС преобразуется в

$$e = \frac{\pi \cdot n \cdot w \cdot l_a}{30} \cdot \left( \frac{1}{S_1} \cdot \int_{S_1} r \cdot B_r \cdot dS - \frac{1}{S_2} \cdot \int_{S_2} r \cdot B_r \cdot dS \right), \quad (29)$$

где  $n$  - частота вращения (об/мин);  $S_1$  и  $S_2$  имеют тот же смысл, что и в (16).

Однако формула (29), использующая распределение радиальной составляющей индукции в зоне нахождения проводников, справедлива только для случая их расположения в немагнитном активном слое, как на рис. 3.

При наличии пазов значительная часть магнитного поля концентрируется в зубцах, что иллюстрируется на рис. 4 и рис. 5 сгущением его силовых линий. Поэтому проводники в пазах находятся в очень ослабленном магнитном поле. Но это не означает, что эффективность действия поля уменьшается по сравнению со случаем расположения проводников в немагнитном зазоре. Для пояснения рассмотрим на рис.8 паз сердечника в два момента времени, отстоящих на интервал поворота ротора на  $1/18$  часть угловой ширины паза. Очевидно, что силовая линия с пометкой 0 в пазу прошла значительно больший путь, чем в зазоре за пределами паза. То есть при значительно меньшей плотности силовых линий в пазу (а значит меньшей магнитной индукции) их скорость движения соответственно большая, чем в зазоре. В целом имеет место равенство

$$B_{\delta} \cdot V_{\delta} \cdot \sin \alpha_{\delta} = B_{\Pi} \cdot V_{\Pi} \cdot \sin \alpha_{\Pi}, \quad (30)$$

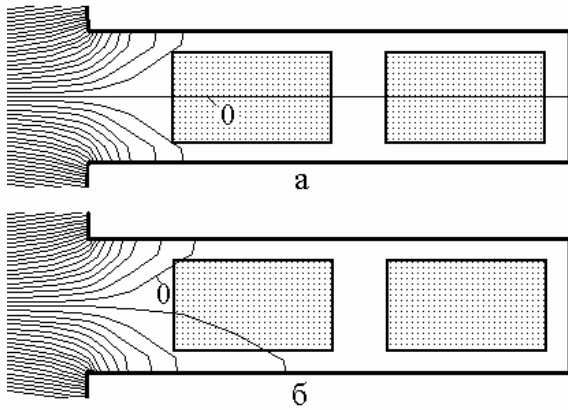


Рис.8. Магнитное поле в пазу ЭМ в два момента времени

где  $\alpha$  - угол между направлениями векторов скорости  $V$  и магнитной индукции  $B$ ; индексы "п" и "д" соответствуют пазу и зазору.

Для получения среднего значения ЭДС обмотки якоря можно использовать определенный на основе (14) магнитный поток на полюсном делении  $\Phi_{\tau}$ . Тогда по известной из теории МПТ формуле:

$$E_{\text{ср}} = \frac{p \cdot n \cdot N}{60 \cdot a} \cdot \Phi_{\tau}, \quad (31)$$

где  $N$  - число активных проводников обмотки;  $p$ ,  $a$  - числа пар полюсов и параллельных ветвей.

Если характер изменения МПС во времени гармонический или близок к нему, то по аналогии с [6] по (17) можно найти амплитуду МПС  $\Psi_m$ , проводя в (16) интегрирование по сечениям сторон всех секций обмотки ЭМ. Тогда действующее значение ЭДС соответствующей обмотки:

$$E = 4,44 \cdot f \cdot \Psi_m. \quad (32)$$

Как показано в [4,5], для объективного анализа реального характера ЭДС на основе формулы (27) необходимы временные функции МПС обмоток:

$$\Psi_k(t_k); \quad t_k = k \cdot \Delta t; \quad k=0,1,2,\dots \quad (33)$$

Мгновенные значения потоко сцепления  $\Psi_k$  можно определять, как и в [4, 5, 7], на основе расчета магнитных полей для фиксированных моментов времени  $t_k$  с шагом  $\Delta t$  по получаемому каждый раз распределению ВМП.

Функция  $\Psi_k(t_k)$  по (33) является дискретной и может быть использована для получения временных функций ЭДС и выявления их гармонического состава двумя способами.

В первом случае функция  $\Psi_k(t_k)$  непосредственно раскладывается, в соответствии с известными правилами, в гармонический ряд:

$$\Psi = \sum_{n=1,3,5,\dots} \Psi_{m,n} \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t + \gamma_n), \quad (34)$$

что позволяет на основании закона электромагнитной индукции (27) перейти к ЭДС обмотки:

$$e = \sum_{n=1,3,5,\dots} n \cdot \omega \cdot \Psi_{m,n} \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t + \gamma_n). \quad (35)$$

Во втором случае функция  $\Psi_k(t_k)$  по (33) непосредственно преобразуется в дискретную функцию

ЭДС  $e_k(t_k)$ , а именно:

$$e_k = -\frac{d\Psi}{dt} \approx -\frac{\Delta\Psi}{\Delta t} = \frac{\Psi_k - \Psi_{k+1}}{\Delta t}. \quad (36)$$

Полученная так дискретная функция ЭДС

$$e_k(t_k); \quad t_k = k \cdot \Delta t; \quad k=0,1,2,\dots \quad (37)$$

при необходимости также может быть разложена в гармонический ряд Фурье:

$$e = \sum_{n=1,3,5,\dots} E_{m,n} \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t + \gamma_n), \quad (38)$$

который в целом подобен ряду (35), хотя в принципе может иметь несколько иные значения амплитуд гармоник ЭДС  $E_{m,n}$  и их начальных фаз  $\gamma_n$ , как это показано в [7].

Гармонический анализ фазных ЭДС турбогенераторов различных модификаций представлен в [4-7].

При анализе параметров и процессов в ЭМ иногда применяется энергетический подход. Энергия, запасаемая в магнитном поле катушки с током  $i$ , в общем случае получается интегрированием:

$$W_m = \int_0^{\Psi} i \cdot d\Psi. \quad (39)$$

Для практического интегрирования необходимо предварительно провести расчеты магнитного поля при ряде значений  $i$  и в итоге получить численную форму магнитной характеристики возбуждения ЭМ  $\Psi(i)$ , а в (39) для численного интегрирования уже можно использовать обратную функцию  $i(\Psi)$ .

В случае линейной среды, то есть при отсутствии ферромагнитного магнитопровода, как на рис. 5, либо при весьма слабо насыщенном магнитопроводе, из (39) получается вариант формулы магнитной энергии:

$$W_m = 0,5 \cdot I_a \cdot \int_S A_z \cdot J_z \cdot dS, \quad (40)$$

где интегрирование проводится по площади  $S$  поперечного сечения токонесущих элементов.

Наряду с непосредственным определением приведенного комплекса электромагнитных параметров ЭМ, полученные результаты могут послужить основой расчета и исследования более сложных процессов, таких как добавочные потери мощности в проводниках обмоток ЭМ (пример в [20]), магнитных потерь в сердечниках сложной структуры (пример в [21]). Расчет магнитного поля в поперечном сечении ЭМ дает основу для решения полевых задач в торцевых зонах ЭМ [22], которые, как и, например, [23], являются составляющей частью исследовательского комплекса ЭМ на основе численного решения полевых задач. Эта дает новые возможности, например, для исследования добавочных магнитных потерь мощности в листах крайних пакетов сердечников ЭМ [24].

В заключение отметим, что приведенный комплекс математических выражений является универсальным практически для любых типов ЭМ. Возможные отличия могут проявляться в постановке полевой задачи, то есть в определении размеров областей расчета магнитного поля, задании соответствующих граничных условий, установлении сочетаний возбуж-

дающих факторов – токов в обмотках.

Примеры использования и более подробное изложение теоретических и практических аспектов рассмотренного подхода к исследованию параметров и процессов в ЭМ уже даны выше - это ряд работ [5-10], посвященных турбогенераторам. Эффективность численного решения полевых задач в особенности проявляется при расчетах и создании уникальных образцов ЭМ, что также отражено в ряде работ, из которых упомянем, например, [3, 4, 17, 18, 25, 26] и др.

Таким образом, можно еще раз заметить, что данная работа направлена на достижение главной цели – обеспечить эффективные научно-технические условия создания ЭМ. Очередным заданием должно стать объединение изложенных принципов расчета электромагнитных параметров ЭМ с классической системой их проектирования, чтобы в итоге обеспечить определение размерно-конструктивных параметров машин, отвечающих их заданным технико-эксплуатационным параметрам и характеристикам без длительной опытно-эксплуатационной доводки.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Chari M.V.K., Silvester P. Element analysis of magnetically Saturated DC machines // IEEE Trans. Power Appar. and Syst. 1971. PAS-90, N2, P.2362-2372.
- [2] Erdelyi E.A., Fuchs E.F. Nonlinear Magnetic Field Analysis of dc Machines. Part I: Theoretical Fundamentals. Part II: Application of the improved treatment // IEEE Trans. Power Appar. and Syst. 1970. PAS-89, N7, P.1546-1564.
- [3] Мильх В.И., Данько В.Г., Полякова Н.В. Методология поверочного электромагнитного расчета полностью сверхпроводникового криотурбогенератора на основе решения полевых задач // Электротехніка і електромеханіка.- 2002.- №1.- С.43-48.
- [4] Мильх В.И., Полякова Н.В. Анализ магнитного поля и электродвижущих сил в полностью сверхпроводниковом криотурбогенераторе (и объективный взгляд на реакцию якоря) // Электротехніка і електромеханіка.- 2002.-№2.-С.47-52.
- [5] Мильх В.И., Полякова Н.В. Анализ характера ЭДС, вызываемых реакцией якоря в турбогенераторе // Вісник Національного університету "Львівська політехніка", №487, Електроенергетичні та електромеханічні системи. Львів: НУ "ЛП", 2003.-С.10-17.
- [6] Мильх В.И., Полякова Н.В. Анализ фазовых соотношений электромагнитных величин в турбогенераторе на основе численных расчетов магнитных полей. // Электротехніка і електромеханіка.-2003.-№4.-С.59-64.
- [7] Мильх В.И., Полякова Н.В. Гармонический анализ ЭДС в турбогенераторе на основе численных расчетов вращающихся магнитных полей в различных режимах.// Электротехніка і електромеханіка. - 2004.-№4.- С.46-51.
- [8] Полякова Н.В. Анализ индуктивных сопротивлений турбогенератора на основе численных расчетов магнитных полей // Праці Луганського відділення Міжнародної Академії інформатизації.-2005.-№1(10).-С.81-86.
- [9] В.И.Мильх В.И., Н.В.Полякова Н.В. Численно-полевой анализ индуктивных сопротивлений рассеяния турбогенератора. // Вестник НТУ "ХПИ". Сборник научных трудов. Тематический выпуск. Электротехника и преобразовательная техника. - Харьков: НТУ "ХПИ". - 2005. - №36.- С.39-46.
- [10] Мильх В.И., Данько В.Г., Полякова Н.В. Численно-полевой расчет электромагнитного момента и угловой характеристики идеализированного турбогенератора // Вісн. Східноукр. нац. ун-ту.-Луганськ: СНУ.- 2006.– № 1(95).-С.163-174.
- [11] Meeker D. Finite Element Method Magnetics. Version 4.0. User's Manual, January 26, 2004 // <http://femm.berlios.de>, 2003.
- [12] <http://www.ansys.com>.
- [13] Мильх В.И. Расчет электромагнитного поля в поперечном сечении электрических машин // Электротехніка.-1982.-№12.-С.46-49.
- [14] Мильх В.И., Поляков И.В., Полякова Н.В., Кирпилёва Э.Т. Опыт применения программы FEMM для расчета магнитного поля электрической машины // Вестник НТУ "ХПИ". Сборник научных трудов. Тематический выпуск. Электротехника и преобразовательная техника. - Харьков: НТУ "ХПИ". - 2004. - №21.- С.95-100.
- [15] Мильх В.И., Поляков И.В., Полякова Н.В., Штангеев Е.И. Расчетно-экспериментальное тестирование программы FEMM и преодоление проблем её использования для расчета магнитного поля электрических машин // Электротехніка і електромеханіка. - 2004.-№3.- С. 38-43.
- [16] Мильх В.И. Принцип компенсации геометрических искажений при конечно-разностных полевых расчетах // Техническая электродинамика.-1989.-№6.-С.20-26.
- [17] Мильх В.И. Электродинамические условия в пазах якоря машины постоянного тока // Электротехніка.-1992.-N 10-11.-С.36-43.
- [18] Данько В.Г., Мильх В.И. Электродинамические усилия в электродвигателе с обмоткой якоря, вынесенной в зазор, и компенсационной обмоткой // Электротехніка.-1982.-N 1.-С.36-40.
- [19] McFee S., Webb J.P., Lowther D.A. A tunable volume integration formulation for force calculation in finite element based computational magnetostatics // IEEE Transactions on Magnetics. - 1998. Vol. 24, № 1. P. 439-442.
- [20] Мильх В.И. Расчет вихревых токов в обмотке якоря машины постоянного тока в режиме холостого хода // Электричество.-1993.- №4.-С.30-39.
- [21] Мильх В.И., Климов Ю.А., Штангеев Е.И. Сравнительный анализ электромагнитных и тепловых параметров сердечника якоря тягового электродвигателя с различными аксиальными вентиляционными каналами // Электротехніка.-1990.-№5.-С.36-42.
- [22] Мильх В.И., Дубинина О.Н. Численный расчет магнитного поля в концевой зоне турбогенератора в режиме нагрузки // Электротехніка і електромеханіка.- 2003.-№1.-С.64-69.
- [23] Мандрыка О.Р., Мильх В.И., Штангеев Е.И. Расчетная длина якоря электрической машины с учетом концевого пакета // Электротехніка.-1988.-№8.-С.37-43.
- [24] Мильх В.И., Дубинина О.Н. Расчет вихревых токов и потерь мощности в сегментах крайнего пакета статора турбогенератора // Электротехніка і електромеханіка.- 2004.-№1.-С.44-48.
- [25] Мильх В.И. Исследование магнитного поля и электродинамических параметров линейного электродвигателя с большим зазором // Электричество.- 1996.- №5.-С.27-35.
- [26] Гринченко Н.Г., Данько В.Г., Кильдишев В.С., Мильх В.И. и др. Основные направления разработки и исследований криодвигателя мощностью 10 МВт // Электротехніка.- 1986.- №8.- С.30-33.

Поступила 5.09.2005

## ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ ТЕПЛОВЫХ И ВЕНТИЛЯЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ПО КОНСТРУКТИВНОЙ СХЕМЕ ДАС

Парфенович О.Н., к. т. н., проф., Третьяков А.С.  
ГУВПО "Белорусско-Российский университет"  
Республика Беларусь, 212008, Могилёв, пр-т Мира, 43, ГУВПО "БРУ", кафедра "Электропривод и АПУ",  
тел. 31-14-44

*Викладено основи теорії теплових і вентиляційних процесів електродвигунів по конструктивній схемі ДАС, розглядаються теплові схеми заміщення і розрахунки теплових процесів на їх основі, розглядаються узагальнені схеми заміщення електродвигунів для розрахунку вентиляційних характеристик. Також представлені дослідні дані вентиляційних і теплових характеристик.*

*Излагаются основы теории тепловых и вентиляционных процессов электродвигателей по конструктивной схеме ДАС, рассматриваются тепловые схемы замещения и расчёты тепловых процессов на их основе, рассматриваются обобщённые схемы замещения электродвигателей для расчёта вентиляционных характеристик. Также представлены опытные данные вентиляционных и тепловых характеристик.*

Электродвигатели по конструктивной схеме ДАС специально предназначены для работы с регулятором напряжения в цепи статора. Особенности конструкции данного типа электродвигателя приведены на рис. 1.

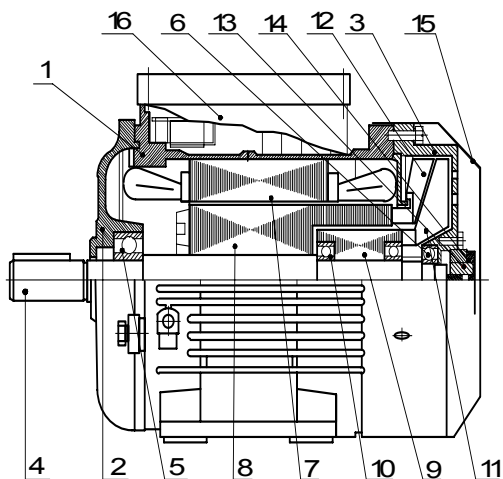


Рис. 1. Особенности конструкции специального асинхронного электродвигателя ДАС

На рисунке 1 приняты следующие обозначения: 1 – станина электродвигателя; 2, 3 – подшипниковые щиты; 4 – вал ротора; 5, 6 – подшипники силового ротора; 7 – магнитопровод статора; 8 – удлиненный магнитопровод силового ротора; 9 – малый ротор; 10 – подшипники малого ротора; 11 – вентилятор, закрепленный на малом роторе; 12 – лопасти теплорассеивателя силового ротора; 13 – ротор тахогенератора; 14 – статор тахогенератора; 15 – кожух; 16 – клеммная коробка со встроенным электронным блоком регулирования.

Во время работы электродвигателя обеспечивается интенсивный отвод тепловых потерь от силового ротора 8, имеющего стержневую обмотку, в торцевую часть в которой расположены лопасти теплорассеивателя ротора 12. Лопасти теплорассеивателя выполне-

ны таким образом, что бы обеспечивался максимальный отвод тепла от силового ротора. Принудительная вентиляция при работе электродвигателя на естественной и регулировочных характеристиках осуществляется при помощи автономного вентилятора, закрепленного на малом роторе, который вращается с постоянной частотой, независимой от частоты вращения силового ротора [1]. Вращающий момент малого ротора 9 обеспечивается благодаря потокоцеплению ротора 9 и выступающей части силового ротора 8.

Среди известных, в настоящее время, методов теплового расчета электродвигателей [2, 3, 4, 5] наиболее приемлемым (по причине оригинальности рассматриваемой конструкции электродвигателя) является метод экспериментального моделирования. В этом случае на моделях или макетах экспериментально определяются перепады температур на отдельных узлах электродвигателя, которые проявляются на пути движения тепловых потоков от источников теплоты к окружающей среде затем, чтобы экспериментальные данные можно было использовать; для широкого класса однотипных поверхностей, их обычно выражают с помощью безразмерных чисел. Данный метод, однако, весьма трудоемкий и целесообразен в том случае, если модель электродвигателя конструктивно и по электрическим параметрам уже отработана и оптимизирована. Именно такая задача перед нами пока только стоит.

Нельзя, в нашем случае применить для теплового расчета электродвигателя и достаточно простой метод эквивалентных греющих потерь, поскольку коэффициенты, применяемые при расчетах по этому методу, получены на типовых отработанных конструкциях электродвигателей.

Сложным, но более логичным, применительно к новой оригинальной конструкции электродвигателя ДАС, является метод расчета с помощью тепловых схем замещения. Тепловая схема замещения составляется на основе анализа тепловых потоков в отдель-

ных узлах электродвигателя. Относительно полная картина тепловых потоков электродвигателя по конструктивной схеме ДАС показана на рис. 2.

На указанном рисунке в окружностях условно обозначены температуры узлов и участков электродвигателя - соответствующих "однородных тел", где выделяются тепловые потери работающего электродвигателя. В сдвоенных окружностях обозначены температуры "однородных тел" - конструктивных элементов электродвигателя, через которые проходят тепловые потоки; в частности:

$\theta_M^1$  - температура пазовой части статорной обмотки, где выделяются потери  $\Delta P_M^1$ ;  $\theta_z^1$  - температура в зубцах статора, где выделяются потери  $\Delta P_z^1$ ;  $\theta_c^1$  - температура в ярме статора, где выделяются потери  $\Delta P_c^1$ ;  $\theta_n^1, \theta_n^2$  - температуры в лобовых частях обмотки статора, где выделяются потери  $\Delta P_n^1, \Delta P_n^2$ ;  $\theta_a^1$  - температура в пазовой части токопроводящих стержней ротора, где выделяются потери  $\Delta P_a^1$ ;  $\theta_z^2$  - температура в зубцах силового ротора, где выделяются потери  $\Delta P_z^2$ ;  $\theta_c^2$  - температура в железе силового ротора, где выделяются потери  $\Delta P_c^2$ ;  $\theta_a^3$  - температура в пазовой части токопроводящих стержней ротора вентилятора, где выделяются потери  $\Delta P_a^3$ ;  $\theta_c^3$  - температура в железе ротора вентилятора, где выделяются потери  $\Delta P_c^3$ ;  $\theta_n^1, \theta_n^2, \theta_n^3, \theta_n^4$  - температуры подшипников, где выделяются механические потери  $\Delta P_n^1, \Delta P_n^2, \Delta P_n^3, \Delta P_n^4$ .

Потери от трения лопастей роторов о воздух следует учесть в потерях в стержнях соответствующих роторов.

Тепловые потоки распространяются в электродвигателе в следующих направлениях. Тепловой поток пазовой части статорной обмотки передается лобовым частям с тепловой проводимостью  $\lambda_{лм}$ ; зубцам и в ярмо статора - с тепловой проводимостью  $\lambda_{zm}$  и  $\lambda_{cm}$ , от зубцов в ярмо статора -  $\lambda_{zc}^1$ . Тепловой поток с лобовых частей обмотки статора передается внутреннему воздуху с тепловой проводимостью  $\lambda_{л2}$  и  $\lambda_{л3}$ . Тепловой поток от пазовой части токопроводящих стержней силового ротора передается на лопасти вентилятора-радиатора (проводимость  $\lambda_{aa}^1$ ) в зубцовую зону ротора (проводимость  $\lambda_{za}$ ), в железо ротора (проводимость  $\lambda_{ac}^1$ ), от зубцов в железо ротора (проводимость  $\lambda_{zc}^2$ ). Тепловые потоки от ротора через тепловую проводимость  $\lambda_{zz}$  передаются в ярмо

статора и дальше через тепловую проводимость  $\lambda_{ck}$  в станину электродвигателя. Внутренний воздух в левой части электродвигателя с температурой  $\theta_2$ , принимая также через проводимость  $\lambda_{n2}$  тепло от механических потерь  $\Delta P_n^1$  через проводимость  $\lambda_{иц2}$  передает тепловой поток подшипниковому щиту, через проводимость  $\lambda_{2k}$  - станине, подшипниковый щит через проводимость  $\lambda_{оц}$  передает тепло в охлаждающую среду - с температурой  $\theta_0$ . Станина через проводимость  $\lambda_{к1}$  передает тепло нагретому воздуху с температурой  $\theta_1$ , и дальше через проводимость  $\lambda_{o1}$  тепловой поток рассеивается в окружающей среде с температурой  $\theta_0$ .

Внутренний воздух в правой части электродвигателя с температурой  $\theta_3$  через проводимость  $\lambda_{кз}$  передает тепло в станину, через проводимость  $\lambda_{ицз}$  - в кольцевую перегородку, далее через проводимость  $\lambda_{иц4}$  в воздушную зону вентиляторного охлаждения с температурой  $\theta_4$ , далее нагретый воздух через проводимости  $\lambda_{14}$  и  $\lambda_{o1}$  охлаждается окружающей средой  $\theta_0$ .

Воздушная зона вентиляторно-радиаторного охлаждения имеет достаточно высокую температуру  $\theta_4$  от тепловых потоков через проводимость  $\lambda_{aa}^1$  и зависимость от частоты вращения ротора проводимости  $\lambda_{a4}$ , которые вытягивают потери скольжения силового ротора в зону интенсивного вентиляторно-радиаторного охлаждения.

Часть тепла воздушной зоны ( $\theta_4$ ) через проводимость  $\lambda_{иц4}^1$  переходит к правому подшипниковому щиту, который также принимает на себе через проводимость  $\lambda_{ицп}$  тепло от механических потерь  $\Delta P_n^2$  трения в подшипнике. Тепловые потоки от потерь в малом роторе вентилятора через проводимости  $\lambda_{nc}, \lambda_c^2, \lambda_{aa}^2, \lambda_{a4}^1$  выделяются в воздушной зоне вентиляторно-радиаторного охлаждения ( $\theta_4$ ).

В воздушной зоне вентиляторно-радиаторного охлаждения устанавливается температура  $\theta_4$  за счет подачи вентилятором охлаждающего воздуха с температурой  $\theta_0$  через проводимость  $\lambda_{o4}$  и передачи вышеобозначенными проводимостями энергии потерь от различных частей электродвигателя.

На основании приведенной на рис. 2 тепловой картины электродвигателя может быть составлена тепловая схема замещения. Для снижения порядка системы уравнений электродвигатель ДАС можно представить состоящим из 8 "однородных тел": статор с обмоткой (температура  $\theta_c$ ), ротор силовой со стержне-



вой обмоткой и вентилятором-радиатором ( $\theta_p$ ), ротор вентилятора со стержневой обмоткой и лопастями вентилятора ( $\theta_r$ ), воздушная зона левой лобовой части ( $\theta_2$ ), воздушная зона правой лобовой части ( $\theta_3$ ); воздушная зона вентиляторно-радиаторного охлаждения ( $\theta_4$ ), станина ( $\theta_k$ ), подшипниковый щит левый ( $\theta_{щ}$ ). Упрощенная тепловая схема замещения электродвигателя представлена на рис. 3.

