

EIE Електротехніка і Електромеханіка

ISBN 966-593-254-3
ISBN 966-593-255-1



Електротехніка і Електромеханіка

Электротехника и Электромеханика

Electrical engineering & Electromechanics

2003'2



Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics

EIE Щоквартальний науково-практичний журнал **2003'2**

Держзвидання

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., проф., завідувач кафедри електричних апаратів 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

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

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

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

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

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

Михайлов В.М. д.т.н., проф., завідувач кафедри інженерної електрофізики НТУ "ХПІ", Харків

Мілих В.І. д.т.н., професор кафедри загальної електротехніки НТУ "ХПІ", Харків

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

Намітоков К.К. д.т.н., проф., завідувач кафедри світлотехніки і джерел світла ХДАМГ, Харків

Омельяненко В.І. д.т.н., проф., завідувач 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., проф., член-кореспондент НАНУ, керівник відділення ІЕД НАНУ, Київ

Рудаков В.В. д.т.н., головний науковий співробітник НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ", Харків

Сосков А.Г. д.т.н., проф., завідувач кафедри електротехніки ХДАМГ, Харків

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

Шинкаренко В.Ф. д.т.н., проф., 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. (0572) 40-02-81. E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua

ISBN 966-593-254-3

ISBN 966-593-255-1

© Національний технічний університет "ХПІ", 2003

ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

Бондаренко В.Е.	Бесконтактный вихретоковый преобразователь для контроля диаметра и удельного электрического сопротивления немагнитных цилиндрических изделий в полях различной ориентации	5
Борзiк В.Л.	Апроксимація кривої намагнічування сталі в сумішених електричних машинах	11
Вербовой А.П., Вербовой П.Ф.	Исследование влияния величины напряжения на электромагнитные параметры катушки из ферромагнитного проводника	13
Галайко Л. П.	Учет магнитных потерь при проектировании вентильных индукторных двигателей	17
Головань В.І., Головань І.В.	Ресурсозберігаючі аспекти при розробці технічних рішень асинхронних двигунів з індукційним реостатом в колі ротора	19
Дорохов А.В., Финкельштейн В.Б.	Смягчение электродинамических перегрузок при подключении к сети асинхронных генераторов ветроэлектроагрегатов	24
Завгородній В.Д.	Квантово-механічна модель давачів кута індукційного типу (частина 2)	28
Завгородній В.Д., Старостін О.С., Петрова О.А.	Моделювання форм геометричних структур електромеханічних перетворювачів двосторонньої зубчастості	33
Луников В.С.	Способ настройки системы компенсации магнитного поля распределительного устройства	38
Мищенко Т.Н., Михаличенко П.Е., Костин Н.А.	Вероятностные характеристики случайной функции напряжения на токоприёмнике первого украинского электровоза ДЭ1.	43
Намитоков К.К., Клименко Б.В.	Электрическая дуга: 200-летний юбилей великого открытия	46
Постольник Н.В., Серета А.Г.	Преимущества и перспективы использования разрядных ламп высокого давления типа ДРЛ	50
Рассальский А.Н., Солодуненко Д.В.	Математическая модель процесса сушки изоляции трансформаторов тока	53
Сосков А.Г., Алаев П.Н., Соскова И.А.	Расчет нагрева мощных тиристоров с припаянными контактами в составе электронных ключей при воздействии импульсов тока произвольной формы	55
Чабан В., Ковівчак Я., Кашкалов В., Чабан А.	Симуляція комутаційних перенапруг асинхронного мотора, що живиться через кабель	58
Шинкаренко В.Ф., Платкова Н. А.	Категория рода в таксономической структуре эволюционной систематики электрических машин	61

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Баранов М.И.	Электротермическая стойкость изолированных проводов и кабелей к воздействию больших импульсных токов молнии	67
---------------------	---	-----------

Баранов М.И., Бочаров В.А., Игнатенко Н.Н., Колобовский А.К.	Мощные генераторы импульсных напряжений и токов предельных параметров для тестирования силового электроэнергетического оборудования	75
Юферов В.Б., Друй О.С., Скибенко Е.И., Холод Ю.В., Черный О.В., Ильичева В.О., Муфель Е.В., Рыбалко А.Н.	Сверхпроводящие магнитные системы сложной формы и высокой плотностью транспортного тока	81

Теоретична електротехніка

Боев В.М.	Постановка задачи расчета поля тороидального трансформатора с учетом витого магнитопровода и осевого витка обмотки	90
Горбачев М.Н.	Развитие аналитических методов нахождения негармонических решений в задачах теории радиотехнических и электрических цепей	93
Набока Б.Г., Кононов Б.Т., Нечаус А.А.	Асимптотические характеристики и подобие электростатических полей соленоидов	96

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

Заблудский Н.Н., Шевцов Л.В.	Использование квалиметрии для повышения уровня подготовки студентов электротехнических специальностей	102
---	---	------------

Ювілеї

Зекцер Д.М.	К 80-летию со дня рождения	104
Омельяненко В.И.	К 60-летию со дня рождения	105

Інформація

SIEMA`2003	Міжнародний симпозіум	106
SIEMA`2003	Международный симпозиум	107
Список авторів		108
Abstracts		109
Вимоги	до оформлення статей і інформаційних матеріалів у науково-практичному журналі «Електротехніка і електромеханіка»	112

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" – підписне видання. Вартість підписки на рік — 90,96 грн., на квартал — 22,74 грн. Підписний індекс: 01216.

Постановою Президії ВАК України від 15.01.03 № 1-08/5 науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" внесено до Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук. Журнал зареєстровано як фаховий з № 1 за 2002 рік.

БЕСКОНТАКТНЫЙ ВИХРЕТОКОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ДИАМЕТРА И УДЕЛЬНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ НЕМАГНИТНЫХ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ В ПОЛЯХ РАЗЛИЧНОЙ ОРИЕНТАЦИИ

Бондаренко В.Е., к.т.н, доц.

Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут"

Україна, 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21 НТУ"ХПИ", кафедра "Передача електричної енергії"

Тел.(0572) 40-0996, E-mail: bond@kpi.kharkov.ua

В роботі розглянуто методи та вибрано схеми пристроїв для безконтактного контролю діаметра та питомого електричного опору протяжених немагнітних провідних виробів в повздовжньому та поперечному магнітному полі. Приведені розрахунки основних параметрів перетворювача і його точнісні характеристики.

В работе рассмотрены методы и выбраны схемы устройств для бесконтактного контроля диаметра и удельного электрического сопротивления протяжённых немагнитных проводящих цилиндрических изделий в продольном и поперечном магнитном поле. Проведён расчёт основных параметров, даны их точностные характеристики.

Всё больше внимания в энергетике, особенно в последнее время, уделяется вопросам контроля технического состояния материалов, отдельных элементов и оборудования в целом. Важность контроля, не в последнюю очередь, диктуется усилением таких неблагоприятных факторов, как прогрессирующее старение и неэффективное техническое обслуживание. Кроме этого, следует учесть и невозможность прямого контроля геометрических и электрических параметров проводящих элементов линий электропередачи, когда у огромного количества протяжённых токопроводов свободный доступ к концам в большинстве случаев затруднён или вообще отсутствует. Поэтому вопросы одновременного контроля геометрических и электрических параметров представляют значительный практический интерес.

Одним из возможных вариантов контроля диаметра и удельного электрического сопротивления может быть бесконтактный вихретоковый метод. Такие методы и устройства в настоящее время достаточно подробно исследованы для контроля параметров цилиндрических проводящих изделий в продольном [6,9] и поперечных [2,10] электромагнитных полях. Однако эти исследования выполнены в основном на ферромагнитных образцах. При этом диаметр, удельная электрическая проводимость, а иногда и магнитная проницаемость контролируются отдельно. Вопрос же одновременного контроля диаметра и удельного электрического сопротивления проводника, выполненного, как правило, из меди или из алюминия, позволяет оценить проводящие свойства проводника и судить о его прочностных характеристиках. Это особенно важно, поскольку проводники в процессе эксплуатации подвержены интенсивному износу при воздействии механических нагрузок, на транспорте, и гололёдных или ветровых нагрузок на линиях электропередачи. Поэтому несомненный интерес представляют возможные методы и устройства одновременного контроля радиуса и удельного электрического сопротивления длинномерных немагнитных проводниковых изделий [8].