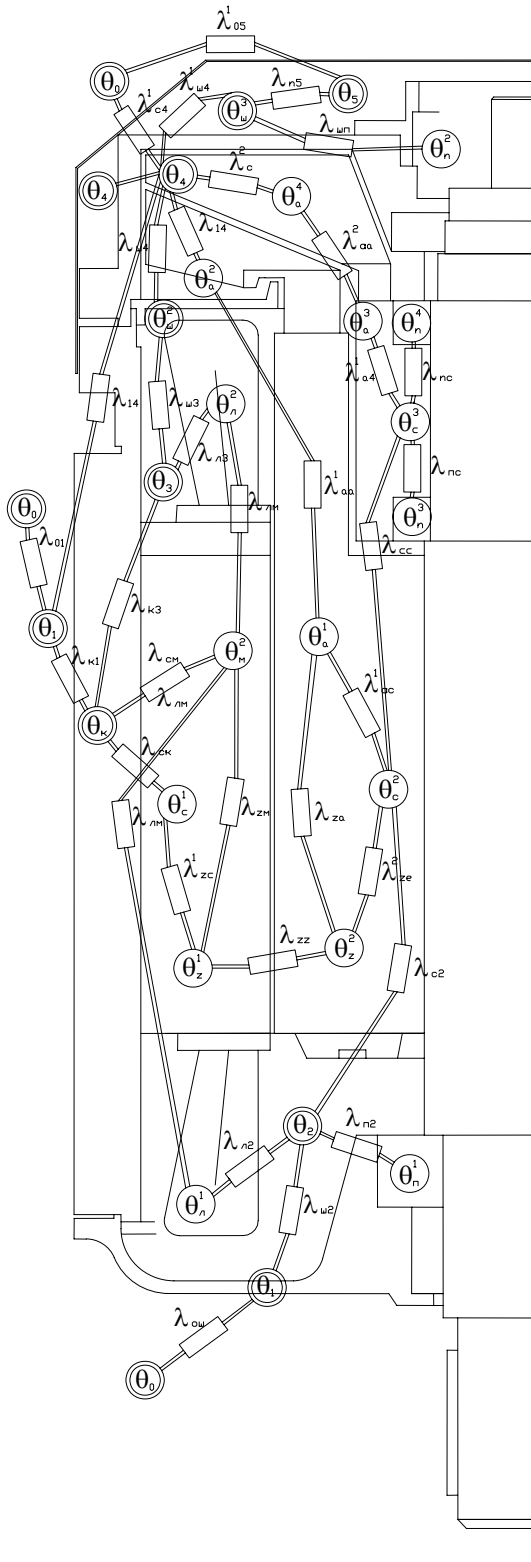


Рис. 2. Тепловая картина электродвигателя ДАС

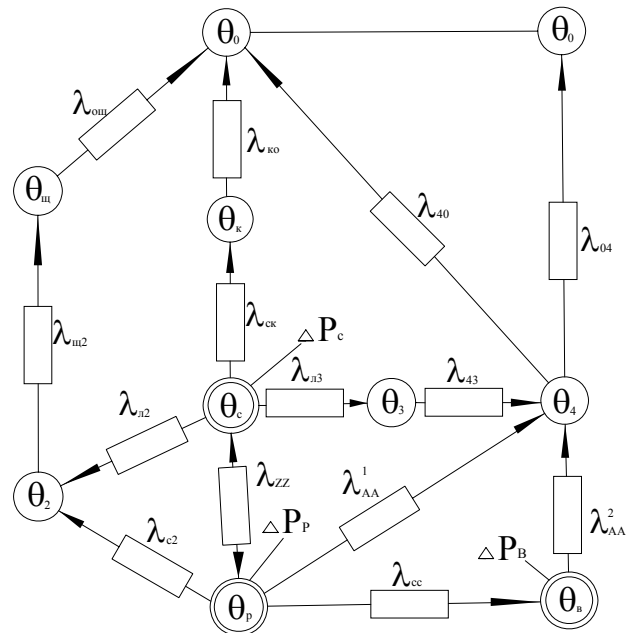


Рис. 3. Упрощенная тепловая схема замещения электродвигателя ДАС

Данная тепловая схема описывается системой уравнений теплообмена:

$$\begin{aligned}
 \Delta P_c &= \theta_c \cdot (\lambda_{r2} + \lambda_{r3} + \lambda_{zz} + \lambda_{ck}) - \theta_2 \cdot \lambda_{r2} - \\
 &\quad - \theta_k \cdot \lambda_{ck} - \theta_p \cdot \lambda_{zz} - \theta_3 \cdot \lambda_{r3}; \\
 \Delta P_p &= \theta_p \cdot (\lambda_{c2} + \lambda_{cc} + \lambda_{zz} + \lambda_{aa}^1) - \theta_2 \cdot \lambda_{c2} - \\
 &\quad - \theta_4 \cdot \lambda_{aa}^1 - \theta_c \cdot \lambda_{zz} - \theta_r \cdot \lambda_{cc}; \\
 \Delta P_r &= \theta_r \cdot (\lambda_{cc} + \lambda_{aa}^2) - \theta_4 \cdot \lambda_{aa}^2 - \theta_p \cdot \lambda_{cc}; \\
 0 &= \theta_4 \cdot (\lambda_{aa}^2 + \lambda_{aa}^1 + \lambda_{40} + \lambda_{43}) - \\
 &\quad - \theta_r \cdot \lambda_{aa}^2 - \theta_p \cdot \lambda_{aa}^1 - \theta_3 \cdot \lambda_{43}; \\
 0 &= \theta_{щ} \cdot (\lambda_{щ1} + \lambda_{щ2}) - \theta_2 \cdot \lambda_{щ2}; \\
 0 &= \theta_k \cdot (\lambda_{ko} + \lambda_{ck}) - \theta_c \cdot \lambda_{ck}; \\
 0 &= \theta_3 \cdot (\lambda_{43} + \lambda_{r3}) - \theta_4 \cdot \lambda_{43} - \theta_c \cdot \lambda_{r3}; \\
 0 &= \theta_2 \cdot (\lambda_{r2} + \lambda_{c2} + \lambda_{щ2}) - \theta_c \cdot \lambda_{r2} - \theta_p \cdot \lambda_{c2} - \\
 &\quad - \theta_{щ} \cdot \lambda_{щ2}.
 \end{aligned} \tag{1}$$

В системе уравнений (1) параметры  $\theta$  означают превышение температуры над температурой окружающей среды ( $\theta_0=0^\circ\text{C}$ ), параметры  $\Delta P$  определяют потери в соответствующих "однородных телах":

$$\begin{aligned}
 \Delta P_c &= \Delta P_m^1 + \Delta P_z^1 + \Delta P_c^1 + \Delta P_n^1 + \Delta P_n^2; \\
 \Delta P_p &= \Delta P_a^1 + \Delta P_z^2 + \Delta P_c^2 + \Delta P_n^2; \\
 \Delta P_r &= \Delta P_a^3 + \Delta P_n^4 + \Delta P_c^3 + \Delta P_n^3 + \Delta P_n^2;
 \end{aligned} \tag{2}$$

Поскольку основным контрольным параметром теплового расчета электродвигателя является температура перегрева обмотки статора, то на основании расчетов по уравнениям (1) определяются температурные поля  $\theta_2, \theta_k, \theta_p, \theta_3, \theta_c$  в зависимости от тока статора в номинальном режиме и при работе электро-

двигателя на регулировочных характеристиках, затем в соответствии с картиной теплопередачи рис. 2 строится структурная тепловая схема замещения статора электродвигателя (рис. 4) и на основании этой схемы составляется система уравнений теплового баланса в статоре электродвигателя:

$$\begin{aligned} \Delta P_c^1 &= \theta_c^1 \cdot (\lambda_{ck} + \lambda_{zc} + \lambda_{cm}) - \theta_k \cdot \lambda_{ck} - \\ &\quad - \theta_z^1 \cdot \lambda_{zc} - \theta_m^1 \cdot \lambda_{cm}; \\ \Delta P_m^1 &= \theta_m^1 \cdot (\lambda_{cm} + \lambda_{zm} + 2 \cdot \lambda_{lm}) - \theta_z^1 \cdot \lambda_{zm} - \\ &\quad - \theta_c^1 \cdot \lambda_{cm} - \theta_l^2 \cdot \lambda_{lm} - \theta_l^1 \cdot \lambda_{lm}; \\ \Delta P_z^1 &= \theta_z^1 \cdot (\lambda_{zm} + \lambda_{zc} + \lambda_{zz}) - \theta_m^1 \cdot \lambda_{zm} - \\ &\quad - \theta_c^1 \cdot \lambda_{zc} - \theta_p \cdot \lambda_{zz}; \\ \Delta P_l^1 &= \theta_l^1 \cdot (\lambda_{lm} + \lambda_{l2}) - \theta_2 \cdot \lambda_{l2} - \theta_m^1 \cdot \lambda_{lm}; \\ \Delta P_l^2 &= \theta_l^2 \cdot (\lambda_{l3} + \lambda_{lm}) - \theta_3 \cdot \lambda_{l3} - \theta_m^1 \cdot \lambda_{lm}. \end{aligned} \quad (3)$$

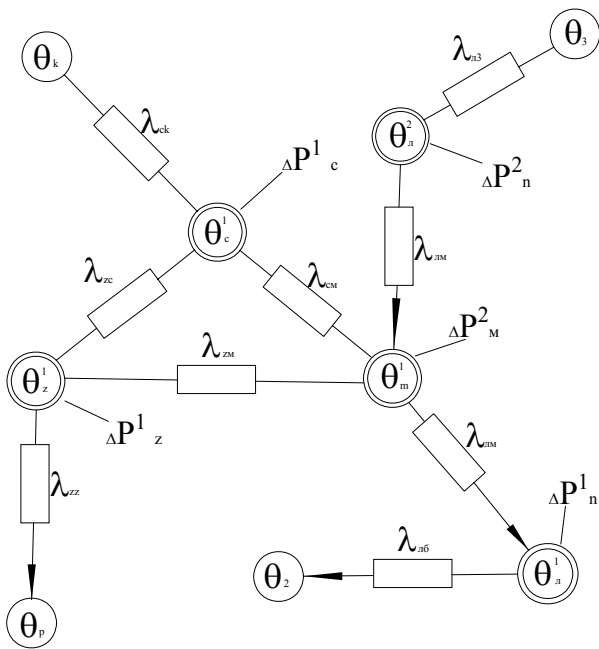


Рис. 4. Тепловая схема замещения статора электродвигателя ДАС

Решение этих уравнений позволяет определить температуру перегрева обмотки статора электродвигателя в функции потерь тока статора, потребляемой и полезной мощности электродвигателя. Естественно, подобные расчеты целесообразно производить на ПЭВМ. В частности, по рассмотренной методике была разработана программа и просчитана тепловая модель электродвигателя по конструктивной схеме ДАС. При этом получены следующие результаты расчета температур перегрева отдельных узлов электродвигателя при работе его в номинальном режиме (ток статора  $I_n = 7.1$  А):

- 1) Температура перегрева обмотки статора -  $\theta_H = 82^\circ\text{C}$ ;
- 2) температура перегрева статора -  $\theta_c = 69^\circ\text{C}$ ;
- 3) температура перегрева силового ротора -

$$\theta_p = 71,5^\circ\text{C};$$

- 4) температура перегрева ротора вентилятора -  $\theta_v = 71,6^\circ\text{C}$ ;

- 5) температура перегрева станины -  $\theta_k = 54,2^\circ\text{C}$ ,

- 6) температура перегрева воздушной зоны левой лобовой части -  $\theta_2 = 65,5^\circ\text{C}$ ;

- 7) температура перегрева воздушной зоны правой лобовой части -  $\theta_3 = 65^\circ\text{C}$ ;

- 8) температура перегрева воздушной зоны вентиляторно-радиаторного охлаждения -  $\theta_4 = 17,5^\circ\text{C}$ .

На основании полученных расчетных значений температур перегрева на рис. 5 построена картина распределения температур перегрева по поперечному сечению электродвигателя ДАС, на рис. 6 построена картина распределения температур перегрева по продольному сечению электродвигателя ДАС.

Достаточная корректность тепловых расчетов электродвигателя ДАС по разработанной методике была подтверждена результатами тепловых исследований электродвигателя в условиях испытательной лаборатории Могилевского завода "Электродвигатель", проведенных в соответствии с ГОСТ 183-74.

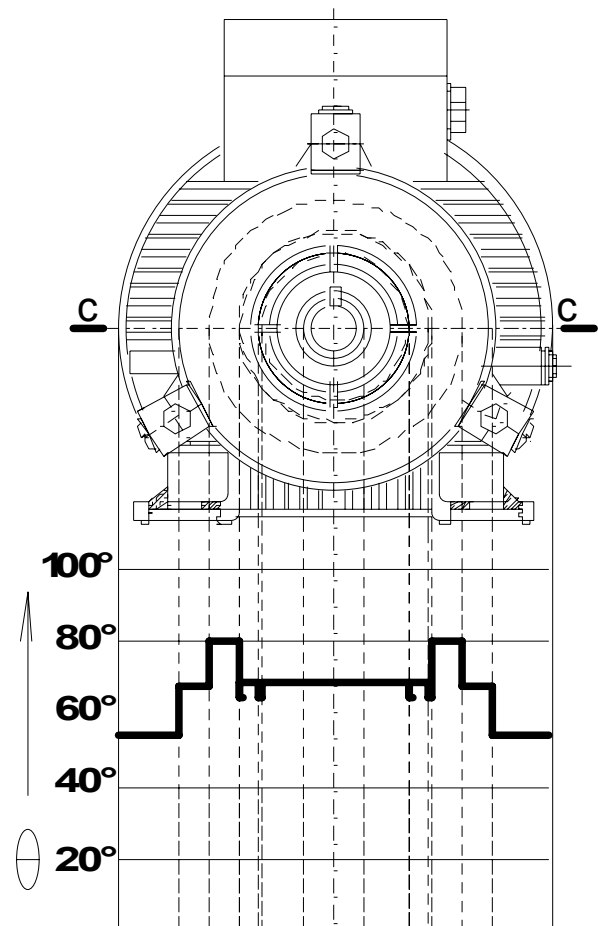


Рис. 5. Картина распределения температур по поперечному сечению электродвигателя ДАС:

— - Распределение температур по сечению с - с

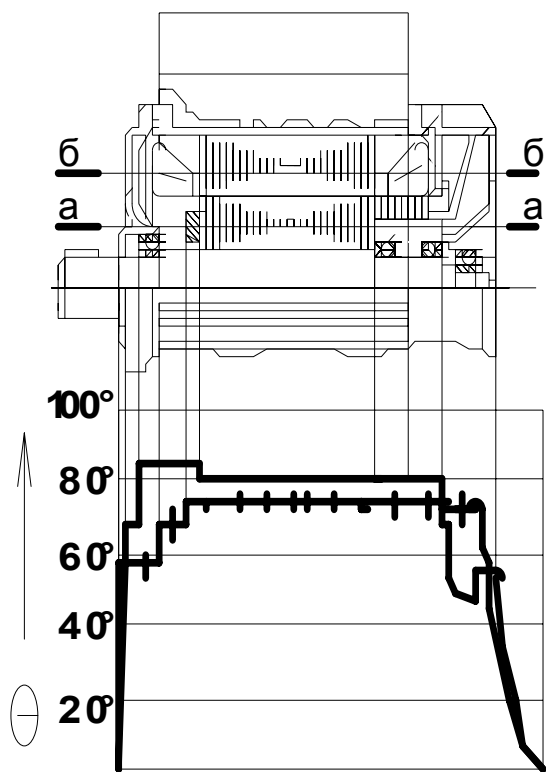


Рис. 6. Картина распределения температур по продольному сечению электродвигателя ДАС:

— - Распределение температур по сечению а – а  
 - - - - - Распределение температур по сечению б – б

Результаты испытаний показали, что номинальный режим электродвигателя, определяемый при ПВ-100%, характеризуется следующими параметрами: напряжением - 220/380 В, током - 7.1 А, частотой - 50 Гц, мощностью - 2.5 кВт, моментом на валу - 17.6 Н\*м; при этом температура перегрева обмотки статора электродвигателя -  $\theta_n = 80^\circ\text{C}$ .

Вентиляционную модель рассматриваемого электродвигателя ДАС можно изобразить в виде схемы замещения, содержащей сопротивления воздушному потоку, соединенные между собой отрезками каналов, не имеющих сопротивления.

В соответствии с конструктивной реализацией электродвигателя ДАС логично рассматривать две схемы замещения: одну - при работе электродвигателя в номинальном режиме, когда вращаются с одинаковыми скоростями оба ротора: силовой и вентилятора (рис. 7), другую - при работе электродвигателя с заторможенным силовым ротором, когда вращается только ротор вентилятора (рис. 8). В схемах замещения приведены обозначения:  $Z_{1B}$  - сопротивление входа воздуха в кожух через решетку крышки вентилятора;  $Z_{2B}$  - сопротивление входа в отверстие подшипникового щита;  $Z_{3B}$  - сопротивление выхода воздуха из отверстий щита;  $Z_{4B}$  - сопротивление пово-

рота потока при входе в вентилятор силового ротора;  $Z_{5B}$  - сопротивление поворота потока при выходе с лопаток вентилятора силового ротора;  $Z_{6B}$  - сопротивление поворота потока перед входом в межреберные каналы;  $Z_{7B}$  - сопротивление косоугольного входа в межреберные каналы;  $Z_{8B}$  - сопротивление выхода потока из межреберных каналов в свободное пространство;  $Z_{9B}$  - сопротивление поворота потока при выходе за лопатки вентилятора малого ротора;  $Z_{10B}$  - сопротивление сужения канала перед входом в межреберные каналы;  $Z_{11B}$  - сопротивление сужения канала перед вентилятором малого ротора.

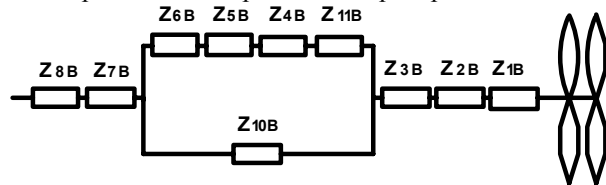


Рис. 7. Вентиляционная схема замещения электродвигателя ДАС в номинальном режиме

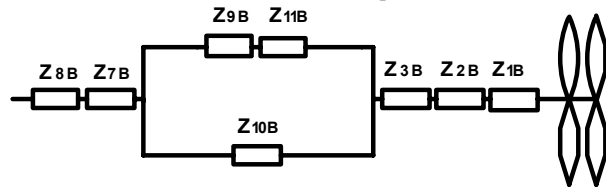


Рис. 8. Вентиляционная схема замещения электродвигателя ДАС при работе электродвигателя с заторможенным силовым ротором

Применяя операции последовательного и параллельного сложения сопротивлений, можно упростить схему замещения вентиляционной модели электродвигателя в номинальном режиме (рис. 9).

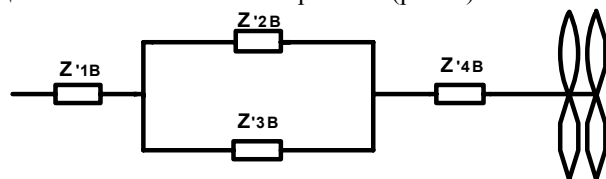


Рис. 9. Обобщенная схема замещения электродвигателя ДАС для расчета вентиляционных характеристик

В обобщенной схеме замещения:

$$Z'_{1B} = Z_{7B} + Z_{8B} \quad (4)$$

$$Z'_{2B} = Z_{11B} + Z_{4B} + Z_{5B} + Z_{6B}, \quad (5)$$

$$Z'_{3B} = Z_{10B}, \quad (6)$$

$$Z'_{4B} = Z_{1B} + Z_{2B} + Z_{3B} \quad (7)$$

Суммарное сопротивление вентиляционной сети электродвигателя при работе в нормальном режиме:

$$Z'_{HB} = Z'_{1B} + Z'_{2B} + Z'_{4B}, \quad (8)$$

где 
$$Z_{ЭВ} = \frac{Z'_{2В} \cdot Z'_{3В}}{(\sqrt{Z'_{2В}} + \sqrt{Z'_{3В}})^2} \quad (9)$$

Далее задача расчета вентиляционной модели электродвигателя сводится к расчету аэродинамических характеристик вентиляторов и характеристики воздухопроводящей сети. Окружная скорость на наружном диаметре вентиляторов:

$$u_2 = \frac{\pi \cdot D_2 \cdot n}{60}, \quad (10)$$

где  $D_2$  - наружный диаметр лопаток вентиляторов;  $n$  - частота вращения вентиляторов.

Расход воздуха при заторможенном роторе:

$$\theta_3 = \theta^* \cdot \pi \cdot D_2 \cdot b'_2 \cdot u_2, \quad (11)$$

где  $\theta^*$  - относительный расход воздуха;  $b'_2$  - ширина лопатки вентилятора силового ротора.

Расход воздуха при номинальном режиме работы:

$$\theta_n = \theta^* \cdot (\pi \cdot D_2 \cdot b'_2 \cdot u_2 + \pi \cdot D_2 \cdot b_2 \cdot u_2), \quad (12)$$

где  $b_2$  - ширина лопатки вентилятора малого ротора.

Относительные радиусы вентиляторов силового и малого роторов, соответственно:

$$r_c^* = \frac{D_2 - 2 \cdot L_c}{D_2}, \quad r_m^* = \frac{D_2 - 2 \cdot L_m}{D_2}, \quad (13)$$

где  $L_c, L_m$  - длина лопаток вентиляторов, соответственно силового и малого роторов.

Давление воздуха, создаваемое вентиляторами, определяется внешней характеристикой вентиляционной системы в относительных единицах:

- для номинального режима:

$$p_n^* = 1 - (r_c^{*2} - r_m^{*2}) \cdot (0.5 - \theta^{*2}) + k, \quad (14)$$

- для режима с заторможенным ротором:

$$p_3^* = 0.5 \cdot (1 - r_m^{*2}) - r_m^{*2} \cdot \theta^{*2} + 0.5 \cdot k, \quad (15)$$

где  $k$  - коэффициент восстановления статического момента, можно принять равным 0.4.

Реальное давление воздуха, создаваемое вентиляторами для номинального режима и режима с заторможенным ротором, соответственно:

$$p_n = p_n^* \cdot \rho \cdot u_2^2, \quad p_3 = p_3^* \cdot \rho \cdot u_2^2, \quad (16)$$

где  $\rho$  - плотность охлаждающей среды.

Потери давления в сети при работе в номинальном режиме:

$$\Delta p_n = Z_{нев} \cdot \theta_n^2, \quad (17)$$

Потери давления в сети при работе с заторможенным ротором:

$$\Delta p_3 = Z'_{3в} \cdot \theta_3^2 \quad (18)$$

Используя приведенные выше формулы, можно рассчитать и построить внешние аэродинамические характеристики вентиляторов электродвигателя при номинальном режиме работы и при работе с заторможенным ротором:

$$P_n, \Delta P_n = f(\theta_n); \quad P_3, \Delta P_3 = f(\theta_3).$$

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Парфенович О.Н., Соколов И.В. Энергосберегающий асинхронный с короткозамкнутым ротором электродвигатель в электромехатронном исполнении – Вестник НТУ ХПИ, - Харьков, 42' 2004, - с.97 – 101.
- [2] Асинхронные электродвигатели общего назначения/ Под ред. В.М. Петрова, А.Э. Кравчика. – М.: Энергия, 1980. - 346 с.: ил.
- [3] Гольдберг О.Д. Проектирование электрических машин / О.Д. Гольдберг, Я.С. Гурин, И.С. Свириденко. – М.: Высш. Шк., 1984. – 390 с.: ил.
- [4] Филипов И.Ф. Основы теплообмена в электрических машинах. – Л.: Энергия, 1974. - 0312 с.: ил.
- [5] Филипов И.Ф. Теплообмен в электрических машинах. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. -260 с.: ил.

Поступила 28.08.2005

## ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНДУКТОРНОГО АВТОТРАКТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА С КОМБИНИРОВАННЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Петренко А.Н.  
АО "СКБ Укрэлектромаш",  
Украина, 61005, Харьков, ул. Искринская, 37

Петренко Н.Я., к.т.н., доц.  
Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"  
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21 НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические машины"  
тел. (057) 707-68-44

*Покращення техніко-економічних показників електрообладнання автомобілів та сільгоспмашин є актуальною проблемою. У статті розглянуті питання проектування ротора генератора з постійними магнітами. Робочий процес магнітоелектричної частини генератора розглянутий на основі схеми заміщення зовнішнього кола магніта з урахуванням магнітного стану самого магніта. Для розрахунку зовнішньої характеристики використана робоча діаграма постійного магніта.*

*Улучшение технико-экономических показателей электрооборудования автомобилей и сельхозмашин является актуальной задачей. В статье рассмотрены вопросы проектирования ротора генератора с постоянными магнитами. Рабочий процесс магнитоэлектрической части генератора рассмотрен на основании схемы замещения внешней цепи магнита с учетом магнитного состояния самого магнита. Для расчета внешней характеристики использована рабочая диаграмма постоянного магнита.*

Энерговооруженность современных автомобилей и сельхозмашин постоянно растет, что требует повышения мощности автотракторных источников. Сложные условия эксплуатации автотракторных генераторов, связанных с повышенными вибрациями, значительные перепады температуры окружающей среды выдвигает условия создания высоконадежных многофазных бесконтактных индукторных генераторов с комбинированным возбуждением [1].

В традиционных конструкциях индукторных генераторов комбинированного возбуждения постоянные магниты при двухстороннем или одностороннем возбуждении размещаются на неподвижном статоре. В рассматриваемой конструкции генератора постоянные магниты размещены в пазах вращающегося индуктора. Такое конструктивное решение позволяет за счет совмещения функций индуктора улучшить массогабаритные показатели.

Геометрия магнитной системы генератора определена на стадии его электромагнитного расчета, в связи с чем, число постоянных магнитов и их предельные размеры с учетом конструкции крепления в пазах индуктора считаются заданными [2].

В качестве постоянных магнитов с учетом эксплуатационных, технологических и стоимостных показателей рекомендованы магнитотвердые ферриты (оксидно-бариевые анизотропные марки 22РА220), обладающие высоким значением коэрцитивной силы, отсутствием структурного старения в интервале температур  $\pm 60^\circ\text{C}$ .

Предполагаем, что электромагнитный расчет генератора уже выполнен, геометрия магнитной системы и параметры обмотки якоря известны.

Размеры постоянных магнитов определяются геометрией зубцового слоя индуктора и требованиями к самовозбуждению генератора. Совмещение функ-

ций индуктора обуславливает особенности расчета магнитоэлектрической части генератора. Объем постоянных магнитов определим из выражения [2]

$$V_m = \frac{0,9 \cdot P_c \cdot \alpha_1 \cdot \sigma_0 \cdot k_{ad} \cdot k_{уд} \cdot k \cdot 10^6}{4 \cdot k_{cp} \cdot f \cdot B_{m0} \cdot H_{mk} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{k^2}}}$$

где  $P_c$  - мощность генератора;  $\alpha_1 = 1,1 \dots 1,2$  - коэффициент, учитывающий падение магнитного напряжения, в долях МДС реакции якоря;  $\sigma_0 = 1,05 \dots 1,15$  - коэффициент рассеяния в режиме холостого хода;  $k_{ad} = 0,85 \dots 0,86$  - коэффициент приведения МДС реакции якоря по продольной оси к МДС возбуждения;  $k_{уд} = 1,2$  - коэффициент ударности;  $k = \sqrt{2}$  - кратность тока короткого замыкания при  $\cos\varphi = 1$ ;  $k_{cp} = 1,11$  - коэффициент формы кривой при синусоидальной форме напряжения;  $f$  - частота тока;  $B_{m0}$  - индукция в нейтральном сечении магнита при холостом ходе;  $H_{mk}$  - напряженность магнитного поля, определяется по кривой намагничивания.

Значения  $B_{m0}$  и  $H_{mk}$  предварительно могут быть приняты

$$B_{m0} = (0,6 \dots 0,8) B_r ;$$

$$H_{mk} = (0,6 \dots 0,8) H_c ,$$

где  $B_r$  и  $H_c$  - из кривой размагничивания магнита.

Необходимую высоту магнита определим из выражения

$$h_m = \frac{0,45 \cdot k_{об} \cdot k_{ad} \cdot k \cdot \alpha_1 \cdot \tau \cdot A}{H_{mk}} ,$$

где  $k_{об} = 1$  - обмоточный коэффициент обмотки якоря для сосредоточенной обмотки;  $\tau$  - полюсное деление;

$A$  - линейная нагрузка.

При сосредоточенной обмотке якоря

$$A = \frac{m \cdot W_{\phi} \cdot I_c}{\pi \cdot D}$$

При заданных значениях  $P_c$ ,  $A$ ,  $f$ ,  $2p$  объем постоянного магнита на единицу мощности определяется из выражения

$$\bar{V}_m = \frac{p \cdot k_E}{8 \cdot k_{об} \cdot k_{\phi m} \cdot f \cdot B_{\delta cр} \cdot A}$$

где  $k_E = \frac{E_{\delta}}{U_{\phi N}} \approx 1$ ;

$$k_{\phi m} = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \left( 1,122 - 0,122 \cdot \sqrt{\frac{F_{\delta} + F_z}{F_{\delta}}} \right) - \text{коэффициент}$$

формы магнитного поля. Отношение  $\frac{F_{\delta} + F_z}{F_{\delta}} \approx 1,1 \dots 1,25$ ;

$$B_{\delta cр} = B_m \cdot \frac{(1 + \delta^*)^{2p} - 1}{(1 + \delta^*)^{2p} + 1} \cdot \frac{1}{p \cdot \delta^*} - \text{средняя индукция}$$

по длине воздушного зазора;

$$\delta^* = \frac{2 \cdot \delta}{D_m} - \text{относительный воздушный зазор};$$

$\delta$  - воздушный зазор от поверхности магнита до полюсов статора;

$D_m$  - диаметр наружной поверхности магнитов.

Рабочий процесс магнитоэлектрической части генератора рассматривается на основе схемы замещения внешней цепи магнита с учетом магнитного состояния самого магнита. Расчет магнитного сопротивления воздушного зазора с учетом зубчатого строения якоря  $R_{\delta}$  может быть выполнен с использованием метода Поля [2], по которому стенки зубцов якоря и ротора замещаются фиктивными с наклоном к горизонтальной линии под углом  $\beta = 1,0 \dots 1,1$  рад.

Расчет магнитного сопротивления рассеяния магнита  $R_{sm}$  выполняется по методу Эвершеда-Пику. Магнит разбивается на участки симметрично относительно оси, проходящей через середину магнита. Каждая пара симметричных участков соединяется трубками магнитного потока рассеяния по всему периметру между линиями равного магнитного потенциала. Магнитное сопротивление внешнего контура рассеяния рассчитывается с учетом того, что на каждый магнит ротора приходится  $1/z_p$  часть поперечного сечения ярма якоря, корпуса, втулки обмотки возбуждения, дополнительного зазора и т.д. Учитывая слабое насыщение магнитной цепи, при расчете магнитных сопротивлений используем магнитные проницаемости, соответствующие ненасыщенному состоянию ферромагнитных материалов.

На основании кривой размагничивания материала магнита ( $B_r - H_c$ ) с учетом его размеров построим кривую размагничивания магнита ( $\Phi_r - F_m$ ), кривая 1 (рис.1), где  $\Phi_r$  - остаточный поток магнита,

$\Phi_r = B_r \cdot S_m$ ;  $F_m = H_c \cdot h_m$  - коэрцитивная МДС магнита.

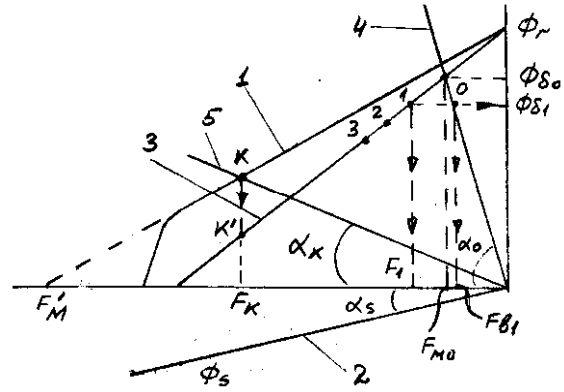


Рис. 1.

Для магнитов на основе магнитотвердых ферритов при определении  $F_m$  значения  $H_c$  определим на пересечении продолжения линейной части кривой размагничивания с осью абсцисс  $H_c'$ . При этом получаем условную МДС  $F_m' = H_c' \cdot h_m$ . После определения  $H_c'$  из кривой ( $B_r - H_c$ ) можно определить сопротивление магнита:

$$R_M = \frac{h_m}{\beta \cdot S_m},$$

где  $\beta = \frac{B_r}{H_c'}$ .

Под углом  $\alpha_s$  проводим магнитную характеристику рассеяния магнита - прямая 2. Вычитая из кривой 1 прямую 2, получим прямую 3 - зависимость магнитного потока, отдаваемого магнитом во внешнюю магнитную цепь от МДС магнита при холостом ходе, т.е.  $\Phi_{\delta 0} = f(F_m)$ . Под углом  $\alpha_0$  проводим магнитную характеристику внешней цепи - прямая 4 (если магнитная цепь ненасыщена). Пересечение прямых 3 и 4 определяет магнитный поток в воздушном зазоре  $\Phi_{\delta 0}$  и МДС магнита  $F_{m0}$  на холостом ходу.

Действительное значение ЭДС холостого хода

$$E_{0д} = 4,44 \cdot \Phi_{\delta 0} \cdot f \cdot W_{\phi} \cdot k_{об}$$

Параметры нагрузки в заданном режиме

$$R_H = \frac{U_{\phi}}{I_c} \cdot \cos \varphi;$$

$$X_H = \frac{U_{\phi}}{I_c} \cdot \sin \varphi.$$

Требуемая ЭДС холостого хода при такой нагрузке

$$E_{0г} = \frac{I_c \cdot (X_{qH} \cdot X_{dH} + R_{adH}^2)}{\sqrt{X_{qH}^2 + R_{adH}^2}},$$

где  $X_{qH} = X_q + X_H$ ;

$$X_{dH} = X_d + X_H;$$

$$R_{adH} = R_{ad} + R_H;$$

$$X_q = X_{aq} + X_{сЯ};$$

$$X_{aq} = \frac{4 \cdot m \cdot f}{\pi \cdot p} \cdot (W_{\phi} \cdot k_{об})^2 \cdot \lambda_{aq};$$

$$X_d = X_{ad} + X_{ся};$$

$$X_{ad} = \frac{4 \cdot m \cdot f}{\pi \cdot p} \cdot (W_{\phi} \cdot k_{об})^2 \cdot \lambda_{ad};$$

$X_{ся}$  - индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря.

Если  $E_{0г} \neq E_{0д}$ , то необходимо скорректировать объем магнита и повторить расчет.

Для расчета внешней характеристики используем рабочую диаграмму магнита (рис.1). В режиме холостого хода (точка  $O$  на прямой 3)  $I_{г} = 0$ , МДС продольной составляющей реакции якоря  $F_{ad} = 0$  и напряжение генератора  $U = E_{0д}$ .

При увеличении тока нагрузки рабочая точка смещается из положения  $O$  по линии 3 влево-вниз. Задаемся несколькими рабочими точками (1, 2, 3 и т.д.) на линии 3 и определим соответствующие этим режимам значения тока и напряжения генератора. Точке 1 соответствует значение потока в воздушном зазоре  $\Phi_{\sigma 1}$  и некоторое значение МДС магнита  $F_1$ , расходуемой на проведение потока  $\Phi_{\sigma 1}$  по внешней магнитной цепи генератора и на преодоление продольной составляющей реакции якоря  $F_{ad}$ . По прямой 4  $\Phi_{\delta 0} = f(F)$  потоку  $\Phi_{\sigma 1}$  соответствует необходимая МДС внешней магнитной цепи  $F_{в1}$ . Тогда продольная составляющая реакции якоря в режиме точки 1

$$F_{ad} = F_1 - F_{в1}.$$

ЭДС нагруженного генератора в точке 1

$$E_N = 4,44 \cdot \Phi_{\delta 1} \cdot f \cdot W_{\phi} \cdot k_{об}.$$

Угол  $\psi$  между ЭДС и током можно определить аналитически по известным параметрам генератора:

$$\psi = \arctg \left[ \frac{\operatorname{tg} \varphi \cdot (1 + g)}{2} + \sqrt{\frac{\operatorname{tg}^2 \varphi \cdot (1 + g)^2}{4} + g} \right],$$

$$\text{где } g = \frac{X_q - R_a \cdot \operatorname{tg} \varphi}{s \cdot \frac{E_H}{F_{ad}} - X_{\sigma} + R_a \cdot \operatorname{tg} \varphi};$$

$s$  - для генераторов с сосредоточенными обмотками определяется из выражения [2]

$$s = \frac{4}{\pi} \cdot 2 \cdot \sqrt{2} \cdot W_{к} \cdot k_{ад}.$$

Ток генератора для точки 1

$$I = \frac{F_{ad}}{s \cdot \sin \psi}.$$

Фазное напряжение для точки 1

$$U = \frac{E_H - I \cdot (X_d \cdot \sin \psi + R_a \cdot \cos \psi)}{\cos(\psi - \varphi)}.$$

Повторяя расчет для точек 2, 3 и т.д. получим совокупность значений тока нагрузки генератора и соответствующие им значения фазного напряжения.

В режиме короткого замыкания положение точки  $K$  на кривой размагничивания (линия 1) определим, проведя прямую 5 под углом  $\alpha_k$ . Величину магнитного потока в режиме короткого замыкания определим исходя из точки  $K$  на линии 3. МДС  $F_{ad}$  при коротком замыкании равна  $F_k$ . Угол  $\psi$  при коротком замыкании определим из выражения

$$\psi_k = \arctg \frac{X_q}{R_a}.$$

Зная  $F_{ad} = F_k$ ,  $\psi_k$  и  $s$  можно определить ток короткого замыкания генератора.

В АО "СКБ Укрэлектромаш" спроектирован и изготовлен по заказу завода ХТЗ опытная партия автотракторных генераторов с комбинированным возбуждением мощностью 1 кВт, напряжением 14...28 В, частотой вращения 4500±500 об/мин с током нагрузки 72...36 А. Постоянные магниты крепятся на клею в пазах ротора с последующей заливкой ротора алюминием.

В настоящее время по разработанным методикам проектируется генератор мощностью 1,5 кВт, напряжением 14...28 В, частотой вращения 5000±500 об/мин.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Петренко А.Н. и др. Анализ конструктивных исполнений автотракторных генераторов // Вестник НТУ ХПИ, №17, 2001.
- [2] Петренко А.Н. Методика расчета геометрии и параметров активной зоны одноименнополюсных индукторных автотракторных генераторов // Вестник НТУ ХПИ, №5, 2005.

Поступила 20.09.2005

## ВЛИЯНИЕ КОНФИГУРАЦИИ ЗУБЦОВОЙ ЗОНЫ СТАТОРА НА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ И РАДИАЛЬНЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ СИЛЫ ВЕНТИЛЬНО-РЕАКТИВНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Рымша В.В., д.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. Дальническая, 23  
тел.(048) 738-58-55, E-mail: rimsha@omsp.od.ua, pro@omsp.od.ua

Радимов И.Н., к.т.н., доц.

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

Чан Тхи Тху Хыонг

Одесский национальный политехнический университет  
Украина, 65044, Одесса, пр. Шевченко, 1, ИЭЭ, кафедра электрических машин

*Наведено результати порівняльного аналізу електромагнітного моменту та радіальних електромагнітних сил для чотирифазного вентильно-реактивного двигуна (ВРД) з числом полюсів 16/12 при різноманітних варіантах конфігурації зубцевого шару статора. Показано, що вибір форми зубця статора є багатокритеріальна задачею, вирішення якою необхідно здійснювати з урахуванням специфіки навантаження електроприводу з ВРД.*

*Представлены результаты сопоставительного анализа электромагнитного момента и радиальных электромагнитных сил для четырехфазного вентильно-реактивного двигателя (ВРД) с числом полюсов 16/12 при различных вариантах конфигурации зубцовой зоны статора. Показано, что выбор формы зубца статора является многокритериальной задачей, решение которой необходимо осуществлять с учетом специфики нагрузки электропривода с ВРД.*

В [1] проказано, что конфигурация зубца статора оказывает существенное влияние на форму зависимости электромагнитного момента (ЭММ) от положения ротора вентильно-реактивного двигателя (ВРД). Исследования проводились при неизменной МДС обмотки статора ВРД с соотношением чисел полюсов статор/ротор=16/12 для пускового режима или режима перегрузки, характеризующихся глубоким насыщением магнитной системы двигателя. В результате исследований сделан вывод о том, что наименьшая величина пульсаций ЭММ обеспечивается при выполнении статора с трапециевидной формой зубца.

В то же время следует отметить, что такая форма зубца статора ухудшает технологию обмоточных работ, уменьшает объем межполюсного пространства и, следовательно, заполнение паза медью, что, в конечном итоге, приводит к снижению полезной мощности ВРД. Кроме этого, представляет практический интерес оценить влияние формы зубца статора на величину радиальных электромагнитных сил (ЭМС) при эксцентриситете ротора.

Исходя из того, что во многих приложениях определяющим является не величина пульсаций ЭММ в пусковых режимах (например, при вентиляторной нагрузке электропривода), а средний ЭММ  $M_{cp}$  за период коммутации, была поставлена задача сравнить рабочие свойства ВРД, а именно:  $M_{cp}$ , коэффициента пульсаций  $K_{пульс.}$ , а также величины радиальных

электромагнитных сил (ЭМС), возникающих при эксцентриситете ротора, для следующих трех вариантов исполнения зубцов статора (рис. 1):

вариант 1 - трапециевидный зубец с углом наклона стенок  $5^\circ$  (рис. 1, а);

вариант 2 - трапециевидный зубец с углом наклона стенок  $2,5^\circ$  (рис. 1, б);

вариант 3 - зубец с параллельными стенками (рис. 1, в).

Сравнительный анализ проводился при неизменных для всех вариантов геометрических размерах активной части ВРД (см. таблицу).

Таблица

Геометрические размеры ВРД	
Наименование	Значение
Внешний диаметр статора, мм	130
Диаметр ротора, мм	80
Активная длина, мм	80
Воздушный зазор, мм	0,25
Коэффициент полюсного перекрытия статора	0,5
Коэффициент полюсного перекрытия ротора	0,42

Расчетные исследования проводились с использованием полевых математических моделей [2]. Электромагнитный момент и радиальные ЭМС определялись методом "eggshell" [3].



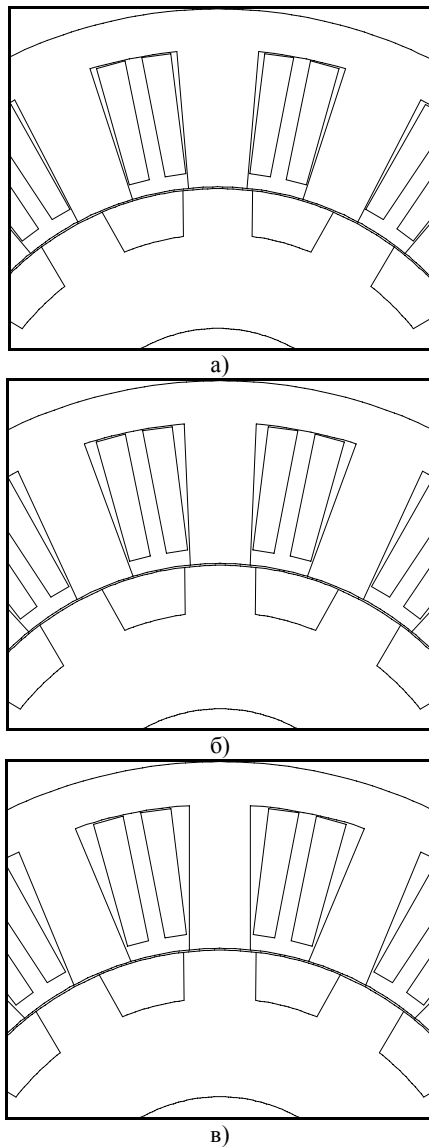


Рис. 1. Варианты исполнения зубца статора ВРД 16/12

На рис. 2 представлены зависимости ЭММ  $M$  в функции механического угла поворота ротора  $\Theta$ . Данные зависимости приведены для рассмотренных выше исполнений зубца при двух значениях МДС обмотки статора: 350 А и 700 А. Величина МДС 350 А соответствует режиму работы двигателя, близкому к номинальному. Из рис. 2 видно, что в этом случае зависимости  $M = f(\Theta)$  практически совпадают. В случае удвоенной МДС эти зависимости также совпадают в момент включения транзисторов ( $\Theta = 11,25^\circ$ ) и заметно отличаются друг от друга в момент их выключения ( $\Theta = 3,75^\circ$ ).

Данные рис. 3, отражающие изменение  $M_{cp}$  в зависимости от плотности тока  $J$  в обмотке статора, получены с учетом увеличения площади окна и, соответственно, МДС фазы при последовательном переходе от варианта 1 зубца статора к варианту 3.

Например, при  $J = 10 \text{ А/мм}^2$  МДС фазы для варианта 1 равна 678 А, а для варианта 3 – 786 А.

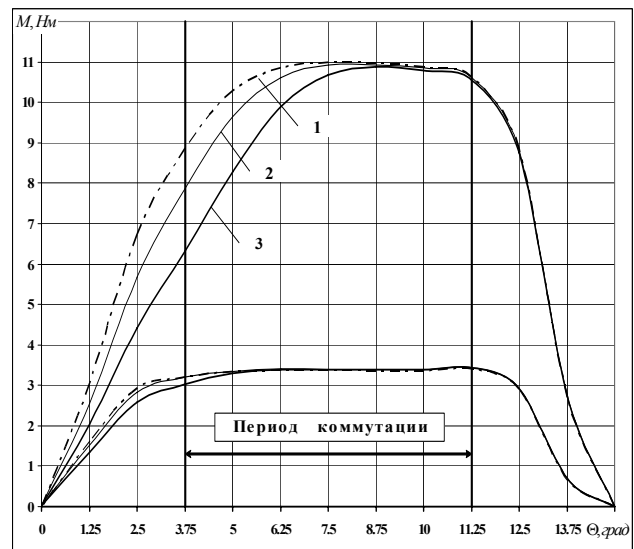


Рис. 2. Зависимости  $M = f(\Theta)$  для номинального тока и режима двукратной перегрузки по току

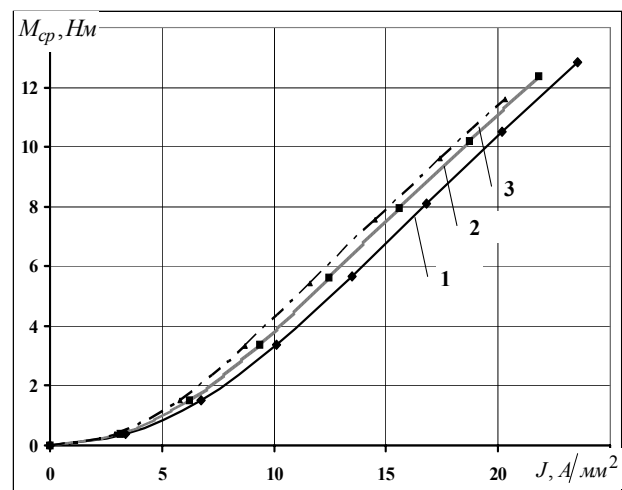


Рис. 3. Зависимости  $M_{cp} = f(J)$

Из представленных на рис. 3 зависимостей следует, что при заданной плотности тока большая величина  $M_{cp}$  обеспечивается при выполнении зубца статора с параллельными стенками (вариант 3).

Для этих же значений  $J$  выполнены расчеты  $K_{пульс.}$ , определяемого по формуле:

$$K_{пульс.} = \frac{M_{max} - M_{min}}{2 \cdot M_{cp}},$$

где  $M_{max}$  и  $M_{min}$  - максимальный и минимальный моменты на периоде коммутации. Результаты представлены на рис. 4, откуда видно, что при малом уровне насыщения магнитной цепи ВРД  $K_{пульс.}$  мало отличается для разных вариантов исполнения зубца статора и находится в пределах 5%. С ростом электромагнитных нагрузок пульсации ЭММ резко возрастают, в особенности для варианта зубца с параллельными стенками.

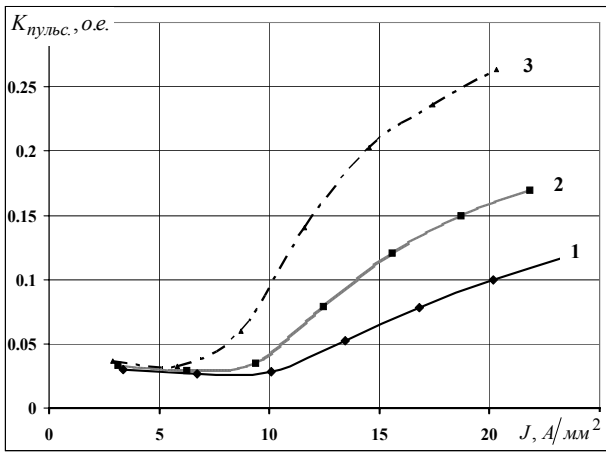


Рис. 4. Зависимости  $K_{\text{пульс}} = f(J)$

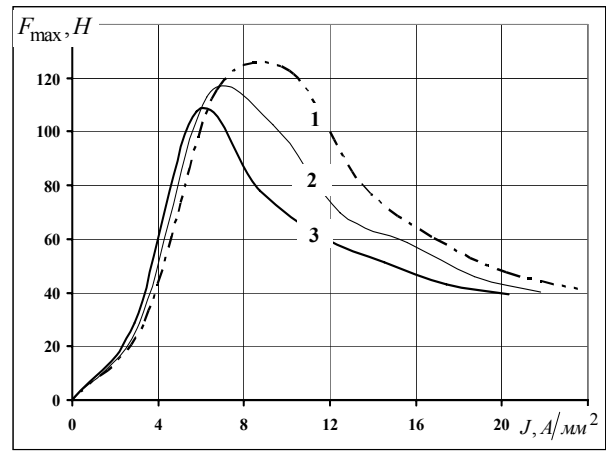
Представленные выше расчетные исследования проводились для идеального исполнения ВРД, в котором воздушный зазор выполнен полностью симметричным. На практике же наблюдается отклонение зазора от симметричного, вызванное как технологическими, так и иными причинами. Радиальный эксцентриситет воздушного зазора приводит к небалансу радиальных ЭМС, действующих на ротор ВРД. В результате этого возникает некомпенсированная сила одностороннего магнитного притяжения, увеличивающая нагрузку на механические части двигателя.

Радиальные ЭМС исследовались для трех вариантов исполнения зубца статора при смещении ротора от оси вращения на величину  $\Delta\delta$ . В качестве примера на рис. 5 представлены результаты расчетов максимальных значений небалансных радиальных сил  $F_{\text{max}}$ , имеющих место при согласованном положении полюсов ротора и возбуждаемых полюсов статора, в зависимости от плотности тока  $J$  при эксцентриситете  $\Delta\delta = 0,1 \cdot \delta$  (рис. 5, а),  $\Delta\delta = 0,3 \cdot \delta$  (рис. 5, б),  $\Delta\delta = 0,5 \cdot \delta$  (рис. 5, в), где  $\delta = 0,25$  мм - воздушный зазор при отсутствии эксцентриситета.

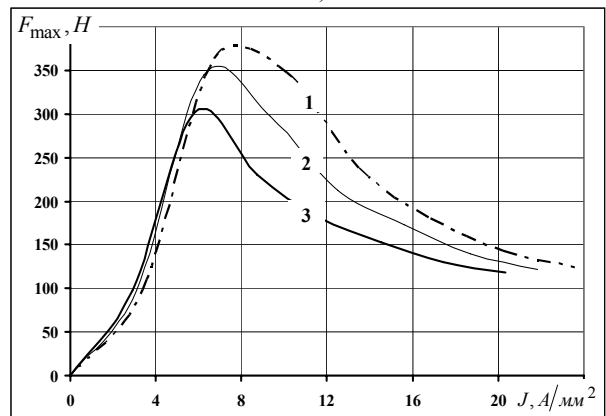
Из рис. 5 видно, что наибольшее значение небалансной силы наблюдается при выполнении зубца статора трапецевидным, с углом наклона стенок, равным  $5^\circ$ , а наименьшее – при выполнении зубца с параллельными стенками.

#### ВЫВОДЫ

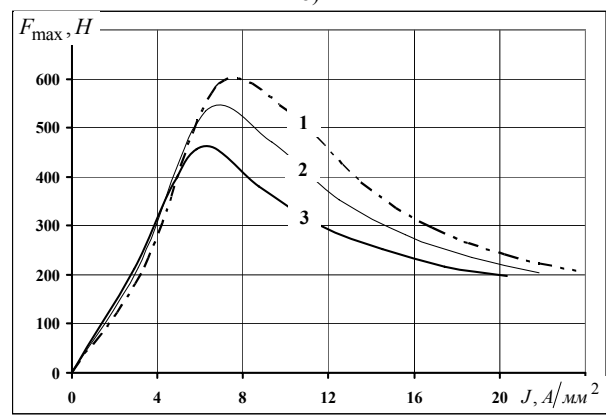
1. Выполнение зубца статора ВРД трапецевидной формы позволяет существенно снизить величину пульсаций ЭММ ВРД в режиме перегрузки.
2. При выполнении зубца статора с параллельными стенками обеспечивается наибольшее значение среднего ЭММ.
3. Наибольший небаланс ЭМС, вызываемый эксцентриситетом ротора, имеет место при трапецевидной форме зубца статора ВРД.
4. Выбор конфигурации зубцовой зоны статора двигателя является многокритериальной задачей, при решении которой необходимо учитывать особенности нагрузки электропривода с ВРД.



а)



б)



в)

Рис. 5. Зависимости  $F_{\text{max}} = f(J)$  при  $\Delta\delta = \text{var}$

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Рымша В.В., Радимов И.Н., Малеваный О.Е. Анализ конфигурации зубцовой зоны вентильно-индукторного двигателя // Вісник Східноукраїнського національного університету. – 2003. – № 4 (62). – С. 76-82.
- [2] Радимов И.Н., Рымша В.В., Малеваный О.Е. Моделирование режимов работы вентильного индукторного двигателя // Електротехніка і електромеханіка. – 2002. – № 2. – С. 60-64.
- [3] Рымша В.В., Радимов И.Н., Порайко А.С. Расчет статического электромагнитного момента вентильно-реактивного двигателя модифицированным методом натяжений // Електромашинобудування та електрообладнання. – 2003. – Вип. 60. – С. 35-38.