Рассмотрим модель проводящего изделия

имеющего свободный доступ хотя бы к одному концу. Для его контроля может быть использован метод измерения с проходным трансформаторным электромагнитным преобразователем (ТЭМП). Такой преобразователь состоит из двух коаксиально расположенных цилиндрических катушек, внутри которых располагается контролируемое изделие. Наружная обмотка преобразователя создаёт продольное переменное магнитное поле, которое возбуждает вихревые токи в толще проводникового материала. Внутренняя обмотка является измерительной и предназначена для контроля ЭДС, наводимой в ней результирующим магнитным потоком. В связи со сложностью зависимостей между характеристиками контролируемого изделия и параметрами электрической цепи преобразователя, проведение анализа режимов работы устройств с ТЭМП в значительной степени затруднено. Однако, если ввести некоторую безразмерную величину, связывающую выходные электрические сигналы, геометрические размеры преобразователя и изделия и установить универсальные зависимости амплитуды и фазы этой величины от обобщённого параметра, характеризующего свойства изделия, а так же определить последовательность расчётных и измерительных операций, можно создать простой электромагнитный метод одновременного определения диаметра и удельного электрического сопротивления изделия в продольном магнитном поле. Для расчёта распределения напряжённости по радиусу цилиндрического проводящего изделия воспользуемся уравнениями Максвелла и учитывая граничные условия получим выражение, характеризующее распределение напряжённости магнитного поля вдоль текущего радиуса r .

$$\dot{H}(r) = H_0 \frac{I_0(kr)}{I_0(ka)} \quad (1)$$

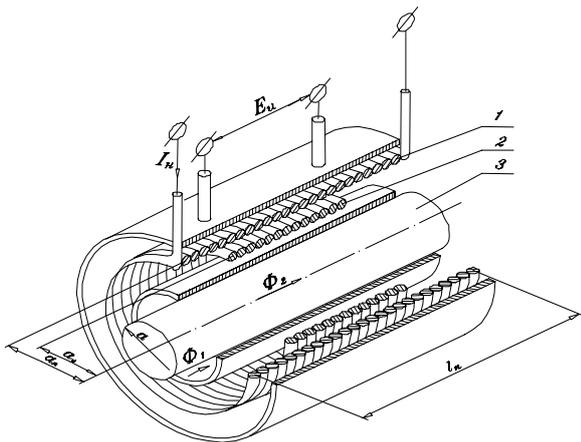
где H_0 – напряжённость магнитного поля в воздушном зазоре между изделием и обмоткой; I_0 – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка от линейных аргументов (kr) и (ka) ; k – линейный параметр.

$$\dot{k} = \sqrt{i\omega\mu_0\mu_r\sigma} \quad (2)$$

где ω - циклическая частота переменного магнитного поля.

Зная распределения напряжённости магнитного поля вдоль радиуса находим магнитный поток Φ_2 , пронизывающий поперечное сечение проводника в намагничивающей обмотки (см.рис.1) и с учётом ряда допущений получим

$$\Phi_2 = \mu_0\mu_r H_0 \frac{2\pi a I_1(\dot{k}a)}{\dot{k} I_0(\dot{k}a)} \quad (3)$$



- 1-намагничивающая обмотка;
- 2-измерительная обмотка;
- 3-изделие

Рис.1. Проходной ТЭМП с проводящим цилиндрическим изделием

Для определения параметров контролируемого изделия необходимо знать их влияние на ЭДС измерительной обмотки ТЭМП, для чего используя (1), рассчитывают магнитные потоки, создаваемые возбуждающей обмоткой преобразователя, внутри и снаружи её, и соответствующие им ЭДС без изделия и с изделием.

Для упрощения процесса анализа режимов работы ТЭМП введём, используя полученные значения магнитных потоков и ЭДС, комплексный безразмерный параметр N , характеризующий собой удельную нормированную ЭДС ТЭМП. Выделим действительную и мнимую части N и его фазы $\varphi_{вн}$. Тогда получим выражение для модуля N и фазы $\varphi_{вн}$:

$$|N| = \frac{E_{вн}}{E_0\eta} = \sqrt{(1 - \mu_r \operatorname{Re} \dot{K})^2 + (\mu_r \operatorname{Im} \dot{K})^2} \quad (4)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_{вн} = \frac{\mu_r \operatorname{Im} \dot{K}}{1 - \mu_r \operatorname{Re} \dot{K}} \quad (5)$$

где $\operatorname{Re} \dot{K}$ и $\operatorname{Im} \dot{K}$ - действительная и мнимая части специального комплексного параметра K , характеризующего собой удельный нормированный магнитный поток, приходящийся на единицу μ_r ; $E_{вн}$ и E_0 - вносимая ЭДС и ЭДС ТЭМП без изделия; $\varphi_{вн}$ - фазовый угол сдвига $E_{вн}$ по отношению к E_0 ; η - коэффициент заполнения ТЭМП изделием, $\eta = d^2/d_n^2 - d$ и d_n - диаметры изделия и измерительной обмотки ТЭМП соответственно.

Записав действительную и мнимую части ком-

плексного параметра K через функции Кельвина [7], а так же используя числовые значения из [11] представим зависимости N и $\varphi_{вн}$ от x графически

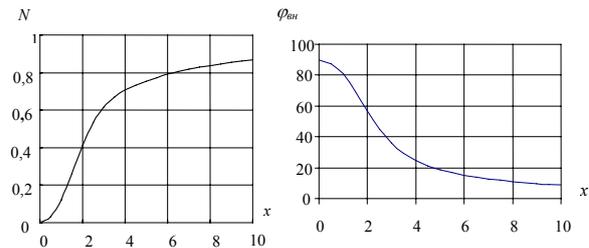


Рис.2. Зависимость параметров N и $|\varphi_{вн}|$ от x .

Из представленных графиков видны точки перегиба, в которых наблюдается наибольшая крутизна кривых. Для одновременного определения диаметра и удельного электрического сопротивления цилиндрического немагнитного изделия воспользуемся появлением экстремумов на функциях амплитудной S_N и фазовой S_φ чувствительностей ТЭМП к параметру x , определив лишь одну точку на двух функциях преобразования, т.е. рабочую точку амплитудной или фазовой чувствительности преобразователя [5]. Для уточнения координат этих точек продифференцируем функции $N = f(x)$ и $|\varphi_{вн}| = f(x)$ и представим результаты графически (см. рис.3).

Как видно из рисунка, максимальные значения чувствительности S_N и S_φ наступают при $x_1 = 1,62$ и $x_2 = 1,82$ соответственно. Таким образом, используя рассчитанные максимальные значения S_N и S_φ и результаты экспериментов возможно определить одновременно диаметр d и удельное электрическое сопротивление ρ цилиндрического изделия. Действительно, производную dN/dx можно представить как

$$S_N = \frac{dN}{dx} = \frac{\sqrt{f}}{C_1} \frac{dE_{вн}^*}{df} \quad (6)$$

где $dE_{вн}^*/df$ - производная нормированной вносимой ЭДС $E_{вн}^*$ - по частоте f , $E_{вн}^* = E_{вн}/E_0$; C_1 - коэффициент, постоянный для конкретного изделия;

$$x = \frac{d}{2} \sqrt{\frac{2\pi\mu_0 f}{\rho}} \quad \text{- обобщенный параметр.}$$

Аналогично производную $d\varphi_{вн}/dx$ запишем в виде

$$S_\varphi = \frac{d\varphi_{вн}}{dx} = \frac{\sqrt{f}}{C_2} \frac{d\varphi_{вн}}{df} \quad (7)$$

где $d\varphi_{вн}/df$ - производная угла $\varphi_{вн}$ по частоте f ; C_2 - постоянный для конкретного изделия коэффициент.

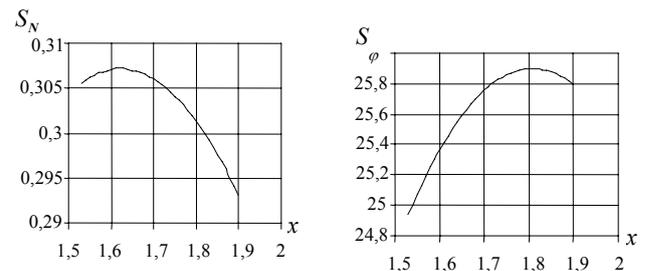


Рис.3 Зависимость S_N и S_φ чувствительностей от x .

Таким образом, рис.3 и формулы (6)-(7) позволяют разработать процедуру определения d и ρ цилиндрического изделия. Особенностью такой процедуры является регистрация оптимальных значений $E_{\text{вн}}$ и $\varphi_{\text{вн}}$ при амплитудном или фазовом методе. Затем определяют контрольные параметры:

$$d = d_u \sqrt{\frac{E_{\text{вн}}}{E_0 N}} = d_u \sqrt{\frac{E_{\text{вн}}^*}{N}} \quad (8)$$

Для последовательного цикла измерений

$$\rho = \frac{\pi \mu_0 f d^2}{2 x^2} \quad (9)$$

Для параллельного цикла

$$\rho = \frac{\pi \mu_0 f d_u E_{\text{вн}}^*}{2 x^2 N} \quad (10)$$

где d_u – диаметр измерительной обмотки.

Для оценки эффективности бесконтактного метода контроля протяжённых цилиндрических изделий, имеющих доступ хотя бы с одного конца, был проведён расчёт ожидаемых значений сигналов преобразователя с изделием [4].

Как показали выполненные расчёты, проведённые для трёх значений радиусов изделий, выполненных из меди и алюминия, значения вносимого ЭДС $E_{\text{вн}}$ тем заметнее с ростом обобщённого параметра x , чем больше коэффициент заполнения преобразователя. В этом случае влияние воздушного зазора между изделием и измерительной обмоткой уменьшается. Влияние скин-эффекта становится более заметным для изделий с большими радиусами. Значение величины $E_{\text{вн}}$ как для медного, так и для алюминиевого образца находятся вблизи 1В. Изменение фазового угла $\varphi_{\text{вн}}$ наблюдается лишь в области малых значений x . При значениях $x \geq 4$ $\varphi_{\text{вн}}$ изменяется очень мало и для всех x практически не зависит от радиуса.

Для проверки предложенного метода одновременного контроля диаметра и удельного электрического сопротивления немагнитных цилиндрических изделий были проведены эксперименты по схеме представленной на рис. 4 [5]. В схеме использованы три идентичных преобразователя. Первичные обмотки рабочего (РП) и компенсационного (КП) преобразователей включены последовательно-согласно, вторичные последовательно-встречно. Измерительные приборы в схеме, в особенности их пределы измерений класс точности, выбирались с учётом проведённого расчёта ожидаемых значений сигналов преобразователя.