Поступила 29.08.2005

## К ВОПРОСУ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ДИАГНОСТИКИ НЕИСПРАВНОСТЕЙ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Федоров М.М., д.т.н., проф.

Донецкий национальный технический университет

Украина, 83089, Донецк, Артема 58, ДонНТУ, кафедра "Электротехники и ТОЭ"

тел. (062) 305-23-581

Ткаченко А.А.

Донбасская государственная машиностроительная академия

Украина, Краматорск, Донецкая обл., ул. Шкадинова, 48, кафедра "Электромеханические основы автоматизации"

тел. (06264) 1-68-93

*Наведено аналіз несправностей асинхронних електродвигунів. Розглянуто причини виникнення та характер розвитку типових відмов. Наведений аналіз існуючих методів будовання систем діагностики. Запропонована структура системи контролю технічного стану асинхронних двигунів, яка використовує інформацію про миттєві значення струмів та напруг статора.*

*Представлен анализ отказов асинхронных электродвигателей. Рассмотрены причины возникновения и характер развития неисправностей. Приведен анализ существующих подходов к построению систем диагностики. Предложена структура системы контроля текущего состояния асинхронных электродвигателей, использующая данные о мгновенных значениях токов и напряжений статора.*

### ВВЕДЕНИЕ

Асинхронные электродвигатели (АД) являются распространенным типом электрических машин. Доля асинхронных приводов составляет около 95%. Отказ АД может привести к остановке ответственного механизма. В этой связи надежность эксплуатации АД является фактором безаварийной работы различных технологических процессов. Одним из путей сокращения внеплановых простоев и повышения надежности оборудования является диагностика, контроль и прогнозирование наиболее часто встречаемых неисправностей АД в процессе эксплуатации. Известно, что наибольшую долю отказов асинхронных электродвигателей составляют неисправности обмоток статора (витковые замыкания, обрывы проводников и т. д.) [1, 2]. Исследование причин возникновения неисправностей, их проявлений и влияния на характер электромагнитных и тепловых процессов является важным этапом в построении систем диагностики.

### АНАЛИЗ НЕИСПРАВНОСТЕЙ СТАТОРНЫХ ОБМОТОК АД

Отказы обмоток могут быть вызваны разрушением их изоляции, разрывом проводников, и другими неисправностями, вызванными рядом причин (воздействием тепла, вибраций и т.д.).

Одним из факторов износа и последующего разрушения изоляционных материалов является продолжительное действие повышенных температур. Изоляция сохраняет свои свойства в течение номинального срока службы  $D_n$  при максимально допустимой температуре  $\theta_{доп}$  [1]. Источниками тепла являются потери в меди, активной стали и дополнительные потери. Величину потерь в обмотках можно определить по величине токовой нагрузки ( $\beta_I = I/I_N$  - коэффициент нагрузки по току). Повышенная температура изоляции вызывает сокращение срока ее службы. В качест-

ве примера на рис. 1 показаны зависимости превышения установившейся температуры и сокращения срока службы лобовой части обмотки статора от коэффициента нагрузки в относительных единицах.

На графиках видно, что незначительное превышение температурой допустимого значения вызывает заметное сокращение срока службы. При режиме короткого замыкания (КЗ)  $\beta_I = 7 \div 8$ , время работы сокращается до минут и менее.

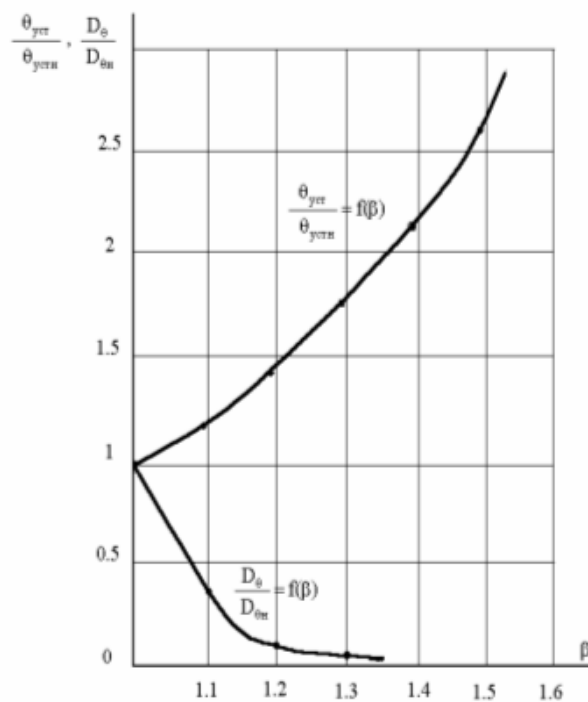


Рис. 1. Зависимости  $\theta_{устб}/\theta_{доп} = f_1(\beta)$  и  $D_\theta/D_{\theta_n} = f_2(\beta)$  лобовой части обмотки статора МТН 312-6

Помимо величины температуры, большое значение имеют также скорость ее нарастания (градиент). Быстрый рост температуры вызывает неравномерное тепловое расширение материалов, что может вызвать выход из строя обмотки при температурах, меньших максимально допустимой.

Таким образом, контроль тепловых перегрузок, их градиентов и времени действия является важной задачей системы диагностики.

Помимо равномерного перегрева по фазам статора могут иметь место перегрузки по отдельным фазам по причине несимметрий различного рода.

Несимметрично питающее напряжение может вызвать токовые перегрузки и перегрев отдельных фаз. ГОСТ 13109-97 устанавливает, что длительно допустимые значения коэффициента несимметрии не должны превышать 2%, предельно допустимые 4%. На практике несимметрия часто превышает нормированные значения, что негативно сказывается на работе электродвигателей. Так при коэффициенте несимметрии источника питания в 20% срок службы обмоток составляет 3,5 часа [4], что говорит о недопустимости работы двигателя в данных условиях.

Особо отрицательное влияние несимметрии оказывает в динамических режимах. Так вследствие тяжелых пусков имеет место увеличение длительности тепловых перегрузок. Поэтому важно контролировать не только величину, но и длительность токовых перегрузок. Следовательно, контроль несимметрии, особенно в динамических режимах, имеет большое значение.

Несимметричный режим имеет место и при различного рода неисправностях (обрыве фазы, обрыве параллельных ветвей, межвитковых замыканиях и т. п.). Причинами могут быть: вибрации, особенно при плохой увязке и пропитке обмоток, пробой изоляции в результате механического повреждения и пр.

При обрыве фазы и нагрузке порядка 75% токи двигателя могут не превышать номинальных, однако после остановки и повторного включения возникает режим КЗ с последующим выходом АД из строя.

Обрыв одной из параллельно соединенных ветвей приводит к несимметрии, которая при пониженной (порядка 90%) нагрузке не оказывает отрицательного влияния, однако пуск затяжной, с повышенными токами, которые могут вызвать выход из строя электродвигателя. В качестве примера в табл. 1 для двигателя АО 262, имеющего по 2 параллельные ветви в каждой фазе показаны относительные фазные токи и их начальные фазы  $\psi$  при обрыве одной ветви в фазе А [5].

Таблица 1  
Относительные фазные токи и их начальные фазы при обрыве параллельной ветви

$\beta_{IA}$	$\psi_A$	$\beta_{IB}$	$\psi_B$	$\beta_{IC}$	$\psi_C$
0.85	$0^0$	1.07	$-109^0$	1.07	$109^0$

Из табл. 1, следует, что имеет место перераспределение токов, при этом при пониженной нагрузке их значения могут не превышать  $I_n$ , однако фиксируя сдвиг по фазе, можно обнаружить неисправность.

Более сложной задачей является диагностика межвитковых замыканий. Причинами возникновения неисправности могут быть: разрушение изоляции по приведенным выше причинам, обрыв проводника и др. Наличие зарождающихся витковых замыканий незначительно отражается на величине и фазе токов статора. Однако повышенные токи в короткозамкнутых витках вызывают местный нагрев и ускоренный износ изоляционных материалов безотказной работы. Существуют различные методы обнаружения межвитковых замыканий, среди них перспективный - анализ гармонического состава токов статора.

Вопросам диагностики состояния электродвигателей посвящено значительное количество отечественных и зарубежных исследований. Используется множество подходов: анализ вибраций, поля, энергобаланса, токов, напряжений статора и др.

Диагностические системы, основанные на контроле виброакустических сигналов разрабатываются АО ВАСТ, Россия, С.-Пб. и рядом зарубежных фирм. Вибрации сопровождают работу любого механизма и могут быть вызваны различными причинами: несбалансированностью вращающихся частей, дефектами подшипников, дефектами магнитных цепей и т.д. Устройства, построенные на контроле характерных составляющих вибрационного сигнала эффективно справляются с обнаружением механических неисправностей, выявить которые затруднительно другими методами, однако обнаружение зарождающихся витковых замыканий по-видимому затруднено ввиду малой интенсивности вибраций, ими вызванных, датчики вибраций являются дорогостоящими и легко повреждаемыми

Системы диагностики неисправностей на основе анализа распределения поля обладают высокой информативностью и ценны в лабораторных условиях, однако их практическое использование ограничено в виду сложности измерения поля.

Перспективным является метод энергодиагностики, основанный на анализе уравнений энергобаланса мгновенных мощностей во всех элементах конструкции электродвигателя [6]. В настоящее время данный подход нуждается в дальнейшей теоретической разработке.

Информативным подходом к диагностике электродвигателей является использование показателей, связанных с мгновенными значениями токов статора. Для отстройки от помех, получаемых от источника питания часто фиксируются также фазные напряжения. В основе метода лежит положение, что любое изменение в работе АД отражается на величине, симметрии или гармоническом составе токов статора. Таким образом, анализируя изменения в мгновенных значениях токов возможно определить наличие, в частности, витковых замыканий, и степень их развития [7].

Перечисленные системы диагностики не обеспечивают полный контроль неисправностей, поэтому имеется необходимость их совершенствования.

## СТРУКТУРА СИСТЕМЫ ДИАГНОСТИКИ АД

Входными сигналами являются: величины, симметрия и гармонический состав токов статора. Необходимо также контролировать питающие напряжения, поскольку их искажение может вызвать проявления, схожие с проявлениями неисправностей. Важное значение имеет контроль температуры обмоток. Поскольку измерение температур прямыми измерениями на практике не всегда удобно, следует оценивать ее методами моделирования, в том числе необходимо разработать методику расчета местных нагрева в условиях наличия неисправности.

Упрощенная структура системы диагностики АД с использованием микропроцессорного комплекса приведена на рис. 2. Сбор данных о фазных токах и напряжениях, осуществляет измерительный комплекс.

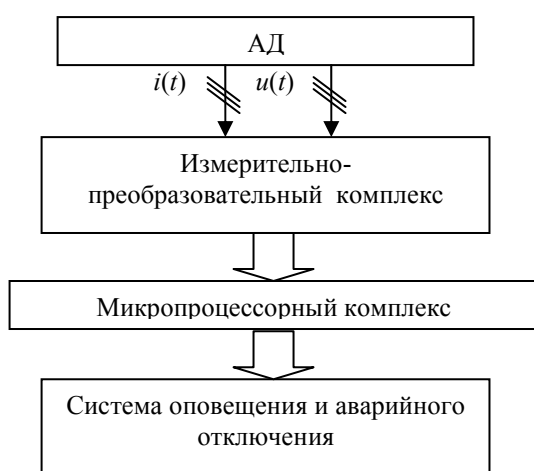


Рис. 2. Структура системы диагностики АД

Измерительно-преобразовательный комплекс осуществляет преобразование сигналов с датчиков в дискретный вид. В микропроцессорном комплексе реализован алгоритм выявления: несимметрии и гармонического состава питающих напряжений, величины, несимметрии и гармонического состава токов. На основании полученных данных, исходя из рассмотренных выше проявлений неисправностей и серьезных аномальных режимов выносится решение о допустимости дальнейшей работы, наличия неисправности, определения степени ее развития и прогнозирования ожидаемого срока безотказной работы.

Информация о текущем состоянии электродвигателя сообщается оператору с помощью системы оповещения. В случае необходимости происходит отключение двигателя.

## ВЫВОДЫ

Оснащение электродвигателей системами диагностики, прогнозирования и раннего обнаружения неисправностей позволяет удешевить их ремонт и эксплуатацию. Предлагаемая система диагностики позволит в большем объеме осуществить контроль, прогнозирование и диагностику неисправностей.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Гольдберг О.Д., Абдуллаев И.М., Алиев А.Н. Автоматизация контроля параметров и диагностика асинхронных двигателей. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 160 с.
- [2] Comprehensive Predictive Maintenance of Electrical Motors in Indian Nuclear Power Plants V.G. Manohar, Prabhat Kumar, An International Journal of Nuclear Power - Vol. 17 No. 1-3 (2003).
- [3] Котеленец Н.Ф., Кузнецов Н.Л. Испытания и надежность электрических машин: Учебное пособие для вузов по специальности "Электромеханика". – М. Высшая школа., 1988. – 232 с.
- [4] О пожарной опасности асинхронных электродвигателей, эксплуатирующихся на промышленных предприятиях. Шевченко О.А., Якимишина В.В., Пинчук О.Г. / Наукові праці ДонНТУ – Електротехніка і енергетика – Випуск 67 – 2003.
- [5] Тепловое состояние электродвигателей переменного тока при обрывах параллельных ветвей статорных обмоток / Наукові праці ДонНТУ – Електротехніка і енергетика – Випуск 17 – 2000.
- [6] Организация измерений в исследованиях электромеханических систем методом энергодиагностики. Родкин Д.И., Барвинок Д.В., Хараджян А.А., Бялобржеский А.В., Величко Т.В. - Труды КГПИ "Проблемы создания новых машин и технологий" 2001 год, сборник 2(11).
- [7] Diagnosis of Stator Winding Inter-Turn Shorts in Induction Motors Fed by PWM-Inverter Drive Systems Using a Time-Series Data Mining Technique ChiaChou Yeh, Student Member, IEEE, Richard J. Povinelli, Senior Member, IEEE, Behrooz Mirafzal, Student Member, IEEE, and Nabeel A. O. Demerdash, Fellow, IEEE / 2004 International Conference on Power System Technology - POWERCON 2004 Singapore, 21-24 November 2004.

Поступила 29.09.2005

## МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ КОЛИВНИХ ПРОЦЕСІВ БАГАТОМАСОВОЇ СИСТЕМИ З АСИНХРОННИМ ПРИВОДОМ

Чабан А., к.т.н.

Національний університет "Львівська політехніка", каф. теоретичної та загальної електротехніки, Україна, 79013, вул. Ст. Бандери, 12

*Запропоновано метод аналізу коливних процесів багатомасової системи асинхронного електроприводу у фазних координатах. Також показано новий підхід до формування математичної моделі крутильних коливаний системи з глибокопазним приводним асинхронним двигателем. Диференціальні рівняння моделі представлені в нормальній формі Коші. Результати комп'ютерної симуляції використовуються для аналізу кутової швидкості обертання асинхронної машини та пружних моментів, які виникають у муфтових з'єднаннях валопроводів електроприводу.*

*Предложен метод анализа колебательных процессов многомассовой системы асинхронного электропривода в фазных координатах. Также предложен иной подход к формированию математической модели крутящихся колебаний системы с глубокопазным приводным асинхронным двигателем. Дифференциальные уравнения модели представлены в нормальной форме Коши. Результаты расчета на ЭВМ использовались для анализа угловой скорости машины и упругих моментов, возникающих в муфтовых соединениях валопроводов электропривода.*

### ВСТУП

Аналіз математичних моделей електроприводів є чи не одна з найосновніших проблем електромеханіки. Цілком зрозуміло, що описати такі моделі можливо лише поєднанням електричної та механічної частини системи. У цій роботі розглядаються крутильні коливні процеси в асинхронному електроприводі багатомасової системи, де окремі ланки зв'язані між собою через пружну муфту. Математична модель асинхронного електропривода представлена рівняннями електромагнітних кіл для статора й ротора, і рівняннями електромагнітного поля для стрижнів білячої клітки ротора мотора, а також рівняннями руху, представлені на основі фундаментальних законів аналітичної механіки. Модель представлена у фазній системі координат, що дає змогу повноцінно розглядати крутильні коливні процеси багатомасової системи.

Для доведення актуальності проблеми розглянемо простий приклад. В електромашинних системах досить часто обриваються болти та шпильки муфтових з'єднань. Причому ці болти розраховані на багаторазне навантаження. А причина досить проста. Попадають у резонанс власні частоти багатомасових систем та збурювальні частоти напруги живлення мотора. У результаті виникають досить великі пружні моменти, які саме й спричиняють ці процеси. Зрозуміло, що розрахунок пружних моментів є невід'ємною частиною аналізу моделей електроприводів.

### МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СИСТЕМИ

Як було сказано вище, математична модель системи складається з глибокопазного асинхронного мотора, який через пружну муфту з'єднаний з активним моментом навантаження. Момент інерції навантаження заданий та незмінний, а також задані коефіцієнти дисипації теплової енергії. Коефіцієнти пружності визначаються, у залежності від жорсткості муфти. Математичну модель глибокопазного мотора представимо так [2]:

$$\frac{d\Psi_S}{dt} = u_S - R_S \cdot i_S, \quad \frac{d\Psi_R}{dt} = u_R - R_{RL} \cdot i_R; \quad (1)$$

$$\Psi_S = \alpha_S^{-1} i_S + \Psi_S, \quad \Psi_R = \alpha_{RL}^{-1} i_R + \Psi_R, \quad (2)$$

де  $S$  і  $R$  – індекси приналежності до статора й ротора, відповідно;  $\Psi_S, \Psi_R$  – вектор-стовпці повних потокозчеплень статора й ротора, відповідно;  $R_S, R_{RL}$  – матриця опорів обмоток статора й опорів лобових частин фаз ротора, відповідно;  $i_S, i_R$  – вектор-стовпці струмів фаз статора й ротора, відповідно;  $u_S$  – вектор-стовпець фазних напруг статора;  $u_R$  – вектор-стовпець напруг на стрижнях білячої клітки обмотки ротора;  $\Psi_S, \Psi_R$  – вектор-стовпці основних (робочих) потокозчеплень статора й ротора, відповідно;  $\alpha_S, \alpha_{RL}$  – матриця обернених індуктивностей розсіювання обмоток фаз статора й лобових частин обмоток фаз ротора, відповідно.

Запишемо вираз для обчислення модуля просторового вектора струму намагнічування мотора [2]:

$$i_m = 2\sqrt{(i_A^2 + i_A \cdot i_B + i_B^2)}/3, \quad i_m = \tau \cdot \psi_m \quad (3)$$

$$\tau = \left( \frac{\psi_m(i_m)}{i_m} \right)^{-1}, \quad \rho = \left( \frac{\partial \psi_m(i_m)}{\partial i_m} \right)^{-1} = \tau^\rho \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} i_A & i_B \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{SA} & i_{SB} \end{bmatrix}^T + \Pi \begin{bmatrix} i_{RA} & i_{RB} \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

де  $A$  і  $B$  – індекси фаз живлення мотора;  $\psi_m(i_m)$  – основне потокозчеплення машини;  $\tau, \rho$  – статична та диференціальна основні обернені індуктивності машини.

$$\Psi_S = \Psi = \Pi \Psi_R, \quad \Psi_R = \Pi^{-1} \Psi_S, \quad \Psi = \tau(i_S + \Pi i_R), \quad (6)$$

де  $\Psi$  – вектор-стовпець основних потокозчеплень машини.

$$\Pi = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sin(\gamma + 2\pi/3) & -\sin \gamma \\ \sin \gamma & -\sin(\gamma - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\Pi^{-1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} -\sin(\gamma - 2\pi/3) & \sin \gamma \\ -\sin \gamma & \sin(\gamma + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

де  $\gamma$  – електричний кут повороту ротора мотора.

Запишемо  $A$  – модель асинхронної машини з урахуванням скін-ефекту в стрижнях ротора [2]:

$$\frac{di_S}{dt} = A_S(u_S - R_S i_S) + A_{SR} \Pi(-u_R - \Omega \cdot \Psi_R - R_{RL} i_R),$$

$$\frac{di_R}{dt} = \Pi^{-1} A_{RS}(u_S - R_S i_S) + \Pi^{-1} A_R \Pi(-u_R - \Omega \Psi_R - R_{RL} i_R) + \Omega i_R, \quad (8)$$

$$\text{де } \Omega = \Pi \frac{d\Pi^{-1}}{dt} = -\Pi^{-1} \frac{d\Pi}{dt} = \frac{\omega}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ -2 & -1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$\omega$  – електрична кутова швидкість обертання ротора мотора,

$$A_S = \alpha_S(1 - \alpha_S G), \quad A_{SR} = A_{RS} = \alpha_S \alpha_{RL} G, \quad A_R = \alpha_{RL}(1 - \alpha_{RL} G) \quad (10)$$

$$i = i_S + \Pi i_R, \quad R = 1/(\alpha_S + \alpha_{RL} + \rho), \quad T = 1/(\alpha_S + \alpha_{RL} + \tau) \quad (11)$$

$$G = \begin{bmatrix} T + b_A \cdot i_A & b_B \cdot i_A \\ b_A \cdot i_B & T + b_B \cdot i_B \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\text{де } b = \frac{2}{3} \cdot \frac{R - T}{i_m^2}, \quad b_A = b \cdot (2i_A + i_B), \quad b_B = b \cdot (2i_B + i_A). \quad (13)$$

Напругу на стрижнях ротора  $u_R$  знаходимо з рівнянь Максвелла. Запишемо їх:

$$\text{rot } \vec{H} \equiv \nabla \times \vec{H} = \gamma \vec{E} \quad (14)$$

$$\text{rot } \vec{E} \equiv \nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\frac{1}{v} \cdot \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (15)$$

Для спрощення задачі розглянемо прямокутний паз. Тоді, зорієнтувавши відповідно Декартові координати, задачу можемо звести до одновимірної. Просторову координату  $z$  направимо по глибині паза, координату  $x$  направимо за напрямком протікання струму в стрижнях ротора, а координата  $y$  буде направлена перпендикулярно до стінок паза в напрямку, який утворює правосторонню декартову систему координат. Тоді, урахувавши вищесказане, отримаємо:

$$\vec{H} = \vec{y}_0 H, \quad \vec{E} = \vec{x}_0 E \quad (16)$$

розв'яжемо сумісно (14) і (15) та представимо їх за умови (16) у скалярній формі:

$$\frac{\partial H_A}{\partial t} = \frac{v}{\gamma} \cdot \frac{\partial^2 H_A}{\partial z^2}, \quad \frac{\partial H_B}{\partial t} = \frac{v}{\gamma} \cdot \frac{\partial^2 H_B}{\partial z^2}; \quad (17)$$

$$E = -\frac{k_u k_i}{\gamma} \cdot \frac{\partial H}{\partial z}, \quad v = \frac{1}{\mu}; \quad (18)$$

де  $\mu, \gamma$  – магнітна проникність та питома електрична провідність алюмінію (струмопроводу);  $k_u, k_i$  – коефіцієнти трансформації машини за напругою та струмом, відповідно.

Крайові умови першого роду знаходимо за законом повного струму. Контур інтегрування проходить по поверхні паза, сусідньому зубці ротора, далі проходить по дну паза та через зубець з протилежної сторони паза повертається на поверхню самого паза. Запишемо це:

$$H_A(0) = \frac{i_{RA}}{a}, \quad H_B(0) = \frac{i_{RB}}{a}, \quad H_A(h) = H_B(h) = 0 \quad (19)$$

де  $a$  – ширина паза ротора за координатою  $y$ ;  $h$  – глибина паза за координатою  $z$ .

Дискретизуючи (17) за просторовою координатою  $z$  за методом скінчених різниць, отримаємо:

$$\frac{dH_{Ai}}{dt} = \frac{v}{\gamma(\Delta z)^2} (H_{Ai-1} - 2H_{Ai} + H_{Ai+1}); \quad (20)$$

$$\frac{dH_{Bi}}{dt} = \frac{v}{\gamma(\Delta z)^2} (H_{Bi-1} - 2H_{Bi} + H_{Bi+1}), \quad (21)$$

де  $\Delta z$  – число вузлів просторової сітки дискретизації;  $i = 1, 2, \dots, m-1, \Delta z = h/(m-1)$ .

Для достатньо точного розрахунку  $m \geq 10$ . Тоді на підставі теореми про поверхню паза запишемо[1]:

$$u_R = E(0) \cdot l, \quad (22)$$

де  $E(0)$  – напруженість електричного поля на поверхні паза білячої клітки ротора;  $l$  – довжина паза за координатою  $x$ .

Аналізуючи сказане вище та розв'язуючи сумісно (17) та (22) запишемо дискретні рівняння для знаходження спаду напруги на стрижнях ротора:

$$u_{RA} = \frac{k_u k_i}{2\gamma} l (-3H_{A1} + 4H_{A2} - H_{A3}); \quad (23)$$

$$u_{RB} = \frac{k_u k_i}{2\gamma} l (-3H_{B1} + 4H_{B2} - H_{B3}); \quad (24)$$

Доповнимо систему рівнянь електромагнітного стану рівняннями руху електроприводу, записаними на основі рівнянь Лагранжа другого роду. Причому ротор машини вважався абсолютно жорстким тілом [4]:

$$\frac{d\omega_1}{dt} = \frac{1}{J_1} (M_E - c(\gamma_1 - \gamma_2) - v'(\omega_1 - \omega_2)) \quad (25)$$

$$\frac{d\omega_2}{dt} = \frac{-1}{J_2} (M(\omega) + c(\gamma_1 - \gamma_2) + v'(\omega_2 - \omega_1)) \quad (26)$$

$$\frac{d\gamma_1}{dt} = \omega_1, \quad \frac{d\gamma_2}{dt} = \omega_2 \quad (27)$$

$$M_E = \sqrt{3} p_0 (i_{RA}^{\Pi} i_{SB}^{\Pi} - i_{RB}^{\Pi} i_{SA}^{\Pi}) / \tau, \quad (28)$$

$$\begin{bmatrix} i_{RA}^{\Pi} & i_{RB}^{\Pi} \end{bmatrix}^T = \Pi \begin{bmatrix} i_{RA} & i_{RB} \end{bmatrix}^T \quad (29)$$

де  $\omega = p_0 \cdot \omega_1$ ,  $\gamma = p_0 \cdot \gamma_1$ ;  $p_0$  – число пар магнітних полюсів статора;  $J_1$  – момент інерції ротора мотора;  $J_2$  – момент інерції приводного механізму;  $M(\omega)$  – момент навантаження мотора;  $\omega_1$  – механічна кутова швидкість обертання ротора;  $\omega_2$  – механічна кутова швидкість обертання приводного механізму;  $\gamma_1$  – кут повороту ротора мотора;  $\gamma_2$  – кут повороту приводного механізму;  $c$  – коефіцієнт жорсткості пружних зв'язків;  $v'$  – коефіцієнт дисипації теплової енергії.

Таким чином сумісному інтегруванню підлягає система диференціальних рівнянь (8)–(13), (20)–(29). Причому система диференціальних рівнянь представлена в нормальній формі Коші. На кожному часовому кроці знаходимо напругу ротора за (23), (24) та підставляємо в систему (8)–(13). Рівняння стану є жорсткими, тому інтегрування здійснювались неявними методами [3].

## РЕЗУЛЬТАТИ КОМП'ЮТЕРНОЇ СИМУЛЯЦІЇ

Для дослідження запропоновано реальний електропривод з активним моментом на валу ротора. Тип двигуна А 12-52-8А ( $P_H = 320$  кВт,  $U_H = 6$  кВ,  $I_H = 39$  А,  $\omega_H = 740$  об/хв): та параметри машини:  $R_S = 1,27$  Ом,  $R_{RL} = 0,21$  Ом,  $\alpha_S = 38$  Гн<sup>-1</sup>,  $\alpha_R = 35,7$  Гн,  $p_0 = 4$ ,  $J_1 = 49$  кг·м<sup>2</sup>,  $J_2 = 130$  кг·м<sup>2</sup>,  $M(\omega) = const = 4000$  Нм.  $h = 0,038$  м,  $l = 0,23$  м,  $a = 0,005$  м – розміри паза мотора.

Коефіцієнт жорсткості пружних зв'язків муфтового з'єднання визначається за формулою [1]:

$$\omega_0 = \sqrt{c \cdot \left( \frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2} \right)}, \quad (30)$$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \quad (31)$$

де  $\omega_0$  – колова частота власних механічних коливань системи;  $f_0$  – механічна частота власних коливань системи.

Представимо графіки пружних моментів для різних механічних частот власних коливань системи, тобто для різних коефіцієнтів пружності та дисипації, а також графіки кутової швидкості ротора глибокопазного мотора при цих же частотах системи.

## ВИСНОВКИ

Аналізуючи графіки пружних моментів та кутових швидкостей обертання ротора машини при різних власних частотах коливань системи, приходимо до висновку, що характер протікання коливних процесів у валопроводах електроприводу суттєво залежить від цих частот. Тобто від жорсткості муфти з'єднань (30).

На рис. 1 та рис. 2 відтворено характер коливного процесу в електроприводі при власній частоті системи  $f_0 = 15$  Гц. Як бачимо з рисунків пружні моменти сягають відносно невеликих значень до 12 кНм. Причому як при навантаженій машині, так і при ненавантаженій (до маховика приводного механізму не під'єднувався активний момент) пружні моменти мало відрізнялись за максимальним значенням. Зрозуміло, що картини коливного процесу дещо відрізняється одна від одної. Ці процеси пов'язані з моментом навантаження мотора та часом перехідного процесу пуску мотора.

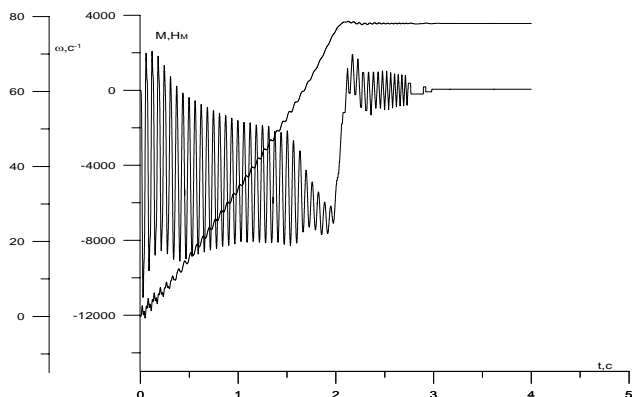


Рис. 1. Кутова швидкість ротора асинхронного мотора та пружний момент у валопроводі електроприводу при власній частоті коливань системи  $f_0 = 15$  Гц. При  $M(\omega) = 0$  Нм

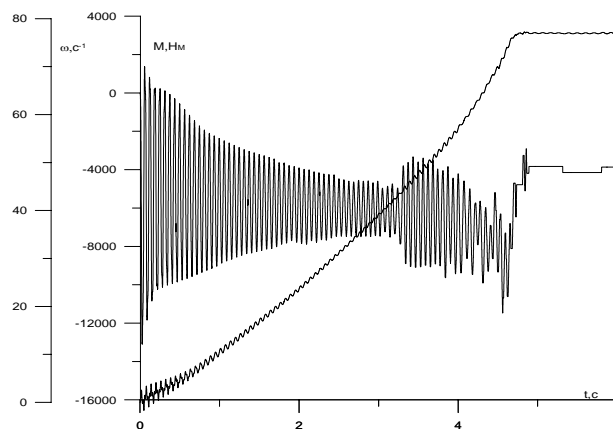


Рис. 2. Кутова швидкість ротора асинхронного мотора та пружний момент у валопроводі електроприводу при власній частоті коливань системи  $f_0 = 15$  Гц. При  $M(\omega) = 4000$  Нм

На рис. 3–5 представлені кутові швидкості ротора мотора та пружні моменти, що виникають у валопроводах електроприводу при частотах близьких до резонансних  $f_0 = 40$  і  $60$  Гц. Як бачимо з рисунків ситуація дещо відрізняється від попередньої. По-перше суттєво зросли пружні моменти (до  $40$  кНм). По-друге змінився характер розгону мотора. По-третє в кривих моментів та розгону мотора виникли додаткові флуктуації під час пуску. Цей процес називається биттям коливань. Явище биття негативно впливає на роботу електроприводу (особливо при частих пусках та самозапущах моторів). Зрозуміло, що при битті різко змінюється пружний момент, і, як наслідок, розхитуються болтові з'єднання пружних муфт. Це приводить до послаблення різбових кріплень, та до зрізування самих болтів та шпильок. Аналізуючи графіки рис. 4 та рис. 5, легко бачити різницю між процесами, що виникають у електроприводі з активним моментом на валу та в ненавантаженому електроприводі. Максимальне значення моменту навантаженого приводу (рис. 5) майже в два рази більше, ніж ненавантаженого (рис. 4). Крім того, після розгону мотора (рис. 5) пружний момент не зразу приймає постійне значення, що приводить до коливання швидкості електроприводу деякий час після пуску приводного мотора. Тобто биття коливань суттєво впливає на роботу як самого мотора так і приводного механізму. Для усунення цього процесу необхідно змінити власну частоту коливань системи (змінити частоту зовнішніх збурень тобто частоту напруги живлення мотора практично неможливо при нерегульованому джерелі живлення). Є два варіанти зміни частоти власних коливань або змінити момент інерції приводного механізму, або замінити з'єднувальну муфту. Найбільш реальний підхід, це замінити муфту (муфту іншої жорсткості). *Зауважимо, що процес биття електромеханічних коливань аналітично досліджено вперше.*

На рис. 6 та рис. 7 відтворено найбільш небезпечний режим роботи електроприводу, навіть можна сказати, аварійний режим роботи приводу. Аналізуючи рисунки приходимо до висновку, що при резонансних частотах  $f_0 = 48,5$  Гц, процеси в електроприводі досить непередбачені. По-перше максимальне значення пружного моменту досягає величезних значень (понад  $200$  кНм). По-друге швидкість при розгоні електроприводу зазнає значних коливань, що негати-



вно впливає як на сам мотор, так і на приводний механізм. Аналізуючи роботу електроприводу під навантаженням та без навантаження, можемо заключити, що в обох випадках ситуація небезпечна для системи.

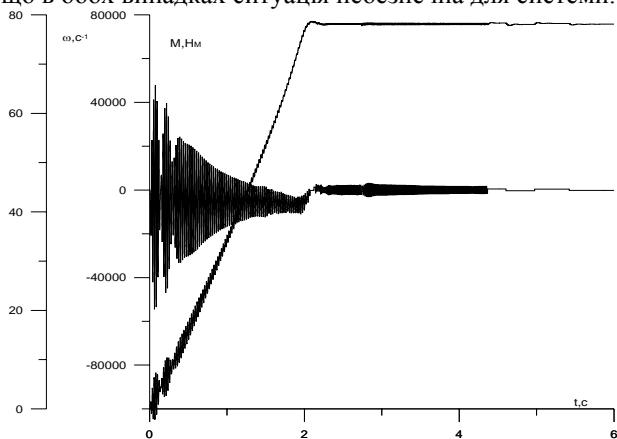


Рис. 3. Кутова швидкість ротора асинхронного мотора та пружний момент у валопроводі електроприводу при власній частоті коливань системи  $f_0 = 40$  Гц. При  $M(\omega) = 0$  Нм

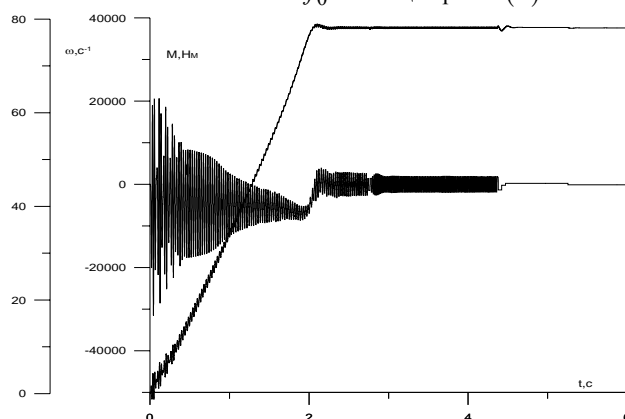


Рис. 4. Кутова швидкість ротора асинхронного мотора та пружний момент у валопроводі електроприводу при власній частоті коливань системи  $f_0 = 60$  Гц. При  $M(\omega) = 0$  Нм

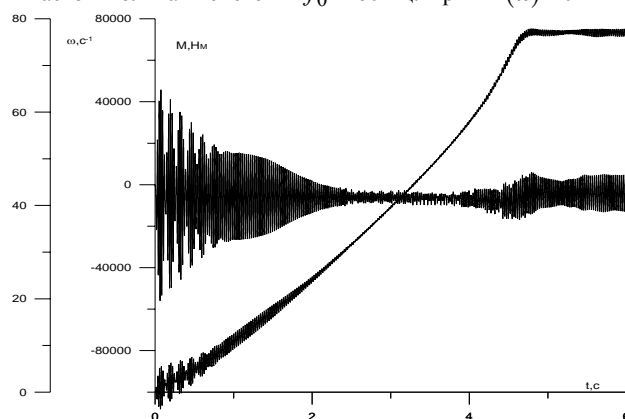


Рис. 5. Кутова швидкість ротора асинхронного мотора та пружний момент у валопроводі електроприводу при власній частоті коливань системи  $f_0 = 60$  Гц. При  $M(\omega) = 4000$  Нм

Тепер постає зрозумілим факт обриву болтових з'єднань пружних муфт, про який згадувалось у вступі. Зауважимо, що проблема крутильних коливань постає досить суттєво в регульованих електроприводах (частотне регулювання швидкості асинхронного й синхронного моторів). При плавній зміні частоти напруги живлення мотора є імовірність попасти в резонансні частоти або близькі до резонансних.

Тому при моделюванні електроприводу необхідно відтворювати практично всі режими роботи приводу на математичній моделі електромеханічного пристрою.

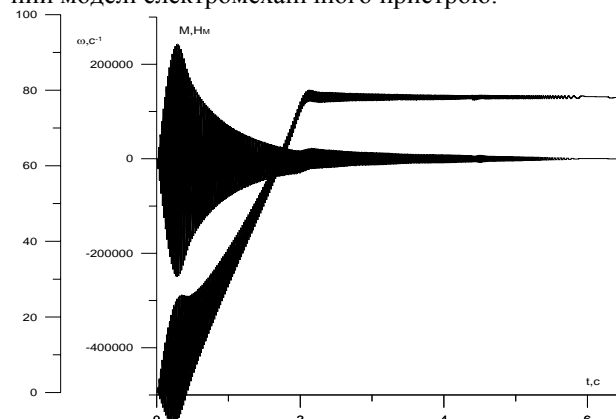


Рис. 6. Кутова швидкість ротора асинхронного мотора та пружний момент у валопроводі електроприводу при власній резонансній частоті коливань системи  $f_0 = 48,5$  Гц. При  $M(\omega) = 0$  Нм

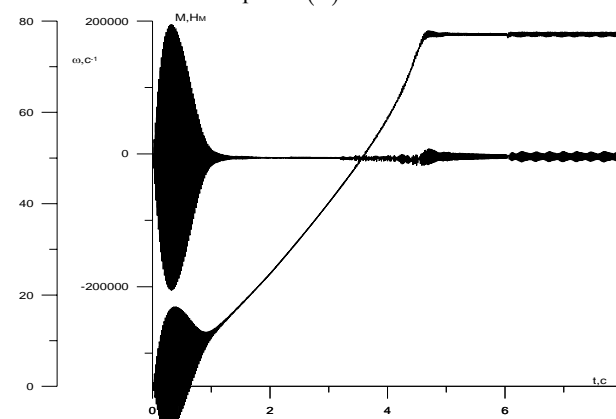


Рис. 7. Кутова швидкість ротора асинхронного мотора та пружний момент у валопроводі електроприводу при власній резонансній частоті коливань системи  $f_0 = 48,5$  Гц. При  $M(\omega) = 4000$  Нм

Аналізуючи вищесказане, варто відмітити беззаперечний факт необхідності математичного моделювання коливних процесів у валах електроприводу. Адже неможливо прорахувати всі коливні процеси, які виникають у валопроводах на реальній моделі та визначити аварійні частоти. Тому задачі подібного типу можна розв'язати лише використовуючи математичні моделі, побудовані на основі фундаментальних законів електродинаміки та аналітичної механіки.

#### ЛІТЕРАТУРА

- [1] Чабан В. Математичне моделювання електромеханічних процесів. – Львів–1997– 344 с.
- [2] Чабан А. Симуляція комутаційних перенапруг глибокопазного асинхронного мотора, що живиться через кабель.– Електротехніка і електромеханіка–2004'3. С. 61-64.
- [3] Л.О.Чуа, Пен–Мин Лин. Машинний аналіз електронних схем.–М.: Энергия, 1980.– 638 с.
- [4] В.В. Петкевич. Теоретическая механика.– М.: Наука–1981– 496 с.

Надійшла 01.09.2005

УПРОЩЕННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МИКРОПРОЦЕССОВ  
В ПРОВОДНИКЕ С ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ТОКОМ ПРОВОДИМОСТИ

Баранов М.И., д.т.н.

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

*На основі розробленої згідно зі принципами класичної фізики спрощеної математичної моделі мікропроцесів у металевому провіднику зі електричним струмом провідності довільної часової форми наведено розрахункову оцінку важливих фізичних величин, які визначають направлене переміщення (дрейф) під дією зовнішнього електричного поля вільних електронів матеріалу провідника.*

*На основе разработанной в соответствии с принципами классической физики упрощенной математической модели микропроцессов в металлическом проводнике с электрическим током проводимости произвольной временной формы приведена расчетная оценка важнейших физических величин, определяющих направленное перемещение (дрейф) под воздействием внешнего электрического поля свободных электронов материала проводника.*

## ВВЕДЕНИЕ

В соответствии с современными общепризнанными научными теориями и физическими положениями любое твердое тело, в том числе и металлический проводник, состоит из отдельных атомов, образующих его кристаллическую решетку [1]. При этом концентрация атомов  $N_0$  ( $\text{м}^{-3}$ ) в данной решетке для большинства проводниковых материалов численно составляет величину порядка  $10^{29}$   $\text{м}^{-3}$  [2]. Отдельные атомы кристаллической решетки со своими атомными оболочками, содержащими распределенные по энергетическим уровням (орбитам) отрицательно заряженные частицы – электроны, из-за непрерывно протекающих внутри вещества (материала проводника) процессов их ионизации квантами (размеренными порциями) электромагнитной (тепловой) энергии по существу становятся положительно заряженными ионами [1, 2]. Освободившиеся от своих атомов на основе таких внутриаомных процессов электроны из связанных становятся свободными. Так, например, для широко используемого в электротехнике такого проводникового материала как медь ее первый ионизационный потенциал  $E_0$  (Дж) составляет численное значение, равное  $E_0 = 12,21 \cdot 10^{-19}$  Дж [3]. В межатомное пространство материала проводника попадают, прежде всего, электроны с внешних валентных зон рассматриваемых атомов вещества. Напомним, что согласно зонной теории атомов вещества [4] в металлах верхние энергетические зоны атомов (зоны проводимости атомов) совпадают с валентными зонами, частично или полностью заселенными связанными электронами атомов. Именно эти ставшими свободными мечущееся (хаотично движущееся) тепловые электроны практически полностью занимают и пронизывают атомное пространство между указанными ионами кристаллической решетки проводникового материала. Именно эти свободные электроны и определяют, в конце концов, проводниковые свойства любого металла. Тем не менее, в случае не выхода свободных электронов за пределы межатомного пространства (металла) и нахождения их в энергетиче-

ской отрицательной потенциальной "яме" проводника, глубина которой не превышает постоянного значения работы выхода  $W_B$  (Дж) электронов из проводника (например, для меди  $W_B = 7,03 \cdot 10^{-19}$  Дж [3]), материал проводника в результате таких внутренних микропроцессов по отношению к окружающему его макромиру оказывается, как и до их (микропроцессов) протекания, электронейтральным. Свободные электроны проводника, исходя из принятых в атомной физике понятий, напоминают некий "электронный газ", заполняющий межатомное пространство его материала [3, 4]. Следуя такой физической аналогии можно, с определенной долей обоснованности и уверенности, предположить то, что в состоянии теплового равновесия свободные электроны металлического проводника будут приближенно подчиняться статистическому распределению, характерному для молекул идеального газа, то есть известному распределению Максвелла-Больцмана [3, 4]. На таком подходе базируется известная классическая электронная теория электропроводности металлов Друде-Лоренца [5, 6]. Определенные недостатки этой теории (возникающие трудности при практическом определении с ее помощью средней скорости и средней длины свободного пробега свободных электронов в проводнике и др. [5]) заставляют специалистов для практических целей искать более простые и ясные как для электротехников, так и электрофизиков приближения в описании сложных микроэлектромеханических процессов, возникающих в проводящей структуре металлического проводника при внешнем приложении к последнему электрического напряжения (поля). Данного научного экскурса, посвященного общефизической картине протекающих микропроцессов в металлическом проводнике, вполне достаточно для того, чтобы при решении прикладных задач рассматривать нам специалистам – электротехникам (электрофизикам) в дальнейшем электромагнитные микропроцессы в нем (проводнике) с электрическим током проводимости как процессы, обусловленные распространением известных теорий атомистики на область электричества

(электрофизики) [5].

Целью данной работы является разработка на принципах классической физики, не прибегая к закономерностям квантовой физики, упрощенной математической модели поведения свободных электронов внутри металлического проводника с электрическим током проводимости, базирующейся практически только на корпускулярном представлении свободных электронов как элементарных частиц вещества с точечным электрическим зарядом  $e_0$  (Кл), приближенно равным  $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$  Кл [3].

## 1. ПРИНЯТЫЕ ДОПУЩЕНИЯ И ПОСТАНОВКА НАУЧНОЙ ЗАДАЧИ

Рассмотрим размещенный в воздухе тонкий в электромагнитном отношении изотропный прямолинейный сплошной проводник радиусом  $r_{\Pi}$  (м) и длиной  $l_{\Pi}$  (м) при условии  $l_{\Pi} \gg r_{\Pi}$  (рис.). Примем, что к противоположным концам металлического проводника приложена разность электрических потенциалов  $U_{\Pi}(t)$  (В), изменяющаяся во времени  $t$  (с) по произвольному закону. Пусть по данному проводнику поперечным сечением  $S_{\Pi}$  (м<sup>2</sup>) вдоль его продольной оси  $OZ$  протекает постоянный или переменный (импульсный) ток проводимости  $i_{\Pi}(t)$  (А).

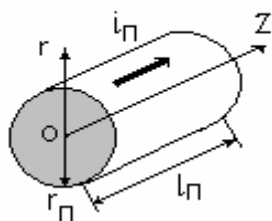


Рис. Расчетная модель тонкого металлического проводника с электрическим током проводимости  $i_{\Pi}(t)$ .

Как известно, в рассматриваемом проводнике его радиус  $r_{\Pi}$  будет значительно меньше толщины токового скин-слоя в его материале и протекающий по нему ток проводимости  $i_{\Pi}(t)$  будет равномерно распределен по поперечному сечению  $S_{\Pi}$  цилиндрического проводника. Рассмотрим случай, когда влиянием токов смещения и выделяющегося в материале проводника джоулева тепла на электрофизические характеристики материала исследуемого проводника, и прежде всего, на его удельную электропроводность  $\gamma_{\Pi}$  (См/м), можно пренебречь. Считаем, что хаотично движущиеся или дрейфующие по проводнику свободные электроны находятся в энергетической отрицательной потенциальной "яме" и удовлетворяют модели "электронного газа", а также приближению, базирующемуся на их чисто корпускулярном представлении элементарными носителями отрицательного электрического заряда в материале проводника. Примем, что концентрация свободных электронов в материале проводника не зависит от напряженности

внешнего электрического поля  $E_{\Pi}(t)$  (В/м), приложенного к исследуемому проводнику.

Требуется с учетом принятых допущений для практических расчетов получить простым и ясным путем, как с методической, так и с физической точки зрения, приближенные аналитические соотношения, описывающие поведение свободных электронов в металлическом проводнике до воздействия на него электрического напряжения  $U_{\Pi}(t)$  и протекание в материале рассматриваемого проводника микропроцессов, сопровождающих направленное перемещение (дрейф) свободных электронов под электромагнитным (силовым) воздействием приложенного к проводнику электрического напряжения  $U_{\Pi}(t)$ , произвольно изменяющегося во времени  $t$ .

## 2. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ МОДЕЛИ

Согласно вышеупомянутому классическому распределению Максвелла–Больцмана до приложения к исследуемому проводнику электрического напряжения  $U_{\Pi}(t)$  средняя величина кинетической энергии  $W_K$  (Дж) свободного электрона, приходящейся на его три степени свободы, соответствующих указанному выше случаю хаотичного (теплового) движения свободных электронов в проводнике, будет равна [3, 4]:

$$W_K = 3 \cdot k_B \cdot T / 2, \quad (1)$$

где  $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура материала проводника, К.

Выполненная по (1) численная оценка значения кинетической энергии  $W_K$  для свободного электрона в медном проводнике при комнатной температуре проводника ( $T = 293,16$  К [3]) показывает, что она не превышает величину  $W_K = 0,606 \cdot 10^{-20}$  Дж, то есть в нашем случае  $W_K \ll W_B$ .

Тогда, до силового воздействия на свободный электрон электрического напряжения  $U_{\Pi}(t)$  в первом приближении для рассматриваемой нами простейшей модели микропроцессов в твердом материале проводника можно будет записать такое энергетическое соотношение [3, 7]:

$$m_e \cdot v_T^2 / 2 = 3 \cdot k_B \cdot T / 2, \quad (2)$$

где  $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31}$  кг – масса покоя свободного электрона;  $v_T$  – тепловая скорость хаотичного движения свободного электрона в проводнике (м/с).

Очевидно, что из-за приложенного к металлическому проводнику между его концами электрического напряжения  $U_{\Pi}(t)$  внутренняя структура материала проводника будет испытывать воздействие напряженности внешнего электрического поля  $E_{\Pi}(t)$ , равной:

$$E_{\Pi}(t) = U_{\Pi}(t) / l_{\Pi}. \quad (3)$$

Воздействие напряженности  $E_{\Pi}(t)$  такого внешнего электрического поля в соответствии с (3) на микроструктуру материала проводника вызывает, в свою очередь, согласно законам классической физики и механики в направлении ее действия (например,

вдоль продольной оси проводника  $OZ$ ) ускорение  $a_e$  ( $\text{м/с}^2$ ) его свободных электронов, определяемое из следующего приближенного выражения [3]:

$$a_e = e_0 \cdot E_{\Pi}(t) / m_e \quad (4)$$

В результате указанного силового воздействия внешнего электрического поля на свободные электроны металлического проводника последние приобретают дополнительно к скорости  $v_T$  хаотического движения некоторую среднюю дрейфовую скорость  $v_D$  ( $\text{м/с}$ ), которая в первом приближении может быть выражена в виде [3]:

$$v_D = a_e \cdot \tau_e, \quad (5)$$

где  $\tau_e$  – среднее время пробега свободного электрона между актами его упругого кулоновского рассеяния на ионах кристаллической решетки материала проводника (время релаксации) (с).

В результате из (4) и (5), с одной стороны, для средней дрейфовой скорости  $v_D$  свободных электронов в материале проводника с электрическим током проводимости  $i_{\Pi}(t)$  имеем:

$$v_D = e_0 \cdot \tau_e \cdot E_{\Pi} / m_e. \quad (6)$$

С другой стороны, для средней дрейфовой скорости  $v_D$  свободных электронов в материале рассматриваемого проводника будет справедливо следующее соотношение [2, 8]:

$$v_D = \delta_{\Pi}(t) / e_0 \cdot n_e, \quad (7)$$

где  $\delta_{\Pi}(t) = i_{\Pi}(t) / S_{\Pi}$  – плотность электрического тока проводимости в металлическом проводнике ( $\text{А/м}^2$ );  $n_e$  – плотность свободных электронов в металлическом проводнике ( $\text{м}^{-3}$ ).

Следует подчеркнуть, что согласно (7) вклад в плотность  $\delta_{\Pi}(t)$  тока проводимости и соответственно в сам электрический ток проводимости  $i_{\Pi}(t)$  металлического проводника дает только средняя дрейфовая скорость  $v_D$  свободных электронов. Скорость же их хаотического (теплого) движения  $v_T$  никакого вклада в электрический ток проводимости  $i_{\Pi}(t)$  проводника не вносит, так как ее среднее значение равно нулю.

Как известно, плотность  $n_e$  свободных электронов в металлическом проводнике будет равна концентрации  $N_0$  ( $\text{м}^{-3}$ ) атомов материала проводника, умноженной на валентность химического элемента, образующего этот проводящий материал. В свою очередь, валентность материала проводника определяется числом неспаренных электронов на валентных электронных оболочках (энергетических уровнях) его атомов (например, для меди валентность равна двум [1, 4]). Что касается концентрации атомов  $N_0$  в металлическом проводнике с плотностью  $d_{\Pi}$  ( $\text{кг/м}^3$ ) его материала, то она вычисляется из следующего известного выражения [3, 8]:

$$N_0 = d_{\Pi} \left[ M_a \cdot 1,6606 \cdot 10^{-27} \right]^{-1}, \quad (8)$$

где  $M_a$  – атомная масса материала проводника, практически равная массовому числу  $A$  ядра атома ис-

пользованного в проводнике материала, вычисляемому согласно периодической системе элементов Д.И. Менделеева в атомных единицах массы (одна атомная единица массы равна 1/12 массы атома изотопа углерода  $^{12}_6\text{C}$ , составляющей  $1,6606 \cdot 10^{-27}$  кг).