Схема настраивается таким образом, что при отсутствии в РП образца, разностный сигнал, фиксированный вольтметром V равен нулю, так как на выходе всех трёх вторичных обмоток ЭДС E_0 будет одинаковая. Когда в преобразователь помещается изделие, появляется разностная ЭДС $E_{\text{вн}}$, регистрируемая тем же вольтметром. Фазовый угол $\varphi_{\text{вн}}$ определяется фазометром Φ . Без изделия ЭДС E_0 РП измеряется при сохранении намагничивающего тока постоянным в процессе проведения эксперимента. Среднюю напря-

жённость H_0 однородного магнитного поля выбирают в пределах 200-400 А/м. Для исследования были выбраны образцы из меди и алюминия, длина которых всегда превышала длину преобразователя.

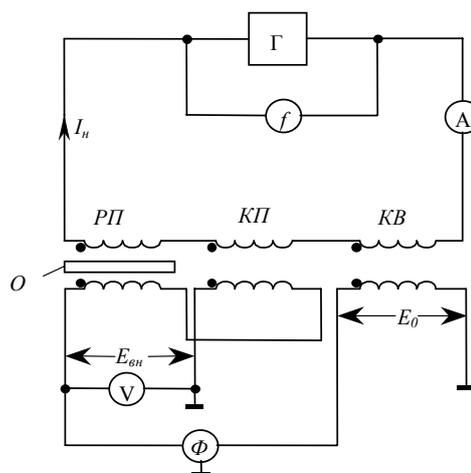
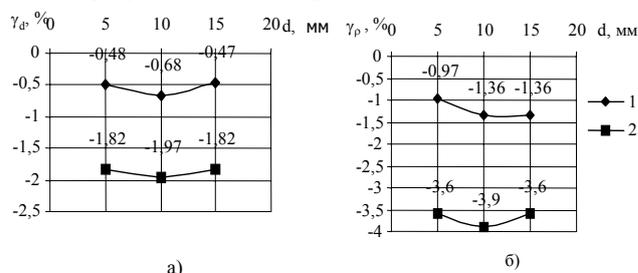


Рис.4 Схема совместного измерения радиуса и удельного электрического сопротивления цилиндрических изделий

На рис.5 приведены относительные погрешности измерений диаметра d и удельного электрического сопротивления ρ цилиндрических изделий, выполненных из медного и алюминиевого материала (рассмотрен последовательный цикл). Из рисунка следует, что действительные и измеряемые значения d и ρ хорошо согласуются между собой. Максимальные значения относительных погрешностей γ_d и γ_ρ не превышают 2% и 4% соответственно. Результаты измерений в параллельном цикле расчётных операций определения d и ρ тех же изделий практически согласуются с результатами эксперимента.



1 - медь; 2 - алюминий.

Рис.5. Относительные погрешности измерения d и ρ при различных диаметрах медных и алюминиевых образцов.

Проведенный анализ процедур определения d и ρ с использованием продольного магнитного поля показал, что фазовый экстремальный метод, можно осуществить проще чем амплитудный, поэтому для контроля изделий, которые протяжены по своему устройству и доступ к концам которых затруднен, был выбран фазовый метод с использованием преобразователя с поперечным к изделию магнитным зондирующим полем. [3]. Такой преобразователь должен сочетать в себе функции проходного и накладного преобразователя, которому в полной мере соответствуют две катушки Гельмгольца (КГ), магнитное поле которых направлено поперек продольной оси изделия.

Измерительная катушка (ИК), как элемент преобразователя, размещается вблизи поверхности изделия (рис.6). Преобразователь (КГ) создает поперечное магнитное поле, т.е. направленное перпендикулярно продольной оси цилиндрического изделия, обеспечивая таким образом однородность поля в котором находится образец.

Для рассмотрения метода одновременного контроля d и ρ воспользуемся уравнением Максвелла и законом Ома в цилиндрической системе координат и при относительной магнитной проницаемости $\mu_r=1$ изделия, получим выражение для напряжённости результирующего поперечного магнитного поля снаружи цилиндрического изделия с учётом граничных условий

$$\dot{H}_\perp = \dot{H}_0 \left[1 - \frac{I_2(\dot{k}a)}{I_0(\dot{k}a)} \cdot \frac{a^2}{r^2} \cos 2\theta \right] \quad (11)$$

где H_0 – напряжённость исходного однородного магнитного поля; I_0, I_2 – модифицированные функции Бесселя первого рода; a – радиус цилиндрического изделия; r, θ – радиальная и угловая текущие координаты.

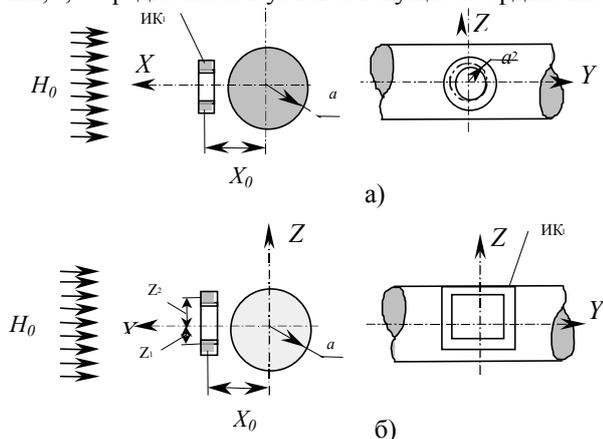


Рис.6. Расположение круглой а) и прямоугольной б) измерительных катушек вблизи изделия.

Для того, чтобы преобразователь измерял непосредственно реакцию цилиндрического изделия на внешнее возбуждающее поле, введём понятие разностного нормированного потока $(\dot{\Phi}_0 - \dot{\Phi}_p) / \dot{\Phi}_0$, где $\dot{\Phi}_0$ – магнитный поток зондирующего поля, пронизывающий измерительную катушку ИК в отсутствие изделия; $\dot{\Phi}_p$ – внешний результирующий магнитный поток. Воспользовавшись выражениями для определения $\dot{H}_\perp, \dot{\Phi}_p, I_0$ и I_2 определим модуль и фазу разностного нормированного потока

$$\left| \frac{\dot{\Phi}_0 - \dot{\Phi}_p}{\eta \cdot \dot{\Phi}_0} \right| = \left| \frac{\dot{\Phi}_{вн}}{\eta \dot{\Phi}_0} \right| = \left| \frac{\dot{E}_{вн}}{\eta \dot{E}_0} \right| = \quad (12)$$

$$= \sqrt{1 - \sqrt{2}(\text{Re } \dot{A} + \text{Im } \dot{A}) + |\dot{A}|^2} \quad (13)$$

$$\text{tg } \varphi = \frac{\text{Re } \dot{A} - \text{Im } \dot{A}}{\sqrt{2} - (\text{Re } \dot{A} + \text{Im } \dot{A})}$$

где $\dot{A} = \frac{I_1(x\sqrt{i})}{xI_0(x\sqrt{i})}$ – комплексная величина; η – форм-

фактор, безразмерная геометрическая функция, которая зависит от формы, размеров датчика, цилиндрического изделия и их взаимного расположения.

Для упрощения процесса анализа режимов такого преобразователя при использовании немагнитных материалов, введём безразмерную комплексную величину \dot{N} , которая выражает собой в данном случае удельную вносимую ЭДС ИК вихревого преобразователя и выразив модифицированные функции Бесселя I_0 и I_2 в (11) через ber, ber' – функции Кельвина, запишем модуль и фазу этой величины:

$$|\dot{N}| = \left| \frac{\dot{E}_{вн}}{\eta \dot{E}_0} \right| = \left(1 - \frac{4}{x^2} \times \right. \quad (14)$$

$$\left. \times \frac{xber' x bei' x - x ber' x bei x - ber'^2 x - bei'^2 x}{bei^2 x + ber^2 x} \right)^{1/2}$$

$$\text{tg } \varphi_{вн} = \frac{\frac{2}{x}(berx ber'x + bei x bei'x)}{ber^2 x + bei^2 x - \frac{2}{x}(berx bei x - bei x ber'x)} \quad (15)$$

где “штрих” означает производную соответствующей функции Кельвина по аргументу x .

Анализ выражений (14) и (15) показывает, что фаза разностного нормированного магнитного потока $\varphi_{вн}$ не зависит от форм-фактора η . Это даёт возможность проведения фазовых измерений и контроля удельного электрического сопротивления изделий практически без отстройки от такого существенно мешающего фактора, как зазор между изделием и измерительной катушкой, что важно в практике неразрушающего контроля.

Зависимости N и $\varphi_{вн}$ от x , а так же измеренные значения $E_{вн}, \varphi_{вн}$ и известные параметры d и x_0 позволяют установить последовательность измерительных и расчётных операций для одновременного контроля радиуса a и удельного электрического сопротивления ρ цилиндрических проводящих изделий.

Выражение для диаметра при условии использования круглой ИК:

$$d = d_2 \sqrt{\frac{E_{вн}}{2E_0|N|} \frac{1}{\left[1 - \frac{1}{\sqrt{1+a_2^2/x_0^2}} \right]}} \quad (16)$$

для прямоугольной ИК (при условии $z_1 = z_2 = z$) (см. рис.6 б)

$$d = 2x_0 \sqrt{\frac{E_{вн}}{2E_0|N|} \left(1 + \frac{z^2}{x_0^2} \right)} \quad (17)$$

Выражение для определение удельного электрического сопротивления находят в случае круглой ИК:

$$\rho = \frac{\pi\mu_0 d^2 f}{4x^2} \frac{E_{\text{вн}}}{E_0 |N|} \frac{1}{\left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + a_2^2 / x_0^2}} \right]} \quad (18)$$

При использовании прямоугольной катушки имеем

$$\rho = \frac{2\pi\mu_0 f x_0^2}{x^2} \frac{E_{\text{вн}}}{E_0 |N|} \left(1 + \frac{z^2}{x_0^2} \right) \quad (19)$$

Для проверки выбранного фазового экстремального метода контроля с использованием поперечного зондирующего магнитного поля были проведены эксперименты по схеме, представленной на рис. 7.

Используя методику расчёта сигналов электромагнитного преобразователя [1] были выбраны измерительные приборы для контроля диаметра d и удельного электрического сопротивления ρ медных и алюминиевых образцов.

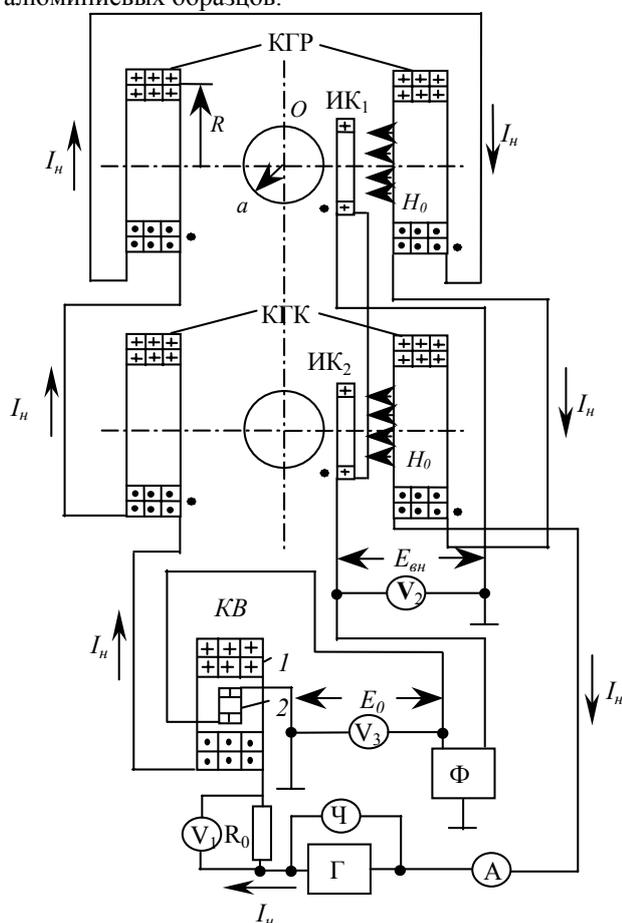


Рис. 7. Схема включения электромагнитного преобразователя с поперечным магнитным полем.

Схема содержит две пары идентичных катушек Гельмгольца: рабочие – КГР и компенсационные – КГК, образец – O, две идентичные прямоугольные измерительные катушки: рабочая – ИК₁ и компенсационная – ИК₂, катушка взаимной индуктивности КВ, с первичной – 1 и вторичной – 2 обмотками, вольтметры V₁, V₂, V₃, генератор синусоидальных сигналов Г, частотомер Ч, образцовое сопротивление R₀, амперметр А и фазометр Ф.

Используя фазовый электромагнитный метод, устанавливают по фазометру Ф значения $\varphi_{\text{вн}} = 61,62^\circ$, что соответствует $S\varphi = S\varphi_{\text{max}}$ изменяя частоту зондирующего поля f (см. рис. 3 (б)). По результатам измерений f , $E_{\text{вн}}$, E_0 и по известным значениям x_0 и Z , а так же по найденному параметру $|N|$ определяют диаметры медного и алюминиевого цилиндрического образца. Затем, используя (18) находят удельное электрическое сопротивление. Погрешности определения величин d и ρ контрольными (микрометрический и мостовой) и в результате эксперимента составляет 0,2% и 0,3% соответственно.

Проведённый анализ погрешностей косвенных и совокупных измерений диаметра d и удельного электрического сопротивления ρ цилиндрических немагнитных изделий, используя методику суммирования этих погрешностей стал решающим при определении точностных характеристик оптимальных режимов предлагаемых преобразователей. Получены следующие выражения для расчёта относительных погрешностей измерения диаметра при использовании:

- продольного зондирующего поля:

$$\gamma_d = 1,1 \left[\gamma_{du}^2 + \left(\frac{1}{2} \gamma_{E_{\text{вн}}} \right)^2 + \left(\frac{1}{2} \gamma_{E_0} \right)^2 + \left(C_d \gamma_{\varphi_{\text{вн}}} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (20)$$

- поперечного зондирующего поля, с круглой ИК:

$$\gamma_{d_K} = 1,1 \left[(\gamma_{d_2})^2 + \left(\frac{1}{2} \gamma_{E_{\text{вн}}} \right)^2 + \left(\frac{1}{2} \gamma_{E_0} \right)^2 + \left(C_{\varphi_{\text{вн}}} \gamma_{\varphi_{\text{вн}}} \right)^2 + (C_{a_2} \gamma_{a_2})^2 + (C_{x_0} \gamma_{x_0})^2 \right]^{1/2} \quad (21)$$

- поперечного зондирующего поля с прямоугольной ИК:

$$\gamma_{d_{\Pi}} = 1,1 \left[\left(\frac{1}{2} \gamma_{E_{\text{вн}}} \right)^2 + \left(\frac{1}{2} \gamma_{E_0} \right)^2 + \left(C_{\varphi_{\text{вн}}} \gamma_{\varphi_{\text{вн}}} \right)^2 + (C_z \gamma_z)^2 + (C_{x_0} \gamma_{x_0})^2 \right]^{1/2} \quad (22)$$

а так же для расчёта удельного электрического сопротивления в полях различной ориентации:

$$\gamma_\rho = 1,1 \sqrt{(\gamma_f)^2 + (2\gamma_d)^2 + (C_\rho \gamma_{\varphi_{\text{вн}}})^2} \quad (23)$$

где γ_d – относительная погрешность измерения величины диаметра изделия; C_d , $C_{\varphi_{\text{вн}}}$, C_{a_2} , C_{x_0} , C_z , C_ρ – коэффициенты влияния.

Относительные погрешности измерения отдельных параметров определялись с учетом классов точности используемой измерительной аппаратуры и принимались $\gamma_{E_{\text{вн}}} = \gamma_{E_0} \cong 0,5\%$; $\gamma_{\varphi_{\text{вн}}} = 1\%$, $\gamma_f = 0,1\%$; $\gamma_{du} = 0,2\%$.

Полученные зависимости $\gamma_d = f(x)$ и $\gamma_\rho = f(x)$ расположены в основном в области низких значений погрешностей. Так при $x \geq 3$ γ_d и γ_ρ слабо зависят от x и лежат вблизи 0,5 и 2,5% соответственно (рис. 8). При $x \leq 1$ погрешности возрастают, в связи со слабой реакцией изделия на значительное проникновение магнитного поля в образец.

Таким образом, погрешности γ_d и γ_ρ определяются положением рабочей точки (величиной x) и погрешностями измерительных приборов. Это подтверждает универсальность кривых $\gamma_d = f(x)$ и $\gamma_\rho = f(x)$ и при соответствующих погрешностях измерительных приборов могут быть использованы для определения погрешностей измерения двух параметров изделий с любыми значениями диаметров и удельного электрического сопротивления.

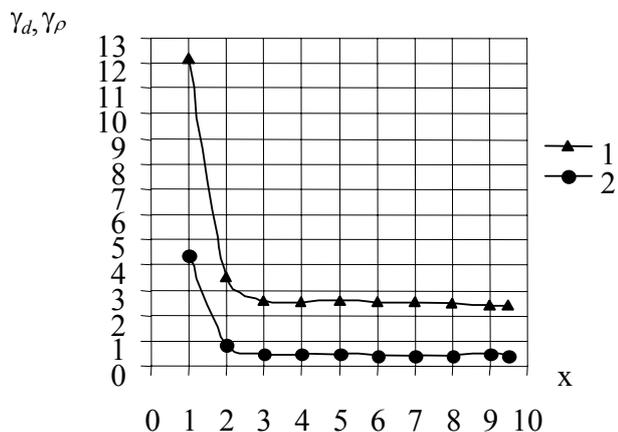


Рис. 8. Зависимость γ_ρ (1) и γ_d (2) ТЭМП от x (продольное зондирующее поле)

В результате проведенных исследований преобразователей с продольным и поперечным магнитным полем на примере контроля d и ρ немагнитного проводникового протяженного цилиндрического изделия была рассмотрена теория работы таких преобразователей на основе уравнений Максвелла и получены выражения для определения модуля и фазы разностного нормированного магнитного потока.

Построены универсальные функции преобразования в виде графиков и массивов точек, связывающие $E_{вн}$ и $\varphi_{вн}$ с обобщенным параметром x .

Рассмотрены две модификации метода определения совместного диаметра и удельного электрического сопротивления – амплитудная и фазовая, которые отличаются измеряемыми величинами. Показано преимущество фазового экстремального метода, приведен пример использования на преобразователе с поперечным магнитным полем.

Создана методика расчетов сигналов ТЭМП, создающего продольное магнитное поле. Разработаны схемы включения бесконтактных преобразователей для контроля двух параметров немагнитного цилиндрического изделия реализующие амплитудные и фазовые экстремальные методы.

Разработана методика расчета погрешностей совместного контроля диаметра и удельного электрического сопротивления цилиндрических немагнитных проводниковых изделий. Получены выражения для оценки погрешностей измерения d и ρ и определены оптимальные диапазоны их измерения в зависимости от значений обобщенного параметра. Погрешность измерения диаметра в рекомендуемом диапазоне измерения не превышает 0,5%, а удельного электрического сопротивления 2,5%.