Приравняв выражения (6) и (7), для плотности тока  $\delta_{\Pi}(t)$  в металлическом проводнике получаем:

$$\delta_{\Pi}(t) = \gamma_{\Pi} \cdot E_{\Pi}(t), \quad (9)$$

где  $\gamma_{\Pi} = e_0^2 \cdot n_e \cdot \tau_e / m_e$  – удельная электропроводность материала проводника.

Из (9) видно, что полученное нами на основе упрощенной модели микропроцессов в проводнике соотношение для плотности  $\delta_{\Pi}(t)$  тока проводимости в металлическом проводнике полностью соответствует дифференциальной форме записи закона Ома для электрической линейной цепи и первому электродинамическому уравнению Максвелла [2, 9]. Кроме того, найденное нами весьма простым путем соотношение для удельной электропроводности  $\gamma_{\Pi}$  твердого

материала проводника в виде  $\gamma_{\Pi} = e_0^2 \cdot n_e \cdot \tau_e / m_e$  оказывается равным известному аналитическому выражению (4-91) из [4], ранее примененному в радиоэлектронике при исследовании температурной зависимости ряда проводниковых материалов, включая электролитическую медь.

Полученное согласно (9) для  $\gamma_{\Pi}$  аналитическое выражение можно переписать в следующем удобном для последующего анализа виде:

$$\gamma_{\Pi} = \left( \frac{e_0 \cdot \tau_e}{m_e} \right) \cdot (n_e \cdot e_0) = u_e \cdot \rho_{ev}, \quad (10)$$

где  $u_e = e_0 \cdot \tau_e / m_e$  – подвижность свободных электронов в металлическом проводнике с током проводимости  $i_{\Pi}(t)$  ( $\text{м}^2/\text{В}\cdot\text{с}$ ) [2, 4];  $\rho_{ev} = n_e \cdot e_0$  – пространственная плотность отрицательного заряда в металлическом проводнике с током проводимости  $i_{\Pi}(t)$ , определяемая свободными электронами проводника ( $\text{Кл/м}^3$ ).

Из (10) вытекает важный как для практических целей, так и для физического понимания протекающих в металлическом проводнике с током проводимости  $i_{\Pi}(t)$  микропроцессов вывод, заключающийся в том, что удельная электропроводность  $\gamma_{\Pi}$  рассматриваемого проводника обеспечивается только его свободными электронами – элементарными носителями отрицательного заряда, то есть для исследуемого проводника будет характерна только электронная проводимость. Причем, согласно (10) чем выше подвижность  $u_e$  свободных электронов, тем больше и значение удельной электропроводности  $\gamma_{\Pi}$  материала проводника. Так как для большинства металлов численное значение плотности  $n_e$  их свободных электронов изменяется незначительно (например, для низкоэлектропроводного вольфрама значение  $n_e$  составляет  $n_e = 12,51 \cdot 10^{28} \text{ м}^{-3}$ , а для высокоэлектропроводной меди –  $n_e = 16,86 \cdot 10^{28} \text{ м}^{-3}$  [3, 4]), то в соответствии с

(10) основным параметром, определяющим значение подвижности  $u_e$  свободных электронов и соответственно значение удельной электропроводности  $\gamma_{\Pi}$  материала исследуемого проводника, будет являться среднее время  $\tau_e$  пробега свободного электрона в металлическом проводнике (например, для меди время релаксации  $\tau_e$  имеет порядок  $10^{-14}$  с [2, 3]).

Величину среднего времени  $\tau_e$  пробега свободного электрона, для решаемой нами задачи и ее соотношений (9) и (10), в частности, можно приближенно найти из следующего выражения [4, 7]:

$$\tau_e = l_e / (v_T + v_D), \quad (11)$$

где  $l_e$  - средняя длина пробега свободного электрона в материале проводника (м) (например, для меди длина  $l_e$  имеет порядок  $10^{-8}$  м [2, 3]).

Выполним численную оценку значений скорости  $v_T$  хаотичного (теплого) движения и средних скоростей  $v_D$  дрейфа свободных электронов в медном проводнике при комнатной температуре  $T$ , например, для случая, когда амплитуда  $E_{\Pi A}$  воздействующей на них напряженности  $E_{\Pi}(t)$  внешнего электрического поля равна достаточно высокому значению  $E_{\Pi A} = 100$  В/м. Так как для большинства применяемых в электротехнике металлов типичное значение подвижности  $u_e$  свободных электронов при  $T = 293,16$  К составляет незначительную величину и в среднем примерно равную  $u_e \approx 0,003$  м<sup>2</sup>/В·с [2, 7], то из (6) следует, что средняя скорость  $v_D$  дрейфа свободного электрона в рассматриваемом случае численно составляет всего  $v_D = 0,3$  м/с. Для оценки достоверности этого результата относительно численного значения  $v_D$  используем формулы (7) и (9). Известно, что при  $T = 293,16$  К удельная электропроводность  $\gamma_{\Pi}$  для меди примерно равна  $\gamma_{\Pi} = 5,81 \cdot 10^7$  См/м [2,3]. Тогда согласно (9) при  $E_{\Pi A} = 100$  В/м для амплитуды плотности  $\delta_{\Pi A}$  тока проводимости в медном проводнике следует, что  $\delta_{\Pi A} = 5,81 \cdot 10^9$  А/м<sup>2</sup>. В результате подстановки этого численного значения для  $\delta_{\Pi A}$  в формулу (7) получаем, что при  $n_e = 16,86 \cdot 10^{28}$  м<sup>-3</sup> [3, 4] наибольшая величина средней скорости  $v_D$  дрейфующего в медном проводнике свободного электрона не превышает значения  $v_D = 0,22$  м/с, которое хорошо согласуется с ранее нами полученным по (6) значением  $v_D$  и численно равным  $v_D = 0,3$  м/с.

Из (2) для скорости  $v_T$  хаотичного (теплого) движения свободных электронов в металлическом проводнике вытекает следующее приближенное соотношение:

$$v_T = (3 \cdot k_B \cdot T / m_e)^{1/2}. \quad (12)$$

Используя (12), при комнатной температуре воздуха и материала проводника ( $T = 293,16$  К [3]) находим, что скорость  $v_T$  хаотичного движения свободно-

го электрона в нашем случае будет примерно равна  $v_T = 1,15 \cdot 10^5$  м/с. Так как для исследуемого случая  $v_T \gg v_D$ , то практически влиянием средней скорости дрейфа  $v_D$  свободных электронов металлического проводника на изменения времени  $\tau_e$  их релаксации можно обоснованно пренебрегать.

Приближенную оценку в (11) значений средней длины  $l_e$  пробега свободных электронов в металлическом проводнике на основании известной модели свободных электронов Зоммерфельда и их упругого рассеяния кулоновским полем ионов кристаллической решетки материала проводника [2, 3] можно осуществлять с помощью следующего выражения:

$$l_e = 10^6 \cdot (N_0 \cdot S_e)^{-1}, \quad (13)$$

где  $S_e = Z^2 \cdot e_0^4 / (16 \cdot \pi \cdot \epsilon_0^2 \cdot W_k^2)$  - сечение рассеивания свободных электронов ионами (атомами) кристаллической решетки материала проводника (м<sup>2</sup>);  $Z$  - порядковый номер химического элемента, из которого выполнен металлический проводник, определяемый согласно периодической системе элементов Д.И. Менделеева и численно равный положительному заряду ядра его атома (например, для меди  $Z = 29$  [3]);  $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$  Ф/м - диэлектрическая постоянная [2].

Использование на практике расчетной формулы (12) показывает, что она дает весьма заниженные оценочные значения для скорости  $v_T$  хаотичного (теплого) движения свободных электронов в металлическом проводнике. Лучшее приближение к опытным данным, касающимся  $v_T$ , дает для нее (этой скорости) та формула, которая основывается не на классическом распределении Максвелла - Больцмана для "электронного газа", а на статистическом распределении Ферми - Дирака, то есть на понятии энергии  $E_F$  Ферми для электронов (например, для меди  $E_F = 11,27 \cdot 10^{-19}$  Дж [4]). В последнем случае выражение применительно к определению значения скорости  $v_T$  хаотичного (теплого) движения для свободных электронов в металлическом проводнике принимает следующий вид [3]:

$$v_T = (2 \cdot E_F / m_e)^{1/2}. \quad (14)$$

Численная оценка значения для  $v_T$ , выполненная для медного проводника по (14), приводит нас к такой величине скорости  $v_T$  хаотичного (теплого) движения свободного электрона в нем как  $v_T = 1,57 \cdot 10^6$  м/с, которая оказывается примерно на порядок выше ранее рассчитанной нами аналогичной скорости  $v_T$  по (12).

Заметим, что при вычислении значений  $v_T$  по (14) в выражении для  $S_e$  согласно (13) вместо средней кинетической энергии  $W_K$  свободных электронов необходимо также использовать соответствующее значение для энергии  $E_F$  Ферми. Основанием для такой замены может служить то, что при приложении к рассматриваемому проводнику длиной  $l_{\Pi}$  электри-

ческого напряжения  $U_{\Pi}(t)$  распределение его свободных электронов по скоростям изменяется лишь вдоль продольной оси  $OZ$  и то на незначительную величину ( $v_D \ll v_T$ ), влиянием которой при практических расчетах микропроцессов в металлическом проводнике с током проводимости  $i_{\Pi}(t)$  можно просто пренебречь.

Поразительным и одновременно парадоксальным фактом в общей картине рассматриваемых микропроцессов внутри металлического проводника с током проводимости  $i_{\Pi}(t)$  является то, что при почти незаметном изменении распределения свободных электронов по скоростям из-за приложения к нему электрического напряжения  $U_{\Pi}(t)$ , например, для медного проводника ( $n_e = 16,86 \cdot 10^{28} \text{ м}^{-3}$  [3,4]) в случае, когда  $E_{\Pi A} = 100 \text{ В/м}$ , амплитуда  $\delta_{\Pi A}$  плотности тока в нем в соответствии с полученными нами расчетными соотношениями (9) и (10) достигает достаточно больших численных значений порядка  $\delta_{\Pi A} \approx 6 \cdot 10^9 \text{ А/м}^2 \approx 6 \text{ кА/мм}^2$ . Такие значения плотности тока  $\delta_{\Pi A}$  при относительно малых значениях подвижности  $u_e$  для свободных электронов (например, для меди их подвижность  $u_e$  при  $T = 273,16 \text{ К}$  характеризуется примерно численным значением  $u_e \approx 0,0025 \text{ м}^2/\text{В} \cdot \text{с}$  [2,3]) могут быть объяснены только высокими значениями пространственной плотности  $\rho_{ev}$  отрицательного заряда дрейфующих свободных электронов в металлическом проводнике с электрическим током проводимости  $i_{\Pi}(t)$  (например, для меди их объемная плотность  $\rho_{ev}$  заряда имеет примерно такое численное значение –  $\rho_{ev} \approx 2,7 \cdot 10^{10} \text{ Кл/м}^3$  [3]).

## ВЫВОДЫ

1. На основе положений классической физики для чисто корпускулярного приближения свободных электронов металлического проводника с электрическим постоянным или переменным (импульсным) током проводимости  $i_{\Pi}(t)$  разработана упрощенная математическая модель микропроцессов внутри материала исследуемого проводника, позволяющая достаточно просто находить распределения его свободных электронов по хаотичным  $v_T$  и дрейфовым  $v_D$  скоростям, а также определять значения подвижности  $u_e$  и пространственной плотности  $\rho_{ev}$  отрицательных зарядов свободных электронов в металлическом проводнике, к противоположным концам которого приложено электрическое напряжение  $U_{\Pi}(t)$  произвольной временной формы.

2. Разработанная приближенная модель микропроцессов в металлическом проводнике с изменяющимся во времени  $t$  по произвольному закону электрическим током проводимости  $i_{\Pi}(t)$  удовлетворяет закону Ома в дифференциальной форме для электрической линейной цепи, полностью соответствует первому уравнению Максвелла и позволяет вычислять

удельную электропроводность  $\gamma_{\Pi}$  материала проводника через подвижность  $u_e$  и пространственную плотность  $\rho_{ev}$  отрицательного заряда его дрейфующих под воздействием напряженности  $E_{\Pi}(t)$  внешнего электрического поля свободных электронов.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Астафуров В.И., Бусев А.И. Строение вещества.- М.: Просвещение, 1977.- 160 с.
- [2] Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля/ Пер. с англ.- М.: Мир, 1972. – 391 с.
- [3] Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики/ Отв. ред. В.К. Тартаковский.- Киев: Наукова думка, 1989.- 864 с.
- [4] Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники/ Под ред. Б.Х. Кривицкого, В.Н. Дулина. Т.1.-М.: Энергия, 1977.- 504 с.
- [5] Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике.- М.: Наука, 1990.- 624 с.
- [6] Лоренц Г.А. Теория электронов и ее применение к явлениям света и теплового излучения/ Пер. с англ. под ред. Т.П. Кравца. - М.: Гостехиздат, 1956.- 472 с.
- [7] Солимар Л., Уолш Д. Лекции по электрическим свойствам материалов/ Пер. с англ. под ред. С.И. Баскакова.- М.: Мир, 1991.-504 с.
- [8] Баранов М.М., Баранов М.И. Квантовомеханическая модель поглощения электромагнитных волн проводником и явление его электрического взрыва// Электротехника і електромеханіка. Харьков: НТУ "ХПИ".- 2005.- №2.- С. 63-71.
- [9] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т.2. -Ленинград: Энергоиздат, 1981.- 416 с.

Поступила 21.10.2005

## АНАЛИТИЧЕСКИЕ ЗАВИСИМОСТИ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДИОДНО-ЕМКОСТНОГО МОСТА ПРИ ВЫДЕЛЕНИИ СОСТАВЛЯЮЩИХ ПРОВОДИМОСТИ

Половинка Д.В., к.т.н., Невзлин Б.И., к.т.н., доц.  
 Восточноукраинский национальный университет имени В.Даля  
 Украина, 91034, Луганск, кв.Молодежный, 20А, ВНУ, кафедра электромеханики  
 тел. (0642) 41-80-02, E-mail: bnevz@snu.edu.ua

Загирняк М.В., д.т.н., проф.  
 Кременчугский государственный политехнический университет  
 Украина, 39614, Кременчуг, ул.Первомайская, 20, КГПУ, кафедра электротехники  
 тел. (05366) 3-62-19, E-mail: mzagirn@polytech.poltava.ua

*Запропоновані еквівалентні схеми діодно-ємнісних мостів, які використовуються для виділення активної і реактивної складових провідності вимірювального перетворювача з вологим сипучим матеріалом. Отримані аналітичні залежності на виході мостів від параметрів перетворювача, які дозволяють визначити шукану вологість сипучого матеріалу.*

*Предложены эквивалентные схемы диодно-емкостных мостов, используемых для выделения активной и реактивной составляющих проводимости измерительного преобразователя с влажным сыпучим материалом. Получены аналитические зависимости напряжения на выходе мостов от параметров преобразователя, позволяющие определять искомую влажность сыпучего материала.*

### ВВЕДЕНИЕ

Повышение точности контроля влажности сыпучих материалов (СМ) высокочастотным методом требует раздельного измерения активной и реактивной проводимостей материала. Использование различного рода математических моделей электрофизических свойств частицы материала, а именно сферических, эллиптических и др., например, как показано на рис. 1, позволяет значительно снизить влияние факторов, имеющих слабую корреляцию с влажностью, но оказывающих существенное влияние на показания прибора контроля.

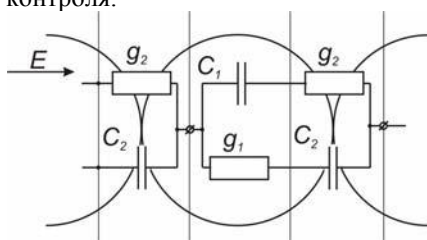


Рис. 1. Схема замещения частицы сыпучего материала:  $g_1, g_2$  – активная проводимость зоны проводимости и зоны контакта;  $C_1, C_2$  – емкости зон проводимости и контакта

Измерение активной и реактивной проводимостей контролируемого СМ производится с использованием диодно-емкостных мостов (ДЕМ), приведенных на рис. 2 и рис. 3.

Принцип действия этих мостов описан в работах [1, 2].

Точность измерений при контроле влажности сыпучих материалов является одним из важнейших параметров, так как при этом определяется не только количество влаги в материале, но и его качество, что влияет на стоимость контролируемой продукции.

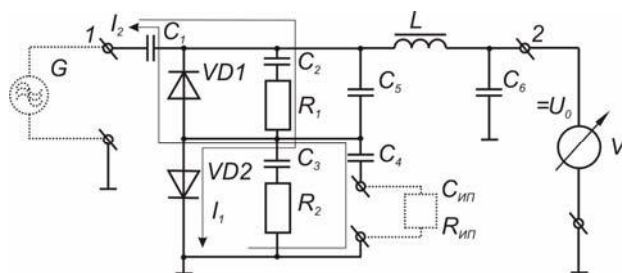


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема диодно-емкостного моста с выделением активной составляющей преобразователя

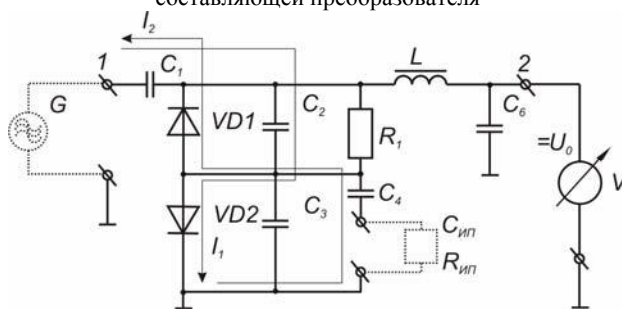


Рис. 3. Принципиальная электрическая схема диодно-емкостного моста с выделением реактивной проводимости преобразователя

### 1. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МОСТОВ И АНАЛИТИЧЕСКИЕ ЗАВИСИМОСТИ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ОТ ПАРАМЕТРОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

*1.1. Выделение активной составляющей проводимости преобразователя.*

В схемах (рис. 2 и 3) имеются нелинейные элементы – диоды  $VD_1, VD_2$ , что вызывает затруднение при выведении аналитической формулы выходного напряжения.

Для замены нелинейных элементов линейными необходимо на основе принципа действия ДЕМ составить эквивалентную схему моста, заменив диоды при подаче на них прямого напряжения коротким замыканием, а при подаче обратного считать, что на их месте разрыв цепи.

Поскольку на мост поступает высокочастотное (ВЧ) синусоидальное напряжение, показанное на рис. 4, через разделительный конденсатор  $C_1$ , то схему целесообразно рассматривать отдельно для положительного и отрицательного полупериодов.

При выделении активной составляющей сигнала необходимо рассматривать схему (рис. 2). При поступлении на этот мост положительной полуволны синусоидального напряжения ток  $I_1$  потечет через разделительные конденсаторы  $C_1$ ,  $C_2$ , эталонный конденсатор  $C_5$ , сопротивление  $R_1$  и диод  $VD_2$ . Прямое сопротивление диодов можно считать равным нулю, а обратное – бесконечности, поэтому при положительном полупериоде ток  $I_1$  не протекает через измерительный преобразователь (ИП) и измерительное плечо из-за шунтирования их диодом.

При поступлении на мост отрицательной полуволны синусоидального напряжения ток  $I_2$  потечет через разделительные конденсаторы  $C_1$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ , сопротивление  $R_2$ , ИП с параметрами  $C_{ИП}$ ,  $R_{ИП}$  и диод  $VD_1$ , как показано на рис. 2.

Тогда эквивалентная схема для положительной полуволны примет вид, как на рис. 5.

Поскольку  $LC$ -фильтр при параметрах  $L = 200 \cdot 10^{-6}$  Гн и  $C_6 = 50 \cdot 10^{-9}$  Ф для ВЧ ( $f = 5$  МГц) напряжения имеет очень большое индуктивное сопротивление  $X_L = 6280$  Ом и малое емкостное сопротивление  $X_{C6} = 0,637$  Ом, то в схеме этими параметрами можно пренебречь. Соответствующая эквивалентная схема приведена на рис. 6.

С учетом этого полное сопротивление данной схемы можно определить как:

$$\dot{Z}_1 = \dot{X}_{C1} + \left[ \left( R_1 + \dot{X}_{C2} \right)^{-1} + \dot{X}_{C5}^{-1} \right]^{-1} \quad (1)$$

или

$$\dot{Z}_1 = (-k \cdot C_1)^{-1} + \left[ \left( R_1 - (k \cdot C_2)^{-1} \right)^{-1} - k \cdot C_5 \right]^{-1}, \quad (2)$$

где  $k = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$ .

Формула для определения тока:

$$i_1 = U(\dot{Z}_1)^{-1} = U \cdot \left[ (-k \cdot C_1)^{-1} + \left[ \left( R_1 - (k \cdot C_2)^{-1} \right)^{-1} - k \cdot C_5 \right]^{-1} \right]^{-1}, \quad (3)$$

где  $U = U_m / (2 \cdot \sqrt{2})$  - половина действующего значе-

ния напряжения питания. Половина напряжения подставляется в эту формулу, потому что отрицательная полуволна напряжения шунтируется диодом для эталонного плеча, и форма напряжения будет иметь вид, показанный на рис. 7.

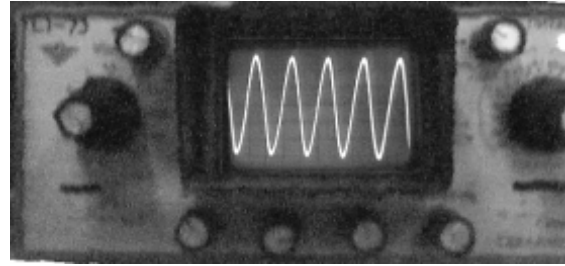


Рис. 4. Форма питающего напряжения ДЕМ, снятая на осциллографе С1-73

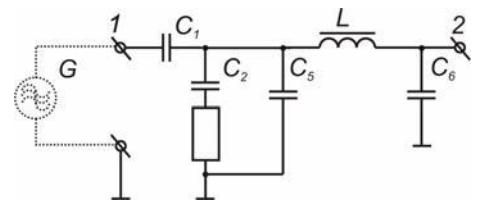


Рис. 5. Эквивалентная схема ДЕМ с фильтром для положительного полупериода ВЧ напряжения при выделении активной составляющей

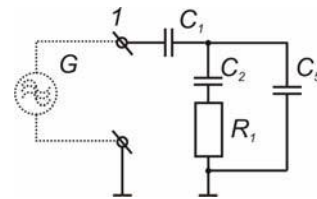


Рис. 6. Эквивалентная схема ДЕМ без фильтра для положительного полупериода ВЧ напряжения при выделении активной составляющей

Рассуждая аналогично, получаем эквивалентную схему для отрицательной полуволны (рис. 8).

Как и для положительного полупериода, пренебрегаем сопротивлением  $LC$ -фильтра. Тогда эквивалентная схема примет вид (рис. 9).

Полное сопротивление данной схемы

$$\dot{Z}_2 = \dot{X}_{C1} + \left[ \left[ \left( R_{СИП} \right)^{-1} + \left( \dot{X}_{СИП} \right)^{-1} \right]^{-1} + \left[ \left( R_1 + \dot{X}_{C3} \right)^{-1} + \dot{X}_{C4} \right]^{-1} \right]^{-1} \quad (4)$$

или

$$\dot{Z}_2 = (-k \cdot C_1)^{-1} + \left[ \left[ \left( R_{ИП} \right)^{-1} - k \cdot C_{ИП} \right]^{-1} - (k \cdot C_4)^{-1} \right]^{-1} + \left[ \left( R_1 - (k \cdot C_3)^{-1} \right)^{-1} - k \cdot C_5 \right]^{-1} \quad (5)$$

и ток



$$i_2 = U \left( \dot{Z}_2 \right)^{-1} = U \cdot \left( (-k \cdot C_1)^{-1} + \left( \left( (R_{\text{ИП}})^{-1} - k \cdot C_{\text{ИП}} \right)^{-1} - (k \cdot C_4)^{-1} \right)^{-1} + \left( R_1 - (k \cdot C_3)^{-1} \right)^{-1} \right)^{-1}, \quad (6)$$

где  $U = U_m / 2 \cdot \sqrt{2}$  - половина действующего значения напряжения питания. Половина напряжения подставляется в эту формулу, потому что положительная полуволна напряжения шунтируется диодом для измерительного плеча, и форма напряжения будет иметь вид, показанный на рис. 10.

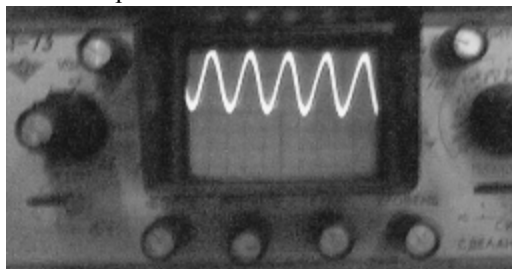


Рис. 7. Форма напряжения на измерительном плече ДЕМ, снятая на осциллографе С1-73

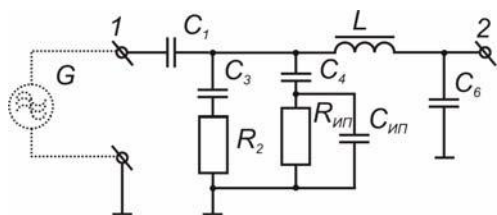


Рис. 8. Эквивалентная схема ДЕМ с фильтром для отрицательного полупериода ВЧ напряжения при выделении активной составляющей

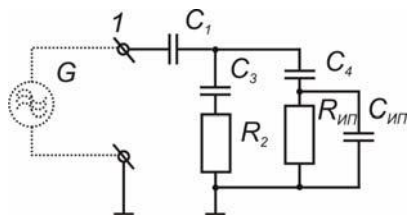


Рис. 9. Эквивалентная схема ДЕМ без фильтра для отрицательного полупериода ВЧ напряжения при выделении активной составляющей

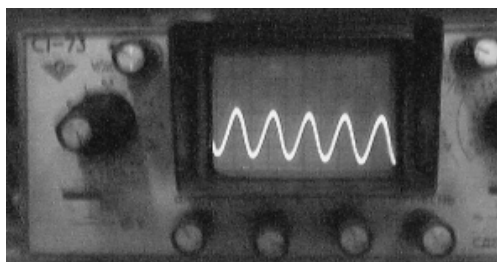


Рис. 10. Форма напряжения на эталонном плече ДЕМ, снятая на осциллографе С1-73

Особенностью работы ДЕМ является то, что на выходе LC - фильтра формируется постоянное на-

пряжение, пропорциональное значению активной проводимости ИП. Это напряжение пропорционально разности токов  $I_1$  и  $I_2$ , и может быть определено

$$\text{как: } \dot{U}_{\text{вых}} = (I_1 - I_2) \cdot \dot{Z}_2 = \left( \frac{U}{\dot{Z}_2} - \frac{U}{\dot{Z}_1} \right) \cdot \dot{Z}_2 = U \cdot \left( 1 - \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} \right)$$

(7)  
или

$$\dot{U}_{\text{вых}} = U \cdot \left[ 1 - \frac{- (k \cdot C_1)^{-1} + \left( (R_{\text{ИП}})^{-1} - k \cdot C_{\text{ИП}} \right)^{-1} - \left( (k \cdot C_4)^{-1} \right)^{-1} + \left( R_1 - (k \cdot C_3)^{-1} \right)^{-1}}{(-k \cdot C_1)^{-1} + \left( (R_1 - (k \cdot C_2)^{-1})^{-1} - k \cdot C_5 \right)^{-1}} \right] \rightarrow \quad (8)$$

Постоянной составляющей, которая образуется в обоих плечах моста (рис. 8, 9), можно пренебречь при расчетах выходного напряжения ДЕМ. Так как значение постоянной составляющей для обоих плеч моста одинаково, то согласно (7), они вычитаются друг из друга и никакого влияния на выходное напряжение не оказывают.

Если производить вычисления по указанной формуле, то результат будет комплексным, а постоянная составляющая не может быть комплексной величиной. Поэтому необходимо выделить из формулы реальную часть

$$U_{\text{вых}} = \text{Re} \left[ U \cdot \left[ 1 - \frac{- (k \cdot C_1)^{-1} + \left( (R_{\text{ИП}})^{-1} - k \cdot C_{\text{ИП}} \right)^{-1} - \left( (k \cdot C_4)^{-1} \right)^{-1} + \left( R_1 - (k \cdot C_3)^{-1} \right)^{-1}}{(-k \cdot C_1)^{-1} + \left( (R_1 - (k \cdot C_2)^{-1})^{-1} - k \cdot C_5 \right)^{-1}} \right] \right] \rightarrow \quad (9)$$

### 1.2. Выделение реактивной составляющей проводимости преобразователя

При выделении реактивной составляющей сигнала необходимо рассматривать схему, рис. 3. При поступлении на мост положительной полуволны синусоидального напряжения ток  $I_1$  потечет через разделительные конденсаторы  $C_1$ ,  $C_2$ , сопротивление  $R_1$  и диод  $VD_2$ , как показано на рис. 3, так же как и для ДЕМ с выделением активной составляющей. При этом принимаем те же допущения: прямое сопротивление диодов равно нулю, а обратное - бесконечности. Поэтому при положительном полупериоде ток  $I_1$  не протекает через ИП и измерительное плечо из-за шунтирования их диодом.

В случае поступления на мост отрицательной

половольны синусоидального напряжения ток  $I_2$  потечет через разделительные конденсаторы  $C_1, C_3, C_4$ , сопротивление  $R_{ИП}$  и емкость  $C_{ИП}$  ИП, и диод  $VD_1$ , как показано на рис. 3.

Учитывая принятые допущения, эквивалентная схема для положительной полуволны примет вид, показанный на рис. 11.

Так как  $LC$ -фильтр при параметрах  $L = 200 \cdot 10^{-6}$  Гн и  $C_6 = 50 \cdot 10^{-9}$  Ф для ВЧ ( $f = 5$ ) МГц напряжения имеет очень большое индуктивное сопротивление  $X_L = 6280$  Ом и малое емкостное сопротивление  $X_{C6} = 0,637$  Ом, то в схеме этими параметрами можно пренебречь. Тогда эквивалентную схему можно представить в виде, как на рис. 12.

Полное сопротивление данной схемы [3]

$$\dot{Z}_1 = \dot{X}_{C1} + \left( \left( \dot{X}_{C2} \right)^{-1} + (R_1)^{-1} \right)^{-1} \quad (10)$$

или

$$\dot{Z}_1 = (-k \cdot C_1)^{-1} + (-k \cdot C_2 + (R_1)^{-1})^{-1}, \quad (11)$$

и ток

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= U \left( \dot{Z}_1 \right)^{-1} = \\ &= U \cdot \left( (-k \cdot C_1)^{-1} + (k \cdot C_2 - (R_1)^{-1})^{-1} \right)^{-1}. \end{aligned} \quad (12)$$

Аналогично предыдущему, эквивалентная схема для отрицательной полуволны будет иметь вид, показанный на рис. 13.

Как и для положительного полупериода пренебрегаем сопротивлением  $LC$ -фильтра. Тогда эквивалентная схема примет вид (рис. 14).

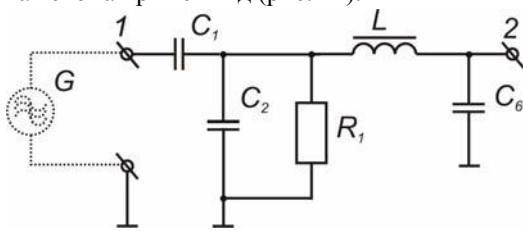


Рис. 11. Эквивалентная схема ДЕМ с фильтром для положительного полупериода ВЧ напряжения при выделении емкостной составляющей

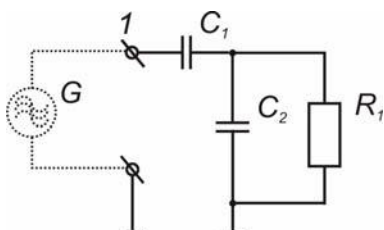


Рис. 12. Эквивалентная схема ДЕМ без фильтра для положительного полупериода ВЧ напряжения при выделении емкостной составляющей

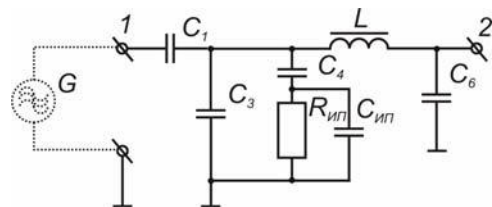


Рис. 13. Эквивалентная схема ДЕМ для отрицательного полупериода ВЧ напряжения при выделении емкостной составляющей

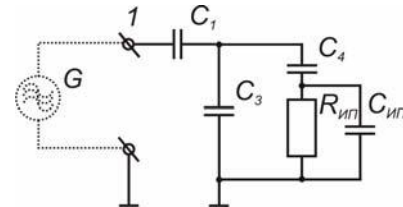


Рис. 14. Эквивалентная схема ДЕМ для отрицательного полупериода ВЧ напряжения без фильтра при выделении емкостной составляющей

Полное сопротивление данной схемы [3]

$$\begin{aligned} \dot{Z}_2 &= \dot{X}_{C1} + \left( \left( (R_{ИП})^{-1} + \left( \dot{X}_{ИП} \right)^{-1} \right)^{-1} + \right. \\ &\quad \left. + \dot{X}_{C4} \right)^{-1} + \left( \dot{X}_{C3} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (13)$$

или

$$\begin{aligned} \dot{Z}_2 &= (-k \cdot C_1)^{-1} + \left( \left( (R_{ИП})^{-1} - k \cdot C_{ИП} \right)^{-1} - \right. \\ &\quad \left. - (k \cdot C_4)^{-1} - k \cdot C_3 \right)^{-1}, \end{aligned} \quad (14)$$

и ток

$$\begin{aligned} \dot{I}_2 &= U \left( \dot{Z}_2 \right)^{-1} = U \left( (-k \cdot C_1)^{-1} + \left( \left( (R_{ИП})^{-1} - \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - k \cdot C_{ИП} \right)^{-1} - (k \cdot C_4)^{-1} - k \cdot C_3 \right)^{-1} \end{aligned} \quad (15)$$

как и для ДЕМ с выделением активной составляющей. В мосте на выходе  $LC$ -фильтра формируется постоянное напряжение, пропорциональное проводимости ИП, причем в основном реактивной. Это напряжение пропорционально разности токов  $I_1$  и  $I_2$ , и может быть определено как:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = (\dot{I}_1 - \dot{I}_2) \cdot \dot{Z}_2 = \left( \frac{U}{\dot{Z}_2} - \frac{U}{\dot{Z}_1} \right) \cdot \dot{Z}_2 = U \cdot \left( 1 - \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} \right) \quad (16)$$

или

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{вых}} &= U \cdot \left( 1 - \frac{(-k \cdot C_1)^{-1} + \left( \left( (R_{ИП})^{-1} - \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - k \cdot C_{ИП} \right)^{-1} - (k \cdot C_4)^{-1} - k \cdot C_3 \right)^{-1}}{(-k \cdot C_1)^{-1} + \left( k \cdot C_2 - (R_1)^{-1} \right)^{-1}} \right) \end{aligned} \quad (17)$$

Так же, как и для моста с выделением активной

составляющей, при вычислении выходного напряжения результат будет комплексным, поэтому необходимо выделить из формулы реальную часть:

$$U_{\text{вых}} = \operatorname{Re} \left[ U \cdot \left( 1 - \frac{(-k \cdot C_1)^{-1} + \left( \frac{1}{R_{\text{ИП}}} \right)^{-1}}{(-k \cdot C_1)^{-1} + \frac{-k \cdot C_{\text{ИП}})^{-1} - (k \cdot C_4 - 1)^{-1} - k \cdot C_3}{+(k \cdot C_2 - (R_1)^{-1})^{-1}}} \right) \right] \quad (18)$$

## 2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА

При параметрах схемы  $R_1 = R_2 = 43 \text{ Ом}$ ;  $f = 5,0 \text{ МГц}$ ;  $C_5 = 10 \text{ пФ}$ ;  $U_m = 13 \text{ В}$ ;  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_6 = 50 \text{ нФ}$  выходная характеристика будет иметь вид, приведенный на рис. 15, кривая 2.

Как видно из рис. 15, аналитическая и экспериментальная кривые имеют линейный характер, но не совпадают при одинаковых исходных данных. Это объясняется отклонением значений от номинальных элементов ДЕМ при проведении опыта и погрешностью измерительных приборов. Например, параметры активных сопротивлений плеч  $R_1$  и  $R_2$  при проведении опыта были равны  $43,8 \text{ Ом}$  и  $41,6 \text{ Ом}$ , соответственно, при одном и том же расчетном номинале для  $R_1$  и  $R_2 - 43 \text{ Ом}$ .

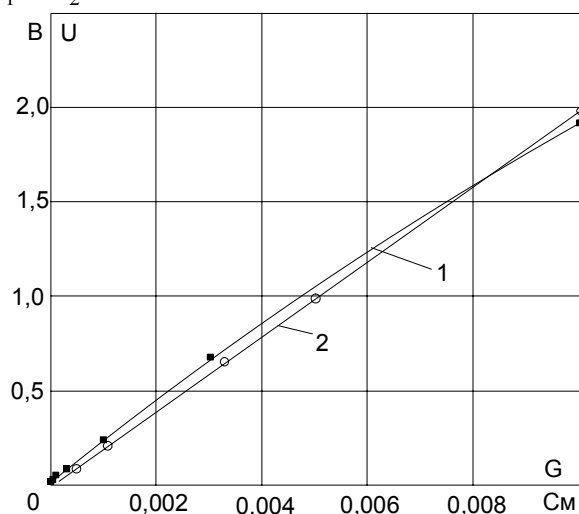


Рис. 15. Экспериментальная (1) и аналитическая (2) выходные характеристики ДЕМ при выделении активной составляющей  $G$  проводимости

При параметрах схемы  $R_1 = 10 \text{ кОм}$ ;  $f = 5,0 \text{ МГц}$ ;  $U_m = 13 \text{ В}$ ;  $C_1 = C_4 = C_6 = 50 \text{ нФ}$ ;  $C_2 = C_3 = 780 \text{ пФ}$  выходная характеристика будет иметь вид, приведенный на рис. 15, кривая 2.

Здесь так же аналитическая и экспериментальная кривые имеют линейный характер, но не совпадают при одинаковых исходных данных по той же причине.

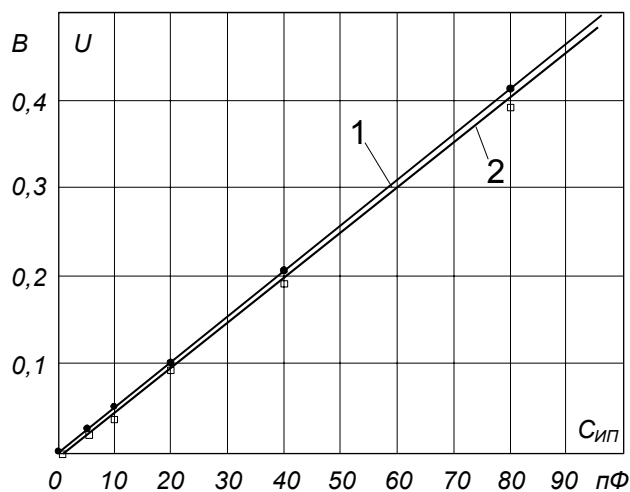


Рис. 16. Экспериментальная (1) и аналитическая (2) выходные характеристики ДЕМ при выделении емкостной составляющей  $C_{\text{ИП}}$  проводимости

## ВЫВОДЫ

1. Предложен способ получения аналитических зависимостей выходного напряжения от емкости и активной проводимости измерительного преобразователя.
2. Полученные аналитические зависимости совпадают с экспериментальными при незначительном отклонении (около 2,5%).
3. Система уравнений (9) и (18) позволяет решить обратную задачу – по выходным напряжениям мостов определить параметры преобразователя, а по ним искомую влажность сыпучего материала.
4. Поскольку в уравнениях (9) и (18) выделяется реальная часть, что приводит к усложнению алгоритма вычисления влажности сыпучего материала, во влагомерах необходимо использовать микроконтроллеры с развитой архитектурой и большим объемом программной памяти.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Nevzlin B.I., Gorazdovskiy T.Ya., Dyachenko Yu.Yu., Polovinka D.V. The method of error decrease in measurement of conductance by the diode-capacitance bridge // Вісн. Східноукр. держ. ун-ту. – 1999. – №6 - С. 105-109.
- [2] Невзлин Б.И., Половинка Д.В., Дьяченко Ю.Ю. Разработка и исследование устройства для измерения емкостной и активной проводимости двухполюсника // Вісн. Східноукр. нац. ун-ту ім. В. Даля. – 2002. – №1 - с. 42-51.
- [3] Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. – 9-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1998г. – 800с.

Поступила 7.10.2005

## ИСХОДНЫЙ ЭТАЛОН УКРАИНЫ ИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ - ЦЕЛЬ СОЗДАНИЯ ЭТАЛОНА, ТРЕБОВАНИЯ К НЕМУ И ЕГО КОНСТРУКТИВНОЕ ИСПОЛНЕНИЕ

Кравченко В.И., д.т.н., проф., Немченко Ю.С.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический университет"

Научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт "Молния"

Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47, НИПКИ "Молния"

тел./факс: (057) 70-76-133, E-mail: nirkimolnija@kpi.kharkov.ua

*Розглянуто питання щодо мети та результатів створення Вихідного Еталона України одиниць напруженостей імпульсних електричних та магнітних полів, призначених для метрологічного забезпечення безперебійної роботи експериментальної бази НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ" - об'єкта Національного надбання України.*

*Рассмотрены вопросы, касающиеся цели и результатов создания Исходного Эталона Украины единиц напряженностей импульсных электрических и магнитных полей, предназначенных для метрологического обеспечения бесперебойной работы экспериментальной базы НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" - объекта Национального достояния Украины.*

### ВВЕДЕНИЕ

Метрологическое обеспечение научных исследований, производства и испытаний было и остается гарантией получения достоверной информации о результатах проведенных работ. Обеспечивается эта гарантия парком образцовых средств и мер, имеющих в государстве. Поэтому важнейшим приоритетом национальной политики развитых государств в этом направлении является постоянное расширение парка государственных и ведомственных Эталонов, по количеству которых судят об экономической независимости государства.

Исходя из этого, создание в НИПКИ "Молния" Эталона является с одной стороны значительным вкладом в экономическую независимость Украины, а с другой – утилитарной – обеспечивает бесперебойную эксплуатацию экспериментальной базы НИПКИ "Молния" (ЭБ) – объекта Национального достояния Украины. ЭБ имеет в своем составе значительное количество нестандартных испытательных установок собственного производства. Эти установки предназначены для испытания технических средств на стойкость к поражающему и дестабилизирующему влиянию мощных электромагнитных помех естественного и искусственного происхождения. Выходные параметры этих установок контролируются измерительным комплексом, имеющим в своем составе более 50 единиц нестандартизованных средств измерения (НСИ) разработки НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ".

В соответствии с действующими нормами метрологические характеристики НСИ должны регулярно подтверждаться по поверочной схеме, установленной межгосударственным стандартом ГОСТ 8.540-93 ГОСУДАРСТВЕННАЯ ПОВЕРОЧНАЯ СХЕМА ДЛЯ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ МАКСИМАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ НАПРЯЖЕННОСТЕЙ ИМПУЛЬСНОГО И МАГНИТНОГО ПОЛЕЙ. Однако в Украине эта поверочная схема не действует, так как Украина до сегодняшнего дня не имела поверочных установок требуемого типа, и поэтому поверку НСИ ЭБ приходилось проводить только в Российской Федерации

(г. Москва) на единственном в СНГ Государственном Эталоне РФ импульсного электромагнитного поля, находящегося во Всероссийском научно-исследовательском институте оптико-физических измерений (ВНИИ ОФИ) Госстандарта РФ.

В последнее время в связи со значительным ростом интенсивности востребованности ЭБ, более широко стали использоваться не только штатные НСИ, но и вновь разрабатываемые НСИ. Поэтому действующая ранее система их аттестации и поверки перестала устраивать институт. Наиболее рациональным выходом из этой ситуации стало создание в Украине источника образцовых импульсных электромагнитных полей (ИЭМП).

За период с 2002 г. и по настоящее время в НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" в соответствии с программой работ по объекту Национального достояния был создан и аттестован собственный источник образцового ИЭМП, получивший название Исходный Эталон Украины единиц максимальных значений напряженностей импульсных электрического и магнитного полей (Эталон ИЭМПУ).

Данный Эталон позволяет:

- 1) Обеспечить экономическую самостоятельность Украины в области метрологического обеспечения работ по ИЭМП.
- 2) Обеспечить единство и требуемую точность измерений напряженностей импульсных электрического и магнитного полей в Украине и странах СНГ.
- 3) Обеспечить оперативное сопровождение работ на ЭБ.
- 4) Создать локальную поверочную схему для средств измерения максимальных значений напряженностей импульсных электрического и магнитного полей.
- 5) Обеспечить передачу единиц напряженностей импульсных электрического и магнитного полей методом прямых измерений рабочим средствам измерения импульсных электрических и магнитных полей нано- и микросекундного диапазонов в процессе их поверки.

# 1 ТРЕБОВАНИЯ К МЕТРОЛОГИЧЕСКИМ И КОНСТРУКТИВНЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ ЭТАЛОНА ИЭМПУ

1.1 Требования к метрологическим характеристикам приведены в табл. 1.

Таблица 1

Наименование характеристики	Размерность	Вид поля	
		электрическое	магнитное
<b>Наносекундный диапазон</b>			
Диапазон макс. значений	$\frac{V}{m} \left( \frac{A}{m} \right)$	от $4 \cdot 10^3$ до $2 \cdot 10^5$	от 5 до 500
Длительность фронта	с	не более $8 \cdot 10^{-9}$	не более $8 \cdot 10^{-9}$
Длительность импульса	с	не менее $1,5 \cdot 10^{-4}$	не менее $1,5 \cdot 10^{-4}$
<b>Субнаносекундный диапазон</b>			
Диапазон макс. значений	$\frac{V}{m} \left( \frac{A}{m} \right)$	от 3 до $1,5 \cdot 10^5$	от $7,5 \cdot 10^{-3}$ до 375
Длительность фронта	с	не более $1 \cdot 10^{-9}$	не более $1 \cdot 10^{-9}$
Длительность импульса	с	не менее $2 \cdot 10^{-7}$	не менее $2 \cdot 10^{-7}$

1.2 Требования к погрешностям Эталона ИЭМПУ:

— среднее квадратическое отклонение результата измерений ( $S_{\Sigma}$ ) при его сличении с Государственным Эталоном РФ при 10 независимых наблюдениях  $\leq 5\%$ ;

— нестабильность Эталона ИЭМПУ в течение межповерочного интервала (1 год)  $\nu$  не должна превышать 1%.

1.3 Конструктивные требования к Эталону ИЭМПУ:

— габариты Эталона ИЭМПУ ( $b \cdot h \cdot d$ ), мм, не более:

а) наносекундной части 1700·10000·2500;

б) субнаносекундной части 1800·10000·1750.

— габариты рабочего объема ТЕМ-ячейки ( $b \cdot h \cdot d$ ), мм, не менее:

а) наносекундной части 600·240·800;

б) субнаносекундной части 1200·450·1500.

— вес Эталона ИЭМПУ, кг, не более:

а) наносекундной части 2000 кг;

б) субнаносекундной части 1000 кг.

— вид исполнения – блочный.

1.4 Конструктивные требования к Эталону ИЭМПУ:

— габариты Эталона ИЭМПУ ( $b \cdot h \cdot d$ ), мм, не более:

а) наносекундной части 1700·10000·2500;

б) субнаносекундной части 1800·10000·1750.

— габариты рабочего объема ТЕМ-ячейки ( $b \cdot h \cdot d$ ), мм, не менее:

а) наносекундной части 600·240·800;

б) субнаносекундной части 1200·450·1500.

— вес Эталона ИЭМПУ, кг, не более:

а) наносекундной части 2000 кг;

б) субнаносекундной части 1000 кг.

— вид исполнения – блочный.

Таким образом, из вышеприведенных данных видно, что Эталон ИЭМПУ может быть реализован как высоковольтная электроразрядная установка с высокой степенью стабильности амплитуды выходного напряжения и предельно короткой длительностью фронта выходного напряжения.

## 2 ИДЕОЛОГИЯ СОЗДАНИЯ ЭТАЛОНА

Наиболее подходящим методом для решения поставленной задачи является создание в полеобразующей системе Эталона плоской электромагнитной волны в воздухе (ТЕМ-волны), у которой вектора электромагнитного поля однозначно направлены вдоль осей декартовой системы координат, а связи между величинами  $E$ - и  $H$ -полей определяется соотношением

$$\frac{E}{H} = 120\pi.$$

Практическая реализация ТЕМ-волны возможна только в полосковой линии (ПЛ), состоящей из двух параллельных металлических плоскостей, у которых длина значительно превышает поперечные габариты ПЛ. В этом случае в геометрическом центре ПЛ наблюдается ТЕМ-волна, так как краевыми эффектами можно пренебречь.

## 3 БЛОК-СХЕМА ЭТАЛОНА

Блок-схема эталона приведена на рис. 1, на котором использованы следующие обозначения:

ЭСИ – эталон субнаносекундных импульсов ЭМП;

ЭНИ – эталон наносекундных импульсов ЭМП;

ПКУ – пульт контроля и управления;

ПВУ – повысительно-выпрямительное устройство;

ГСИ – генератор ступенчатых импульсов;

ГЭИ – генератор экспоненциальных импульсов;

КПП – коаксиально-полосковый переход;

ПЛ-24 – полосковая линия с расстоянием между пластинами  $h=0,24$  м;

ПЛ-48 – полосковая линия с расстоянием между пластинами  $h=0,48$  м;

СН – согласующая нагрузка;

ОИК – образцовый измерительный комплекс;

Р – регистраторы;

ЭИК – экранированная измерительная кабина.

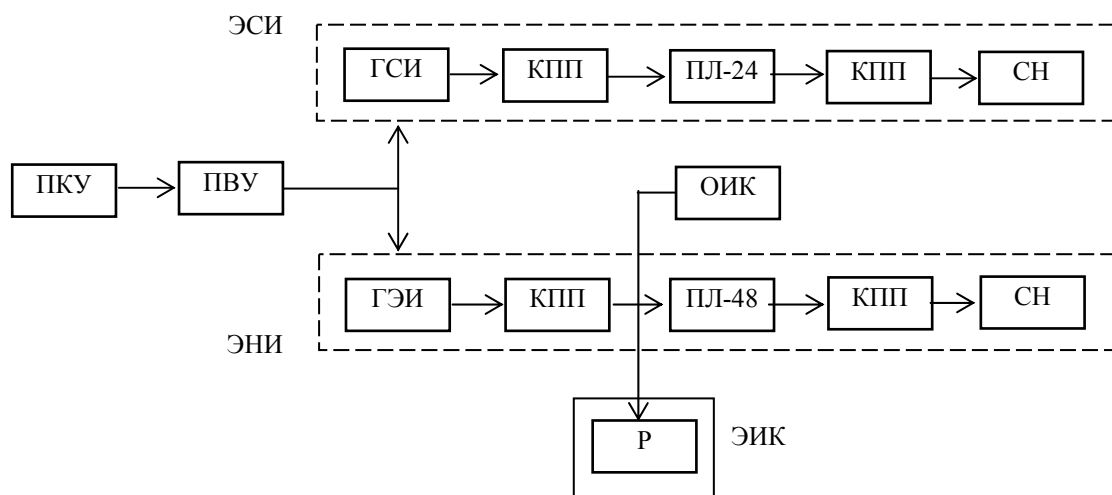


Рис. 1. Блок-схема Эталона ИЭМПУ

#### 4 КОНСТРУКЦИЯ ЭТАЛОНА ИЭМПУ

1) В течение 2004 года Эталон ИЭМПУ был построен. Внешний вид Эталона ИЭМПУ приведен на рис.2.



Рис. 2. Внешний вид Эталона ИЭМПУ

2) Эталон состоит из двух независимых составных частей – ЭСИ и ЭНИ, работающих поочередно. Они предназначены для реализации амплитудно-временных параметров ЭМП по табл. 1.

3) Общими элементами для ЭСИ и ЭНИ являются ПКУ, ПВУ и ОИК с Р.

4) ПКУ (рис.3) устанавливает вид работающего Эталона, режим его работы (одиночный или частотный, ручной или автоматический), амплитуду ЭМП и осуществляет контроль за всеми промежуточными элементами Эталона.



Рис. 3. Общий вид ПКУ

5) ПВУ (рис. 4) создает постоянное напряжение до 50 кВ, необходимое для заряда ГСИ или ГЭИ.



Рис. 4. Общий вид ПВУ

6) ГСИ (рис.5) создает импульсы напряжения прямоугольной формы, соответствующей временным параметрам субнаносекундных импульсов по табл.1.