Результаты данной работы могут быть использованы для допускового контроля проводов ЛЭП на предприятии - изготовителе при эксплуатации в энергетических предприятиях.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Авраменко А.А., Горкунов Б.Г. и др. Методика расчета сигналов электромагнитного преобразователя с цилиндрическим изделием. // Приборостроение. 1986. №4. С. 64-67.
- [2] Авраменко А.А., Себко В.П. и др. Бесконтактное измерение удельной электрической проводимости цилиндрических изделий в поперечном переменном магнитном поле. // Метрология. 1983. №10. С.48-54.
- [3] Бондаренко В.Е. Вихрековый преобразователь для контроля параметров линий электропередач в поперечном магнитном поле. // Інформ.-керуючі сис-ми на ЗТ. 2001. №2. С.77-80.
- [4] Бондаренко В.Е. Расчет ожидаемых значений сигналов трансформаторного электромагнитного преобразователя с продольным магнитным полем. // Вестн. Хар. политехн. ин-та. 2002. №3. с. 11-16.
- [5] Бондаренко В.Е., Себко В.П. Бесконтактный вихрековый контроль диаметра и удельного электрического сопротивления проводов линий электропередачи. // Технічна електродинаміка. 2002. №1. С.69-72.
- [6] Герасимов В.Г., Останин Ю.Я. и др. Неразрушающий контроль качества изделий электромагнитными методами. М.: Энергия, 1978. 215с.
- [7] Двайт Г.Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы. М.: Наука. 1973. 228с.
- [8] Себко В.П., Горкунов Б.М., Сиренко Н.Н. Теория и практика электромагнитной диагностики материалов, изделий и конструкций. 111 Міжнар. н-т конф. (Метрологія в електроніці) Харків, 10-12 жовтня 2000р. Т.1, с.21-31.
- [9] Себко В.П., Сиренко Н.Н. и др. Определение магнитной проницаемости и удельной магнитной проводимости цилиндрических изделий. // Дефектоскопия. 1989. №10. С.85-88.
- [10] Соболев В.С., Шкарлет Ю.М. Накладные и экранные датчики. Новосибирск: Наука. 1967. 144с.
- [11] Справочник по специальным функциям с формулами, графиками, таблицами. // Под ред. М. Абрамовца, И. Стиган. - М.: Наука. 1979. 832с.

Поступила 15.04.03

АПРОКСИМАЦІЯ КРИВОЇ НАМАГНІЧУВАННЯ СТАЛІ В СУМІЩЕНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИНАХ

Борзюк В.Л.

Українська інженерно-педагогічна академія

Україна, 94000, Стаханов, вул. Тельмана, 53, Гірничий факультет УПА, кафедра "Гірничої електромеханіки"

Тел. (06444) 4-29-62, Факс (06444) 4-10-49

Розглянута можливість апроксимації кривої намагнічування сталі з використанням кубічних сплайнів дефекту 2, які забезпечують високу точність і гладкість кривої та її похідних.

Рассмотрена возможность аппроксимации кривой намагничивания стали с использованием кубических сплайнов дефекта 2, которые обеспечивают высокую точность и гладкость кривой и ее производных.

При проектуванні та математичному моделюванні суміщених електричних машин, зокрема безконтактних одномашинних перетворювачів частоти з урахуванням насичення їх магнітопроводів необхідно будувати апроксимації для таблично заданих кривих намагнічування (КН) як електротехнічних сталей, так і окремих ділянок магнітопроводу. Від точності та способу представлення цих кривих нерідко залежить успіх розв'язування поставленої задачі в цілому, тому питання апроксимації має важливе значення.

Способів апроксимації КН існує досить багато, їх аналіз приведений в [1]. Вони розвивались та вдосконалювались у залежності вимог, які ставились до них практикою розрахунків. Однак до останнього часу цю проблему не можна вважати вирішеною, про що свідчать численні публікації, кількість яких продовжує зростати.

Відомі способи представлення КН можна поділити на:

- а) апроксимації однією аналітичною функцією на всьому інтервалі зміни аргументу;
- б) апроксимації одним поліномом високого ступеня (наприклад, Лагранжа);
- в) апроксимації кількома поліномами або іншими функціями;
- г) кусково-лінійній апроксимації;
- д) апроксимації сплайнами.

Розглянемо кожен з них з точки зору використання при математичному моделюванні динамічних режимів роботи суміщених електричних машин.

Апроксимація одним аналітичним виразом є проста, однак має надто низьку точність, її використання може диктуватись лише необхідністю отримати аналітичний розв'язок задачі.

Апроксимація одним степеневим поліномом, який співпадає зі заданими значеннями КН у вузлових точках здійснюється достатньо просто, однак поліном такого типу має так звані осциляції, що призводить до ще більших осциляцій похідної.

При апроксимації кривої кількома поліномами, як правило, невисокої степені, точність достатньо висока, але в точках стикування крива має розриви по-

хідних. Аналогічні недоліки має і кусково-лінійна апроксимація.

Перелічених вище недоліків позбавлені апроксимації КН сплайнами, зокрема третього порядку [2]. Однак апроксимація КН кубічним сплайном, що проходить через таблично задані вузли, забезпечує високу точність і гладкість кривої лише за умови відсутності суттєвого розкиду табличних значень. Оскільки останні мають експериментальне походження, то цього можна досягнути шляхом попереднього згладжування ручним способом або за допомогою обчислювальної техніки, наприклад, методом найменших квадратів [3].

Також цю проблему можна вирішувати шляхом побудови згладжувального сплайна [4]. Для розв'язування багатьох задач електромеханіки, що виникають при проектуванні та математичному моделюванні, достатньо, щоб КН мала неперервну лише першу похідну. Для таких випадків пропонується використовувати кубічний сплайн дефекту 2 (сплайн Ерміта).

Розглянемо питання побудови сплайна Ерміта для КН, заданої у вигляді $B=B(H)$. Для цього розіб'ємо весь інтервал зміни аргументу B (рис. 1) на ряд ділянок, необов'язково рівномірних. Як відомо, при практичних розрахунках перша та остання ділянки приймаються лінійними. Тому точка B_1 відповідає кінцю першої ділянки, а точка B_N - початку останньої прямолінійної ділянки. Таким чином, необхідно побудувати сплайн на інтервалі $[B_1, B_N]$.

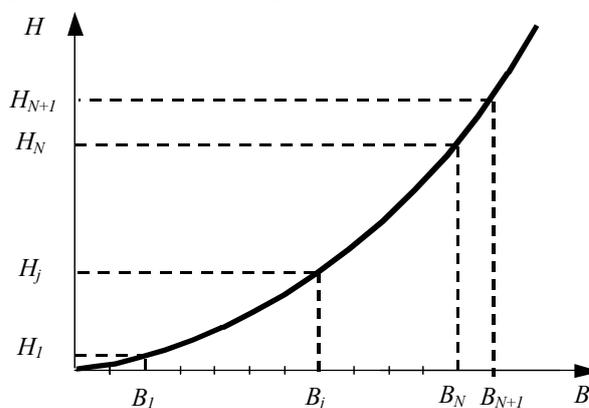


Рис.1. Побудова сплайна кривої намагнічування сталі

Кубічний сплайн Ерміта дефекту 2 у даному випадку – це функція $H=H(B)$, неперервна разом з першою похідною на всьому діапазоні зміни аргументу B , яка співпадає з поліномом третього ступеня на кожній ділянці $[B_{j-1}, B_j]$, де $j=2, \dots, N$ і задовольняє умовам:

$$H(B_j) = H_j; \quad \left. \frac{dH}{dB} \right|_j = \frac{d(H(B_j))}{dB_j}. \quad (1)$$

Для побудови таких сплайнів необхідно знати значення похідної в кожному внутрішньому вузлі. Оскільки в таблицях задаються тільки значення H_j функції, то її похідну необхідно попередньо визначити за однією з формул чисельного диференціювання [5], наприклад,

$$\left. \frac{dH}{dB} \right|_j = \frac{H_{j+1} - H_{j-1}}{B_{j+1} - B_{j-1}}. \quad (2)$$

Запишемо сплайн для j -ої ділянки КН у вигляді

$$H(B) = a_j + b_j(B_j - B) + c_j(B_j - B)^2 + d_j(B_j - B)^3, \quad (3)$$

де j – номер ділянки, рівний номеру вузла на правій її границі; B_j – значення аргументу в цьому вузлі.

Похідна сплайна (3) має вигляд

$$\frac{dH}{dB} = -b_j - 2c_j(B_j - B) - 3d_j(B_j - B)^2. \quad (4)$$

Запишемо необхідні для обчислення коефіцієнтів сплайна рівняння. Для цього підставимо в (3) та (4) значення B_j та B_{j-1} аргументу B відповідно на правій та лівій границях j -ої ділянки:

$$H(B_j) = H_j = a_j; \quad (5)$$

$$H(B_{j-1}) = H_{j-1} = a_j + b_j h_j^2 + d_j h_j^3,$$

$$\left. \frac{dH}{dB} \right|_j = -b_j;$$

$$\left. \frac{dH}{dB} \right|_{j-1} = -b_j - 2c_j h_j - 3d_j h_j^2,$$

де $h_j = B_j - B_{j-1}$ – довжина j -ої ділянки.

З рівнянь (5) знаходимо:

$$a_j = H_j; \quad b_j = -\left. \frac{dH}{dB} \right|_j;$$

$$c_j = \frac{3}{h_j^2} (H_{j-1} - H_j) + \frac{1}{h_j} \left(\left. \frac{dH}{dB} \right|_{j-1} + 2 \left. \frac{dH}{dB} \right|_j \right); \quad (6)$$

$$d_j = -\frac{2}{h_j^3} (H_{j-1} - H_j) - \frac{1}{h_j^2} \left(\left. \frac{dH}{dB} \right|_{j-1} + \left. \frac{dH}{dB} \right|_j \right).$$

Підставивши (6) в (3), отримаємо вираз для обчислення сплайна на j -ої ділянці

$$H(B) = (1-A)^2(1+2A)H_j + A^2(3-2A)H_{j-1} + A^2(1-A)h_j H'_{j-1} - (1-A)^2 h_j H'_j, \quad (7)$$

де $A = (B_j - B)/h_j$; H'_j – похідна dH/dB в j -ому вузлі.

В свою чергу похідна сплайна в будь-якій точці j -ої ділянки обчислюється за формулами (4), (6). Таким чином, для побудови сплайнів необхідно мати масиви функцій та їх похідних. При цьому сітку вузлів краще брати рівномірною, хоча з точки зору кількості вузлів рівномірна сітка не є оптимальною. Однак у цьому випадку більш економічною є процедура пошуку необхідної ділянки при обчисленні значення сплайнів для заданого значення аргументу КН. При цьому ермітові сплайни третього порядку дефекту 2 при відповідному виборі сітки вузлів практично не мають осциляцій і стійкі до розкиду вхідних даних. Використання зазначеного способу апроксимації в суміщених електричних машинах дозволяє отримати більш точну криву намагнічування сталі в порівнянні з іншими відомими способами, що дає можливість оптимізувати показники цих машин при проектуванні.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Оганян Р.В. Аппроксимация кривой намагничивания стали квадратичной функцией// Электричество. – 1998. – №4. – С. 70-73.
- [2] Мальяр В.С., Фильц Р.В. Аппроксимация характеристик намагничивания сплайнами// Изв. ВУЗов СССР. Энергетика. – 1977. - №11. – С.119-121.
- [3] Перхач В.С. Математичні задачі електроенергетики. – Львів: Вища школа, 1989. – 464 с.
- [4] Мальяр В.С. Методи розрахунку динамічних режимів електромеханічних перетворювачів на основі сплайн-функцій: Автореф. дис... д-ра техн. наук: (05.09.01) / Нац. Ун-т "Львів. Політехніка". – Львів, 2001. – 36 с.
- [5] Калиткин Н.Н. Численные методы. – М.: Наука. 1978. – 512 с.

Надійшла 19.03.03

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВЕЛИЧИНЫ НАПРЯЖЕНИЯ НА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ КАТУШКИ ИЗ ФЕРРОМАГНИТНОГО ПРОВОДНИКА

Вербовой А.П., к.т.н., Вербовой П.Ф., д. т. н.
Институт электродинамики НАН Украины
Украина, 03680, Киев-57, пр-кт Победы, 56
Тел. (044) 441-25-75, факс (044) 446-94-94, E-mail: podol @ eld.Kiev.ua

В результаті експериментальних досліджень котушки з залізного дроту встановлено, що її активний опір зменшується при збільшенні підведеної напруги. Причиною цього є зменшення питомого електричного опору. Наводяться формули для його визначення, виражені через електромагнітні навантаження.

В результате экспериментальных исследований катушки из железной проволоки установлено, что ее активное сопротивление уменьшается с увеличением подводимого напряжения. Причиной этому является уменьшение удельного электрического сопротивления. Приводятся формулы для его определения, выраженные через электромагнитные нагрузки.

При исследовании статических и динамических режимов работы, расчете характеристик и проектировании электротехнических и электромеханических устройств активные части из ферромагнитных материалов (экраны индукционных реостатов, роторы асинхронных двигателей, шихтованные пакеты аппаратов, трансформаторов, электрических машин и других устройств) удобно представлять эквивалентными одновитковыми короткозамкнутыми обмотками с сосредоточенными электромагнитными параметрами. Расчетное и экспериментальное определение электромагнитных параметров таких обмоток встречает существенные затруднения, обусловленные нелинейной их зависимостью от частоты и электромагнитных нагрузок. Этим объясняются разногласия в многочисленных публикациях отдельных авторов. Особенно эти разногласия проявляются в множестве публикуемых разнообразных схем замещения одних и тех же устройств.

В настоящей статье рассматриваются вопросы, связанные с изменением удельного электрического сопротивления (удельной электрической проводимости) на примере катушки из железной проволоки.

Обычно при определении активного сопротивления обмоток пользуются значениями удельного электрического сопротивления при постоянном токе и температуре 20 °С. Учет изменения его значения от температуры производится с помощью известной формулы

$$\rho_{\theta} = \rho_{20} \left[1 + \alpha_r (\theta - 20) + \beta_r (\theta - 20)^2 + \dots \right], \quad (1)$$

где ρ_{θ} и ρ_{20} - удельные электрические сопротивления проводника при расчетной температуре и при 20 °С; α_r и β_r - температурные коэффициенты сопротивления проводника, °С⁻¹ и °С⁻².

Увеличение активного сопротивления проводников, обусловленное технологическими отклонениями, учитывается введением в расчетную формулу коэффициента $k_q \geq 1$. Изменение сопротивления, обу-

словленное неравномерностью распределения переменного тока по сечению проводника (поверхностным эффектом, характеризующимся вытеснением тока на поверхность уединенного проводника или эффектом близости для двух и более проводников) учитывается расчетным коэффициентом $k_r \geq 1$.

В книге [1] на стр. 93 приводится формула (2-139) для определения эквивалентного удельного электрического сопротивления ферромагнитного тороида для случаев сильно выраженного поверхностного эффекта. Тороид выполнен из стали Ст.3 с равномерно распределенной обмоткой с числом витков $w_o = 440$. Формула (2-139) в [3] "... при резком поверхностном эффекте" имеет следующий вид:

$$\rho = \frac{E^2}{\omega \Pi^2 BH}, \quad (2)$$

где E - ЭДС взаимной индукции, наводимая в тороиде и в измерительной обмотке, уложенной совместно с основной (первичной) обмоткой с таким же числом витков; ω - угловая частота переменных величин; Π - периметр площади, пронизываемой основным магнитным потоком; B и H - магнитная индукция и напряженность магнитного поля.

Не вдаваясь в подробности объяснения причин изменения ρ и другие особенности изложения материала (например, определение глубины проникновения электромагнитной волны в массивный ферромагнитный тороид), автором книги [1] экспериментально установлено и теоретически доказано уменьшение ρ при увеличении подводимого к первичной обмотке напряжения.

При рассмотрении данного вопроса мы исходили из обычного представления катушки с сосредоточенными электромагнитными параметрами.

Электрический контур, электрическая схема замещения и векторная диаграмма для отдельной катушки приведены на рис. 1. Они справедливы как для катушек из цветных металлов, так и для обмоток из ферромагнитных проводов. Отличие будет только в

том, что активное и индуктивное сопротивления катушки из железной проволоки будут нелинейно изменяться с изменением величины подводимого напряжения. Для сравнения характеристик и параметров катушек из медного и стального проводов рассмотрим экспериментальные данные.

Катушки выполнены кольцевого типа прямоугольного сечения. Катушка из медного провода содержит число витков $w_{Cu} = 55$ и намотана проводом ПСД сечением $q_{Cu} = 1,5 \times 4 = 6 \text{ мм}^2$. Толщина ка-

тушки составляет $\delta_{Cu} = 28 \text{ мм}$ с наружным и внутренним диаметрами $d_{Cuн} = 280 \text{ мм}$, $d_{Cuв} = 200 \text{ мм}$.

Катушка из отожженной железной проволоки, предварительно изолированной стеклотканью, имеет следующие параметры:

$$w_{Fe} = 55; q_{Fe} = \pi \frac{d_{Fe}^2}{4} = \pi \frac{6^2}{4} = 28,274 \text{ мм}^2;$$

$$\delta_{Fe} = 50 \text{ мм}; d_{Feн} = 360 \text{ мм}, d_{Feв} = 200 \text{ мм}.$$

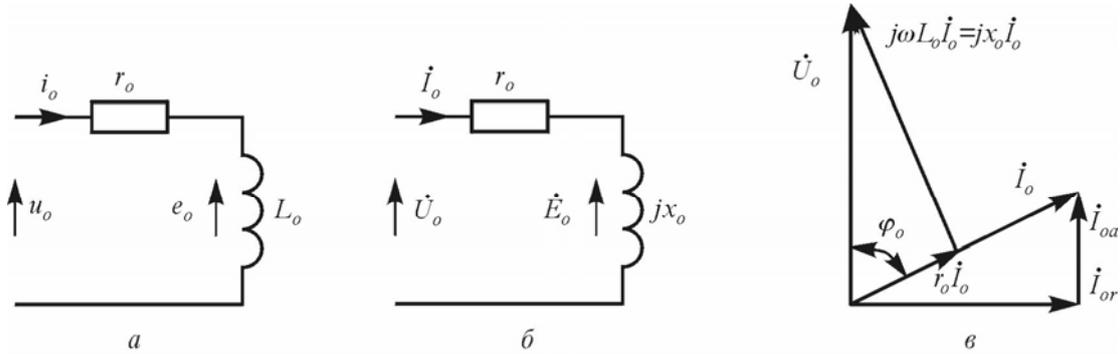


Рис.1. Электрический контур (а), схема замещения (б) и векторная диаграмма (в) катушки

Зависимости тока в катушках, потребляемой активной мощности и коэффициента мощности от подводимого напряжения приведены на рис. 2 (сплошные линии для катушки из железной проволоки и штриховые линии для катушки из меди). Зависимости $I_{Cu}(U)$ и $\cos \varphi_{Cu}(U)$ имеют прямолинейный вид. Нелинейность зависимости $P_{Cu}(U)$ обусловлена тем, что потребляемая активная мощность определяется равенством $P_{Cu} = r_{Cu} I_{Cu}^2$, то есть она пропорциональна квадрату тока. Зависимости $I_{Fe}(U)$ и $\cos \varphi_{Fe}(U)$ отклоняются от прямых линий. Особенно это относится к коэффициенту мощности и к току при малых значениях напряжения.