Рис. 5. Общий вид ГСИ

7) ГЭИ (рис.6) создает импульсы напряжения экспоненциальной формы, соответствующей временным параметрам наносекундных импульсов по табл. 1.

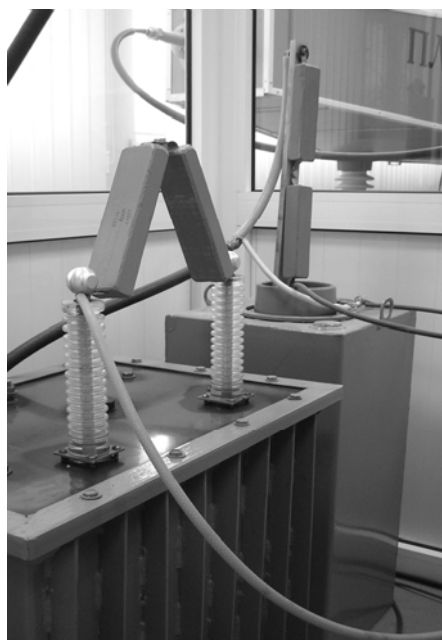


Рис. 6. Общий вид ГЭИ

8) КПП (рис.7) служит для согласования обеих полосковых линий ПЛ-24 и ПЛ-48 как со стороны входа – с ГСИ и ГЭИ, так и со стороны выхода – с СН.

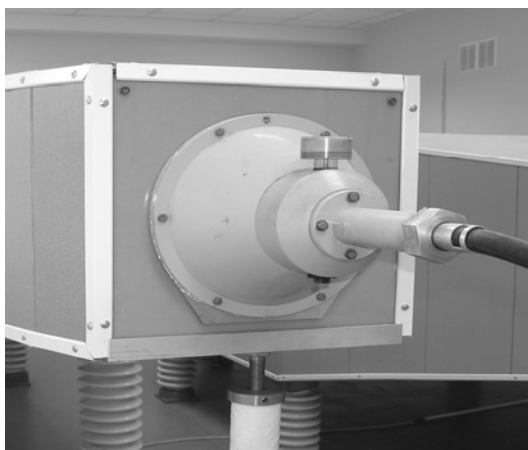


Рис. 7. Общий вид КПП

9) Обе полосковые линии представляют собой симметричные полосковые линии замкнутого типа (рис. 8 и 9) с длиной в несколько раз превышающей поперечные габариты ПЛ.



Рис. 8. Общий вид ПЛ-24



Рис. 9. Общий вид ПЛ-48

10) СН ПЛ-24 и СН ПЛ-48 (рис. 10 и 11) предназначены для согласования волновых сопротивлений ПЛ для устранения отражений от концов линий.



Рис. 10. Общий вид СН ПЛ-24



Рис. 11. Общий вид СН ПЛ-48

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В результате проведенных работ в НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" был создан впервые в Украине Исходный Эталон импульсного электромагнитного поля для метрологического обеспечения ЭБ и других организаций Украины и СНГ.

2. На Эталоне ИЭМПУ проведены пусконаладочные работы, подтвердившие возможность получения электромагнитных полей требуемых амплитудно-временных параметров по таблице 1.

3. Проведена метрологическая аттестация Эталона ИЭМПУ специалистами ВНИИ ОФИ Госстандарта РФ.

4. В настоящее время проводятся работы по внесению Эталона ИЭМПУ в Реестр Эталонов Украины.

Поступила 19.09.2005

## Список авторів

### Б

Баранов Михаил Иванович .....	5, 66
Богаєнко Микола Володимирович .....	12
Бондар Роман Петрович .....	12

### Г

Голенков Геннадій Михайлович .....	12
Гривин Сергей Анатольевич .....	22

### Ж

Железняков Андрей Владимирович .....	15
--------------------------------------	----

### З

Загирняк Михаил Васильевич .....	71
Зозулин Юрий Васильевич .....	

### И

Иванов Виктор Алексеевич .....	22
--------------------------------	----

### К

Канов Лев Николаевич .....	26
Клементьев Александр Валентинович .....	30
Конохов Николай Николаевич .....	32
Кравченко Владимир Иванович .....	76

### М

Макогон Сергей Андрійович .....	12
Маляр Василь Сафронович .....	37
Маляр Василь Сафронович .....	37
Милых Владимир Иванович .....	40

### Н

Невзлин Борис Исакович .....	71
Немченко Юрий Семенович .....	76

### П

Парфенович Олег Николаевич .....	47
Петренко Александр Николаевич .....	53
Петренко Николай Яковлевич .....	53
Половинка Дмитрий Васильевич .....	71
Полякова Наталия Владимировна .....	40
Попков Владимир Сергійович .....	12

### Р

Радимов Игорь Николаевич .....	56
Рымша Виталий Викторович .....	56

### Т

Ткаченко Андрей Александрович .....	59
Третьяков Артем Сергеевич .....	47

### Ф

Федоров Михаил Михайлович .....	59
---------------------------------	----

### Ч

Чабан Андрій Васильович .....	62
Чан Тхи Тху Хьонг .....	56
Чуванков Виктор Юрьевич .....	22
Чувашев Виктор Анатольевич .....	15, 22





## МЕЖДУНАРОДНЫЙ СИМПОЗИУМ "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика" (SIEMA '2005)

13 – 15 октября 2005 г. в Национальном техническом университете "Харьковский политехнический институт" проходил Международный Симпозиум "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика" (SIEMA'2005). В восьмой раз собрались ученые, производственники, представители проектных организаций Украины, прибывшие из Киева, Львова, Донецка, Одессы, Запорожья, Днепропетровска, Харькова, Луганска, Кировограда, Кременчуга, Краматорска, Первомайска, Алчевска, Смелы, Стаханова, Новой Каховки. Среди участников Симпозиума были и коллеги из Белоруссии (Могилев) и Израиля (Хайфа) – всего свыше 100 специалистов, представлявших 21 высшее учебное заведение, 6 научно-исследовательских институтов, 19 предприятий и фирм. Вопросы, которые обсуждались, были посвящены проблемам совершенствования электрических машин и аппаратов, технике сильных электрических и магнитных полей, современного оборудования систем распределения электрической энергии и автоматики, содержанию образования по направлениям подготовки "Электротехника" и "Электромеханика".



На открытии и закрытии симпозиума

Дни проведения Симпозиума были насыщены экскурсиями, докладами, демонстрациями новых разработок. Участники Симпозиума посетили ГП "Харьковский метрополитен".

В первый день симпозиума было проведено ставшее традиционным совещание заведующих кафедрами. Участники совещания обсудили вопросы обеспечения учебного процесса учебниками и пособиями, обновления состава научно-методического комиссии по электромеханике НМЦ Министерства образования и науки Украины, обсуждали проблемы Болонского процесса и внедрения кредитно-модульной системы организации учебного процесса.

На пленарном заседании, которое открыл ректор НТУ "ХПИ" профессор Л.Л. Товажнянский, участники симпозиума с большим интересом выслушали доклады и выступления заведующего кафедрой Белорусско-российского университета профессора Бусела Н.П., заведующего кафедрой электрических машин ОНПУ профессора В.С. Петрушина, координатора симпозиума профессора Б.В. Клименко.



На пленарном заседании выступают ректор НТУ "ХПИ" проф. Товажнянский Л.Л. и проф. Бусел Н.П. (Могилев)

На заседаниях секций выступило свыше 50 ученых и специалистов. Всего было заслушано 188 докладов, из них 108 стендовых. На симпозиуме кроме традиционных секций - электрических машин и электрических аппаратов, техники сильных электрических и магнитных полей работала еще одна секция – "Современное оборудование систем распределения электрической энергии и автоматики". На заседание этой секции, на которой была представлена аппаратура производства Кременчугской электротехнической компании "Ампер" и многофункциональные соединители производства компании "Phoenix contact" (Германия), кроме участников симпозиума были приглашены представители промышленности и проектных организаций.



Председатель правления компании АМПЕР Бугайчук В.М. демонстрирует новые вакуумные выключатели 6 – 10 кВ

Во время Симпозиума работала выставка современного электрооборудования производства Украины и зарубежных стран, на которой были представлены низковольтная и высоковольтная аппаратура, кабельная продукция, средства автоматики и пр. Симпозиум позволил встретиться научным работникам, разработчикам новой аппаратуры и технологий.



Во время экскурсии на тяговую подстанцию Харьковского метрополитена

Участники отметили полезность Симпозиума для повышения научного уровня разработок в области электротехники и электромеханики, развития промышленного производства электрических машин и аппаратов, техники сильных электрических и магнитных полей и практического решения вопросов методологии высшего образования. Было одобрено решение о ежегодном проведении Симпозиума SIEMA.

Доклады участников Симпозиума были опубликованы в журнале "Электротехника и Электромеханика", № 2, 3, 4 за 2005 г., и № 1 за 2006 г. а также в Вестнике НТУ "ХПИ", №48 за 2005 г.

## ВАСИЛЬ ФЕДОРОВИЧ ШИНКАРЕНКО

(до 60-річчя від дня народження)

11 лютого 2006 р. виповнилося 60 років від дня народження і 35 років науково-педагогічної діяльності доктору технічних наук, професору, завідувачу кафедри електромеханіки Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут", відомому вченому в галузі електромеханіки і системології Шинкаренку Василю Федоровичу.

Василь Федорович народився у с. Заїчинці Семенівського району Полтавської області. У 1964 році закінчив зі срібною медаллю Заїчинську середню школу і поступив на навчання до Київського політехнічного інституту за спеціальністю "Електричні машини". Після закінчення КПІ у 1969 р., за направленням розпочав виробничу діяльність в конструкторському підрозділі лінійних електродвигунів Київського заводу електротранспорту.

Перший етап (1971 – 1991 р.р.) конструкторської і наукової діяльності В.Ф. Шинкаренка пов'язаний з роботою в Особливому конструкторському бюро лінійних електродвигунів (ОКБ ЛЕД), у створенні і становленні якого він брав безпосередню участь. За період роботи в ОКБ ЛЕД (з 1973 р. по 1991 р. він працював на посаді заступника директора ОКБ ЛЕД з наукової роботи) під науковим керівництвом і безпосередньою участю В.Ф. Шинкаренка в ОКБ ЛЕД виконано ряд унікальних розробок і створено принципово нові електромеханічні системи: перші вітчизняні лінійні тягові двигуни потужністю 120, 360, 480, 600, 800 та 1200 кВт, призначені для перспективних систем швидкісного пасажирського і спеціалізованого промислового транспорту; автоматизована електромеханічна система тягового електроприводу для високошвидкісного транспорту на електромагнітному підвісі; системи потужного частотно-регульованого електроприводу для спеціалізованих розгінних стендів динамічних випробувань; серії лінійного електроприводу комутаційних апаратів для систем електропостачання метрополітенів; багатоіндукторні лінійні генератори асинхронного (1,3 мВт) і синхронного (2,0 мВт) типів, для потужних беззальних вітроелектростанцій та ін. За результатами досліджень у 1986 р. він захистив кандидатську дисертацію на тему: "Тягові лінійні асинхронні двигуни з активною шляховою структурою".

Другий етап трудової діяльності В. Ф. Шинкаренка безпосередньо пов'язаний з викладацькою і науковою роботою на кафедрі електромеханіки НТУУ "КПІ" (з 1991 р. – доцент кафедри, з 1999 р. – завідувач кафедри). Свою наукову діяльність він присвячує розв'язанню наукової проблеми структурного синтезу електромеханічних об'єктів і систем. Результати досліджень він узагальнює у своїй докторській дисертації "Структурний синтез електромеханічних об'єктів і систем з біжучим магнітним полем", яку захищає у 1995 р. У 2001 р. В.Ф. Шинкаренку було присвоєно наукове звання професора.

В.Ф. Шинкаренко - засновник нового наукового напрямку фундаментальних досліджень "Структурно-системні дослідження в електромеханіці", ініціатор створення і керівник наукового семінару, за однойменною назвою, в структурі НАН України. Він автор нау-

кового відкриття – Генетичної класифікації первинних джерел електромагнітного поля, яка відтворює фундаментальні принципи збереження електромагнітної симетрії і топології, визначає структуру генетичних кодів і виступає формою подання періодичного закону елементарних електромагнітних структур. Йому належить пріоритет у розробці генетичної теорії Виду і видоутворення електромеханічних систем, відкритті закону гомологічних рядів електромеханічних перетворювачів енергії, розробці основ теорії макро- і мікроеволюції антропогенних систем, створенню методології генетичного і еволюційного прогнозу і спрямованого синтезу довільних класів електромеханічних перетворювачів енергії за заданою цільовою функцією. Теоретичне узагальнення і експериментальне потвердження досліджень здійснено у його науковій монографії "Основи теорії еволюції електромеханічних систем" (2002 р.), яка визвала великий інтерес з боку наукової громадськості.

За визнанням вітчизняних і зарубіжних спеціалістів і науковців зазначена наукова праця має міждисциплінарне значення, носить фундаментальний характер і забезпечує світовий пріоритет вітчизняної електротехнічної науки.

Значну увагу В.Ф. Шинкаренко приділяє фундаменталізації системи електромеханічної освіти, розробці і впровадженню нових інноваційних освітніх технологій. З використанням результатів системних і генетичних досліджень вперше впровадив у навчальний процес системно-когнітивну технологію навчання, орієнтовану на активізацію і ефективне використання творчого потенціалу студентів, що створило умови для стовідсоткового залучення студентів до наукових досліджень кафедри з реалізацією індивідуального підходу і гарантованим інноваційним кінцевим ефектом.

В.Ф. Шинкаренко проводить велику науково-громадську роботу. Він входить до складу експертної ради ВАК України з електротехніки та енергетики; спеціалізованої вченої ради з захисту докторських та кандидатських дисертацій; ряду Оргкомітетів Міжнародних конференцій з актуальних проблем електромеханіки; редколегій фахових журналів: "Електротехніка і Електромеханіка", "Електромашинобудування та приладобудування", "Енергетика, економіка, екологія, технології", збірника наукових праць НТУУ "КПІ", "Дослідження з історії техніки". Веде широку просвітницьку діяльність, виступаючи з науковими доповідями і лекціями на запрошення споріднених університетів і наукових закладів.

Професор В.Ф. Шинкаренко опублікував понад 200 наукових і науково-методичних праць, він автор 85 винаходів і патентів. За високий науково-технічний рівень виконаних розробок він відзначений дипломами міжнародних спеціалізованих виставок, медалями ВДНГ СРСР і УРСР, нагрудним знаком "Винахідник СРСР".

Друзі, колеги, численні учні бажають В.Ф. Шинкаренку міцного здоров'я, родинного тепла, творчої наснаги, подальших успіхів у науковій та методичній роботі.

Редакція журналу "Електротехніка і Електромеханіка" приєднується до цих щирих побажань.



# Abstracts

## **ELECTROENGINEERING: Prominent events and great names**

*Baranov M.I.*

### **Nikola Tesla and modern electrical engineering**

A brief sketch about Tesla's remarkable achievements in the field of electrical engineering

5 and about his significant role in scientific and technological advance of the humanity is given.

*Key words* - **history, electrical engineering, scientific and technological advance, humanity.**

## **Electrical Mashines and Apparatus**

*Golenkov G.M., Bogaenko M.V., Bondar R.P., Makogon S.A., Popkov V.S.*

### **Mathematical simulation of a linear induction motor operation as a vibration exciter**

Problems resulting from application of various-type windings for linear induction motor vibrators are investigated. A mathematical model for calculation of magnetizing forces generated by the motors with various winding types is developed, recommendations to their application are given.

*Key words* – **vibration exciter, linear induction motor, magnetizing force.**

*Zheleznyakov A. V., Chuvashov V. A.*

### **Mathematical simulation and numerical analysis of electromagnetic fields and transients in submersible induction motors with a cast copper squirrel-cage rotor winding.**

Mathematical models for numerical investigations of electromagnetic fields in the active zone of a submersible induction motor (SIM) are developed in the form of algorithms and computer programs. Mutual and leakage field distribution inside the motor and influence of the rotor eccentricity on magnetic attraction are studied. Recommendations for improving the SIM are elaborated.

*Key words* – **submersible induction motor, electromagnetic field, mathematical model, eccentricity, numerical investigation**

*Ivanov V.A., Grivin S.A., Chuvashov V.A., Chuvankov V.Yu.*

### **Influence of a copper squirrel-cage rotor casting technology on induction motor iron losses.**

Influence of a copper squirrel-cage rotor casting technology on magnetic properties of electric steel in explosion-proof induction motors of up to 400 kW has been proved experimentally. Significant decrease in rotor core steel losses (and increase in motor efficiency by 1.2...1.8 %) is expected for traction induction motors of 400 kW to 1200 kW used in new transportation facilities fed from 46-150 Hz frequency converters.

*Key words* - **copper squirrel-cage rotor casting, influence, steel losses, explosion-proof induction motor.**

*Kanov L.N.*

### **12 Parameter synthesis of speed-torque characteristics of an asynchronous motor on the basis of a circuit simulation method**

An effective numerical technique for parameter synthesis of speed-torque characteristics of an asynchronous motor is introduced, the technique based on a circuit simulation method and intended for automated choice of additional resistances in the motor circuits over the criterion of desired and actual characteristics proximity.

*Key words* – **electric drive, circuit simulation, criterion of optimality, gradient, speed-torque characteristic.**

15

*Klementiev A.V.*

### **30 On some features of noncontact combined synchronous generators with an alternating rotor winding structure**

In the article, some features of design and physical processes in a noncontact synchronous machine with an alternating rotor winding structure are examined.

*Key words* – **noncontact combined synchronous machine, excitation winding, rotor winding, alternating structure, switching.**

*Konohov N.N.*

22

### **32 Peculiarities of electric intensity concentration in the windings of electrical machines and its influence on reliability**

Mechanisms of electric aging and electric intensity concentration (EIC) in the frame insulation of electrical machines (EMs) are revealed and generalized. EIC action and EM fixed windings features influence on reliability of the winding insulation are shown. Well-known (classical) methods and a new simple and technologic way of local voltage surge reduction in insulation of average- and large-scale EMs, developed by the author, are considered.

*Key words* – **electric intensity concentration, electrical machine, winding insulation, reliability.**

*Malyar V.S., Malyar A.V.*

**A calculation technique for transient processes in asynchronous motors of high-inertia electric drives**

A calculation technique for transient processes in asynchronous motors which work with mechanisms with a large moment of inertia is proposed. The technique allows obtaining time dependences of mode coordinates, with saturation and current displacement in rotor keyed-bars taken into account, on the basis of numerical integration of an electric drive motion equation using a set of coordinates for pre-calculated steady-state modes that correspond to different slip values.

*Key words* – asynchronous motor, moment of inertia, transient processes.

*Milykh V.I., Polyakova N.V.*

**Determination of electromagnetic parameters of electric machines based on numerical calculations of magnetic field**

A trend of electric machine design and research improvement, namely, direct application of numerical calculations of magnetic field, is described. General formulation of such calculations and examples are given. Resulting from vector magnetic potential distributions obtained, basic expressions for electric machine electromagnetic parameters, such as magnetic induction, magniflux, flux linkage and permeance, magnetic potential drop, EMF, self-inductance and coefficient of mutual inductance, force, moment, energy, are derived.

*Key words* – electric machine, magnetic field, numerical calculation, electromagnetic parameters, design

*Parfenovich O.N., Tretiacov A. C.*

**Elements of a theory of thermal and ventilation processes in an electric motor with DAS-type circuit layout.**

Foundations of a theory of thermal and ventilation processes in electric motors with a DAS circuit layout are introduced. Thermal equivalent circuits and thermal processes calculation on their basis are considered, generalized equivalent circuits of the motors employed for ventilation characteristics calculation. Also, experimental data for ventilation and thermal calculations are given.

*Key words* - electric motor, theory of thermal and ventilation processes, DAS circuit layout.

*Petrenko A.N., Petrenko N.Ya.*

**Designing peculiarities for an inductor-type tractor generator with combined excitation.**

Performance characteristics improvement for electric equipment of motor vehicles and agricultural machinery is an urgent problem. The paper considers problems of a permanent-motor generator rotor designing. The generator's magnetoelectric system operation is analysed via an equivalent circuit of the

37 magnet external circuit taking into account magnetic state of the magnet itself. To calculate an external characteristic, the permanent magnet operating diagram is used.

*Key words* - inductor-type generator, permanent magnet, equivalent circuit, designing.

*Rimsha V.V., Radimov I.N., Chan Txi Txu Chiong.*

**Influence of stator tooth zone configuration on electromagnetic torque and radial electromagnetic forces in a switched reluctance motor.**

Results of comparative analysis of electromagnetic torque and radial electromagnetic forces for a four-phase switched reluctance motor (SRM) with the number of poles equal to 16/12 for various stator tooth zone configurations are presented. It is shown that selection of the stator tooth shape is a multicriterion problem that must be solved with an allowance for specific character of electrical SRM drive load.

*Key words* – switched reluctance motor, electromagnetic torque, electromagnetic forces, eccentric rotor position.

*Fedorov M.M., Tkachenko A.A.*

**On the problem of fault monitoring system designing for induction motors**

The paper presents analysis of induction motor failures. Causes of fault initiation and fault behavior are studied. Available approaches to fault monitoring system designing are analyzed. A current-state monitoring system structure for induction motors is introduced.

*Key words* – fault monitoring system, induction motor, current-state monitoring, design.

*Tchaban A.V.*

**Mathematical simulation of electromechanical oscillation processes in a multimass system with an induction motor**

The paper introduces an electromechanical oscillation process analysis method for a multimass system with a deep-bar induction motor drive. Processes are described in phase coordinates. Differential equations of the electromechanical system are given in a normal Cauchy form. Results of computations have been used for analysis of the motor angular rate and elastic torques in drive shafting coupling joints of the electric drive.

*Key word* - deep-bar induction motor, multimass system, electromechanical oscillation processes.

56

59

62

## Electrical Engineering: Theory

*Baranov M.I.*

66

**A simplified mathematical model of microprocesses in a conductor with a conduction current.**

On the basis of a simplified mathematical model developed in accordance with classical physics principles for microprocesses in a metallic conductor with an electric current of an arbitrary time curve, an estimation of the most important physical magnitudes specifying free electron drift in the conductor material under external electric field action is given.

*Key words* – **mathematical model, calculation, microprocess, conductor, electric field, electric current.**

*Polovinka D.V., Nevzlin B.I., Zagirnyak M.V.*

71

**Analytic dependences of output voltage for a diode-capacitance bridge under conductance components extraction**

Equivalent circuits of diode-capacitance bridges used for extraction of active and reactive conductance components in an instrument transducer with a wet discrete material are introduced. Analytic dependences of the bridge output voltage upon the transducer parameters are obtained, which allows determining desired moisture of the discrete material.

*Key words* - **equivalent circuit, diode-capacitance bridge, analytic voltage dependence, instrument transducer, discrete material.**

## High Electrical and Magnetic Field Engineering

*Kravchenko V.I., Nemchenko Y.S.*

76

**Basic reference standard of Ukraine for pulsed electric and magnetic fields –purpose of the standard creation, standard requirements and its embodiment**

The article describes the purpose and results of creating a Basic Reference Standard of Ukraine for units of pulsed electric and magnetic field intensities intended for measurement assurance of uninterrupted work of the Experimental Base NIPKI "Molniya", a national property of Ukraine. This Standard is exclusive in Ukraine. Brief requirements as for metrological, structural and field-performance data of the created Standard and ideology of the Standard creation and its structure are given in the article.

*Key words* – **pulsed electromagnetic field, standard, strip line.**

## 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 анотацій українською мовою, до 5 рядків (для громадян України).*

*Текст анотацій 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/м<sup>2</sup>, 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.

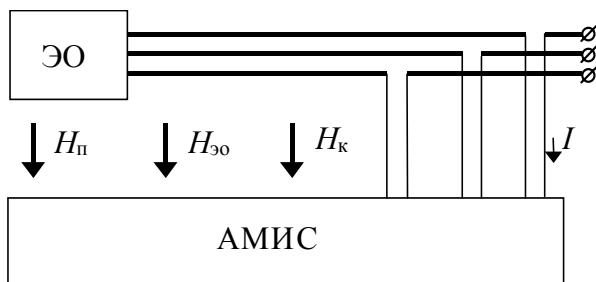


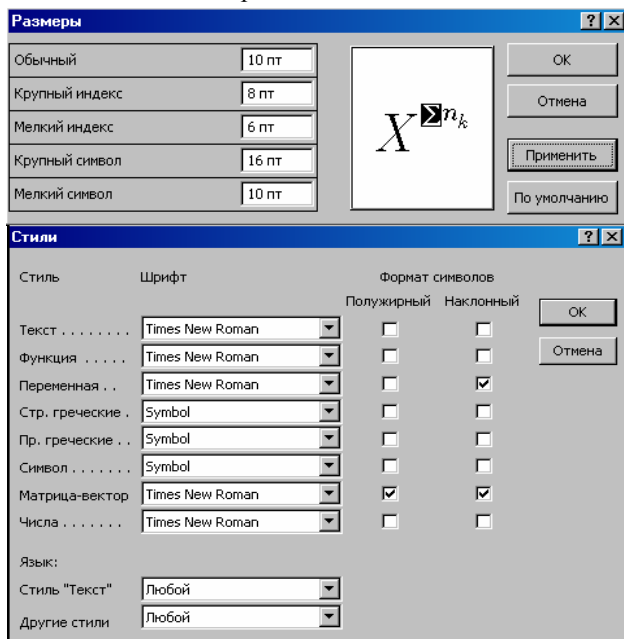
Рис.1. Функціональна схема пристрою

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  $\ell$ , 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 ферромагнітного 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 02.07.2006

або

Надійшла 02.07.2006

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](mailto:kbv@kpi.kharkov.ua) [eie@kpi.kharkov.ua](mailto:eie@kpi.kharkov.ua)

Довідки за телефонами: (057) 707-62-81 Клименко Борис Володимирович, Злуніцина Наталя Ростиславівна

**НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ**

*Електротехніка і Електромеханіка*  
*Электротехника и Электромеханика*  
*Electrical engineering & Electromechanics*  
**2006'2**

ISBN 966-593-254-3



Технічне редагування:

Смельянов Вадим Леонідович

т. (057)707-69-76

E-mail: [evl@kpi.kharkov.ua](mailto:evl@kpi.kharkov.ua)

Секретар редакції:

Злуніцина Наталя Ростиславівна

т. (057)707-62-81

E-mail: [seb@kpi.kharkov.ua](mailto:seb@kpi.kharkov.ua)

Підписано до друку 10.04.2006 р.

Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy

Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 11,0.

Наклад 300 прим. 1-й завод - 135. Зам. № 841. Ціна договірна.

---

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

---

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44

---