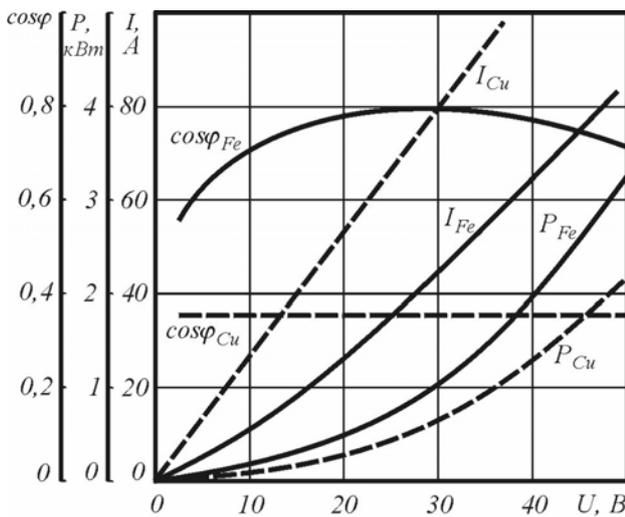


Рис.2. Зависимости $I(U)$, $P(U)$ и $\cos \varphi(U)$ для катушек из медного и ферромагнитного проводов

Значения коэффициента мощности для медной катушки составляет $\cos \varphi_{Cu} = P_{Cu} / UI_{Cu} = 0,335$, а для катушки из железной проволоки изменяется примерно от 0,6 при малых значениях напряжения, затем возрастает до 0,8 при $U = 25 - 35 \text{ В}$, и снова снижается до 0,7 при $U = 50 \text{ В}$.

Несмотря на большие значения тока в медной катушке, потребляемая ею активная мощность меньше за счет более низкого коэффициента мощности $P = UI \cos \varphi$.

Полное сопротивление катушки, активная и индуктивная составляющие его на основе экспериментальных данных вычисляется по следующим формулам и для медной катушки имеют значения:

$$z_{Cu} = U / I_{Cu} = 0,375 \text{ Ом}; \quad (3)$$

$$r_{Cu} = z_{Cu} \cos \varphi_{Cu} = P_{Cu} / I_{Cu}^2 = U \cos \varphi_{Cu} / I_{Cu} = 0,128 \text{ Ом}; \quad (4)$$

$$x_{Cu} = z_{Cu} \sin \varphi_{Cu} = Q_{Cu} / I_{Cu}^2 = U \sin \varphi_{Cu} / I_{Cu} = 0,361 \text{ Ом}. \quad (5)$$

Расчетные значения активного сопротивления катушки при температурах 20 и 115 °С составляют $r_{Cu20} = 0,119$ и $r_{Cu115} = 0,166 \text{ Ом}$. Сравнивая приведенные данные, видим, что значение активного сопротивления, полученное по экспериментальным данным, вписывается в пределы изменения его значений при двух значениях температуры, полученных расчетным путем.

Собственная индуктивность катушки, определенная по экспериментальным данным, равна

$$L_{Cuз} = x_{Cu} / \omega = 0,001148 \text{ Гн}.$$

Расчетное значение собственной индуктивности, полученное по формуле (6.17) в [2], составляет

$$L_{Cu} = \frac{\mu_0 w_{Cu}^2}{4\pi} d_{Cu} F(h_{Cu} / d_{Cu}, \epsilon_{Cu} / d_{Cu}) = 0,001089 \text{ Гн},$$

где d_{Cu} – средний диаметр сечения катушки; F – функция, значение которой зависит от геометрических параметров сечения катушки (h_{Cu} – высота; ϵ_{Cu} – ширина).

Сравнивая расчетные и экспериментальные значения активного сопротивления и индуктивности, приходим к заключению, что они достаточно близки. Расхождения в несколько процентов объясняются тем, что заполнение пространства медью составляет всего 0,295 и действительные размеры сечения катушки отличаются от реальных на толщину изоляции. В расчетах приняты размеры пространства, занимаемого катушкой с изоляцией, в том числе и средний диаметр.

Зависимости полного сопротивления и его составляющих от напряжения для катушки из железной проволоки приведены на рис. 3.

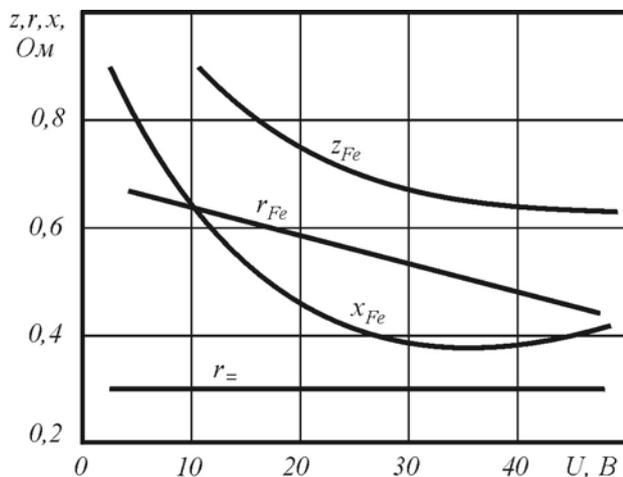


Рис. 3. Зависимости электромагнитных параметров от напряжения для катушки из ферромагнитного провода

Изменение $\cos \varphi_{Fe}$ обусловлено своеобразным изменением активного и индуктивного сопротивлений катушки (рис. 3). При малых значениях напряжения магнитный поток и магнитная индукция в пространстве расположения витков катушки тоже имеют малые значения, а магнитная проницаемость достигает максимума. Поэтому и индуктивное сопротивление рассеяния имеет максимальное значение. По мере увеличения напряжения магнитная индукция увеличивается, магнитная проницаемость и индуктивное сопротивление уменьшаются. После достижения насыщения индуктивное сопротивление по идее должно оставаться постоянным. Незначительный его рост, заметный на рис. 3, очевидно вызван неравномерностью распределения тока по сечению проводника.

Если предположить, что катушка с этими размерами выполнена из цветных металлов, то есть с μ_0 , то расчетное значение собственной индуктивности ее

составляло бы $L_o = 0,0008258$ Гн, а индуктивное сопротивление – $x_o = \omega L_o = 0,259432$ Ом. Расчетные значения относительной магнитной проводимости рассеяния такой катушки в окне индукционного реостата составляют $\lambda_o = 0,257545$, а индуктивное сопротивление – $x_o = 0,289874$ Ом. Сравнивая расчетные значения x_o с зависимостью $x_{Fe}(U)$ на рис. 3, видим, что между ними существуют значительные расхождения.

Свойство изменения индуктивности катушки из железной проволоки требует дополнительных исследований и отдельного рассмотрения. Здесь же особое внимание обратим на изменении активного сопротивления той же катушки.

Расчетные значения активного сопротивления обмотки из железной проволоки при двух значениях температуры составляют $r_{Fe20} = 0,187549$, $r_{Fe115} = 0,314149$. Определенное экспериментальным путем на постоянном токе активное сопротивление ее составляет $r_{=} = 0,3$ Ом. Расхождения между расчетными и экспериментальными данными обусловлены весьма низким коэффициентом заполнения и неравномерностью распределения витков в пространстве сечения катушки.

Зависимость $r_{Fe}(U)$ на рис. 3 при переменном токе ($f = 50$ Гц) имеет прямолинейный вид, а значения сопротивления уменьшаются по мере роста напряжения. Если рассматривать традиционную формулу определения активного сопротивления на переменном токе $r = \rho \frac{\ell}{q} k_r$, то при $\ell = const$, $q = const$ и $k_r \geq 1$ уменьшение r может быть обусловлено только изменением удельного электрического сопротивления.

Для выявления сути вопроса рассмотрим и сравним различные формулы для определения потерь в катушке из железной проволоки. С одной стороны, потери в рассматриваемой катушке можно определить по формуле

$$P_{Fe} = r_{Fe} I_{Fe}^2 = \rho_{Fe} \frac{\ell_{Fe}}{q_{Fe}} I_{Fe}^2 = \rho_{Fe} \ell_{Fe} j_{Fe} I_{Fe}, \quad (6)$$

где j – плотность тока, $j_{Fe} = I_{Fe} / q_{Fe}$.

С другой стороны, вообще, эти же потери в стали, как и потери в ферромагнитных сердечниках, можно определить по формуле, полученной в [3]

$$P_{Fe} = \mu_{Fe} H^2 f G / g = \frac{B^2}{\mu g} f G = HBfG / g = HBfV = HBf\ell q, \quad (7)$$

где G и g – масса и удельная масса стали ($G / g = V$ – объем стали, в данном случае $V_{Fe} = \ell \cdot q$).

Приравняв конечные выражения в формулах (6) и (7) и сокращая в левой и правой частях ℓ , находим выражение для определения ρ_{Fe}

$$\rho_{Fe} = \frac{BHf}{j^2}. \quad (8)$$

Итак, удельное электрическое сопротивление ферромагнитных материалов прямо пропорционально произведению магнитной индукции, напряженности магнитного поля и частоты, и обратно пропорционально квадрату плотности тока. Если исходить из формулы (8), то можно объяснить эффект уменьшения активного сопротивления катушки из железной проволоки. Он заключается в том, что при $f = const$ произведение $B \cdot H$ меньше квадрата плотности тока, поскольку при изменении магнитной индукции в четыре раза (например, с $U = 10$ до $U = 40$ В, а $B \equiv U$), ток изменяется в 5,9 раза (с 11 до 65 А), а плотность тока в $5,9^2 = 38,2$ раза. Однако мы не видим такого значительного уменьшения активного сопротивления. При тех же значениях напряжения оно уменьшается с $r_{Fe} = 0,635$ до 0,48 Ом, то есть в 1,33 раза. Это объясняется тем, что в формуле (8) в числителе находится значение напряженности магнитного поля, пропорциональной току $H_{Fe} \equiv I_{Fe}$. Другими словами, при дальнейшем увеличении напряжения и малыми изменениями магнитной индукции, вызванными эффектом насыщения, числитель и знаменатель в выражении (8) будут изменяться по разным законам. Очевидно зависимость $r_{Fe}(U)$ будет отклоняться от прямолинейной и приближаться к прямой значений r_{Fe} при постоянном токе.

Те же потери в железной проволоке можно выразить через активную проводимость и ЭДС самоиндукции, то есть

$$P_{Fe} = g_{Fe} E^2 = \gamma_{Fe} \frac{q_{Fe}}{\ell_{Fe}} E^2. \quad (9)$$

Приравняв конечные выражения в формулах (9) и (7), находим удельную электрическую проводимость, выраженную через электромагнитные нагрузки

$$\gamma = \frac{HBf\ell^2}{E^2}. \quad (10)$$

Принимая во внимание, что $\gamma = 1/\rho$, находим еще одно выражение для определения удельного электрического сопротивления железной проволоки, выраженное через ЭДС самоиндукции

$$\rho = \frac{E^2}{HBf\ell^2}. \quad (11)$$

Сравнивая таким образом полученное выражение (11) с выражением (2), приведенным в [1], видим, что они практически совпадают, за исключением неравенства $P \neq \ell$. Формула (2) в [1] получена, исходя из глубины проникновения электромагнитной волны в тороид из стали Ст.3. Поскольку ранее считалось, что глубина проникновения электромагнитной волны незначительна (при $f = 50$ Гц, $\Delta \cong 2$ мм), а в действительности она значительно больше (в десятки раз), то и формула (2) дает значительную погрешность.

Таким образом мы можем утверждать, что удельное электрическое сопротивление ферромагнитных проводников "... изменяется под влиянием изменений параметров поля и энергии системы" [4]. Эту особенность необходимо учитывать при расчете электромагнитных параметров электротехнических и электромеханических устройств с активными ферромагнитными элементами в их конструкции.

Представляет научный интерес изменение коэффициента индуктивности $k_{Fe} = x_{Fe} / r_{Fe}$ для реальной катушки из ферромагнитного материала, которое на практике принято считать примерно постоянным $k_{Fe} \cong 0,6 = const$ и "не зависящем ни от частоты перемещения, ни от магнитного состояния материала" [5]. Воспользовавшись данными рис. 3 и определив k_{Fe} , приходим к очевидному заключению. Отношение индуктивного сопротивления катушки из ферромагнитного материала к активному изменяется в достаточно широких пределах от 1,168 при $U = 5$ В до 0,73 при $U = 30$ В. Минимальное значение этого отношения достигается при минимальном индуктивном сопротивлении катушки. Для рассматриваемого образца зона минимального значения k_{Fe} находится в пределах $U = 25 - 35$ В. При дальнейшем увеличении напряжения он снова возрастает, как и x_{Fe} , что обусловлено насыщением магнитной цепи и изменением электромагнитных свойств материала.

Примерно такую же зависимость изменения k_{Fe} получено и для тороида из Ст.3 по [1], для определения которого использовалась петля гистерезиса.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Панасенков М.А. Электромагнитные расчеты устройств с нелинейными распределенными параметрами. – М.: Энергия, 1971. – 216 с.
- [2] Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.
- [3] Вербовой А.П., Вербовой П.Ф. Определение потерь в стали регулируемых асинхронных двигателей // Электротехника: Праці ІЕД НАНУ. – Київ: Ін-т електродинаміки НАН України. 1999. – С. 119-124.
- [4] Туровский Я. Техническая электродинамика. Пер. с польск. – М.: Энергия, 1974. – 488 с.
- [5] Куцевалов В.М. Вопросы теории и расчета асинхронных машин с массивными роторами. – М.; Л.: Энергия, 1966 – 302 с.

Поступила 18.03.03

УЧЕТ МАГНИТНЫХ ПОТЕРЬ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ВЕНТИЛЬНЫХ ИНДУКТОРНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Галайко Л. П., к.т.н.

Национальный технический университет “Харьковский политехнический институт”

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ “ХПИ”, кафедра “Электрические машины”

Тел. (0572) 47-31-77

В статті розглядається метод розрахунку магнітних втрат у вентильному індукторному двигуні, який базується на розрахунку щільності вихрових струмів. Приведені залежності індукції та щільності вихрових струмів на різних ділянках магнітного кола, формула для розрахунку втрат на вихрові струми і результати розрахунку цих втрат для двигуна рудничного електровозу потужністю 13 кВт.

В статье рассматривается метод расчета магнитных потерь в вентильном индукторном двигателе, основанный на расчете плотности вихревых токов. Приведены зависимости индукции и плотности вихревых токов на различных участках магнитной цепи, формула для расчета потерь на вихревые токи и результаты расчета этих потерь для двигателя рудничного электровоза мощностью 13 кВт.

Расчет магнитных потерь в вентильном индукторном двигателе (ВИД) (в западной литературе Switched Reluctance Motors (SRM)), затруднен тем, что индукция не является синусоидальной функцией времени и зависимости $B=f(\omega t)$ на разных участках магнитной цепи существенно отличаются. В работе [1] предложен метод расчета потерь, основанный на разложении кривых индукции в ряд Фурье и на суммировании потерь от отдельных гармоник. Недостатком метода является его громоздкость и зависимость результата от количества учтенных гармоник. В работе [2] реальная индукция эквивалентруется синусоидально изменяющейся индукцией, создающей вихревые токи с тем же действующим значением. При этом в работе приведена зависимость вихревого тока от времени только для участка зубцов статора.

В данной работе получены зависимости плотности вихревого тока от времени для всех участков магнитной цепи ВИД с соотношением зубцов 8/6 и числом фаз 4 (рисунки 1, 2). На участках ярма статора и ярма ротора, где эпюры зависимостей $B_n(t)$ для разных полюсов перекрываются. Результирующая зависимость $J_e(t)$ представлена как сумма зависимостей плотностей вихревых токов от потоков различных полюсов. Этот же подход используется при выводе расчетной формулы для определения магнитных потерь.

Принимаем допущение: пренебрегаем влиянием вихревых токов на магнитное поле и считаем, что индукция по толщине листа остается постоянной и равной ее среднему значению для данного участка. Тогда, согласно [3], запишем соотношение для зубцов

$$\frac{1}{\gamma} \frac{\partial j_e}{\partial x} dx = - \frac{dB_n}{dt} dx, \quad (1)$$

где x - координата по толщине листа, $x=0$ в середине листа.

С учетом линейного закона изменения индукции представим dB_n/dt в виде

$$\frac{dB_n}{dt} = k_1 B_m, \quad (2)$$

где $k_1 = \pm \omega (\Theta_{om} - \Theta_{ок})$, B_m - амплитудное значение индукции, ω - круговая частота вращения ВИД, знак +

соответствует увеличению индукции, знак - уменьшению индукции, Θ_{om} , $\Theta_{ок}$ - угол отключения и включения транзисторов.

После подстановки (2) в (1) и решения уравнения (1) получаем выражение для закона изменения плотности вихревого тока по толщине листа

$$J_B = -\gamma k_1 B_m x \quad (3)$$

Это выражение позволяет определить плотность вихревого тока от потока одного полюса для любых участков магнитной цепи. В этом случае B_m - амплитудное значение индукции от потока одного полюса для данного участка. Суммируем плотности вихревого тока от разных полюсов для участков ярма статора и ротора и для результирующей зависимости $J_e=f(t)$ находим эффективное значение. Запишем соотношение

$$J_{вэф} = k_f J_B, \quad (4)$$

где k_f - коэффициент формы, отношение эффективного значения плотности вихревого тока на данном участке к плотности вихревого тока от потока одного полюса на данном участке. Подставляем (4) и (3) в формулу для расчета удельных потерь

$$\frac{dP_B}{dV} = \frac{1}{\gamma} J_{еэф}^2 = k_f^2 \gamma k_1^2 B_m^2 x^2. \quad (5)$$

Интегрируем выражение (5) по толщине листа, умножаем на длину l и высоту h листа, получаем потери в листе

$$P_e = \gamma l h B_m^2 k_1^2 k_f^2 d^3 / 12. \quad (6)$$

Среднее значение потерь на единицу веса

$$P_{ср} = \gamma B_m^2 k_1^2 k_f^2 d^2 / 12 / \gamma_{см}. \quad (7)$$

Потери на участке

$$P_{ey} = P_{ср} M \quad (8)$$

где M - масса участка. По полученному выражению были рассчитаны магнитные потери для двигателя рудничного электровоза мощностью 13 кВт для следующих данных: $\omega = 64.5 \text{ рад/с}$, $\Theta_{om} - \Theta_{ок} = 18^\circ$, $d=0.5 \text{ мм}$, $\gamma = 10^7 \text{ С/м}$, $\gamma_{см} = 7800 \text{ кг/м}^3$. Результаты сведены в таблицу 1.

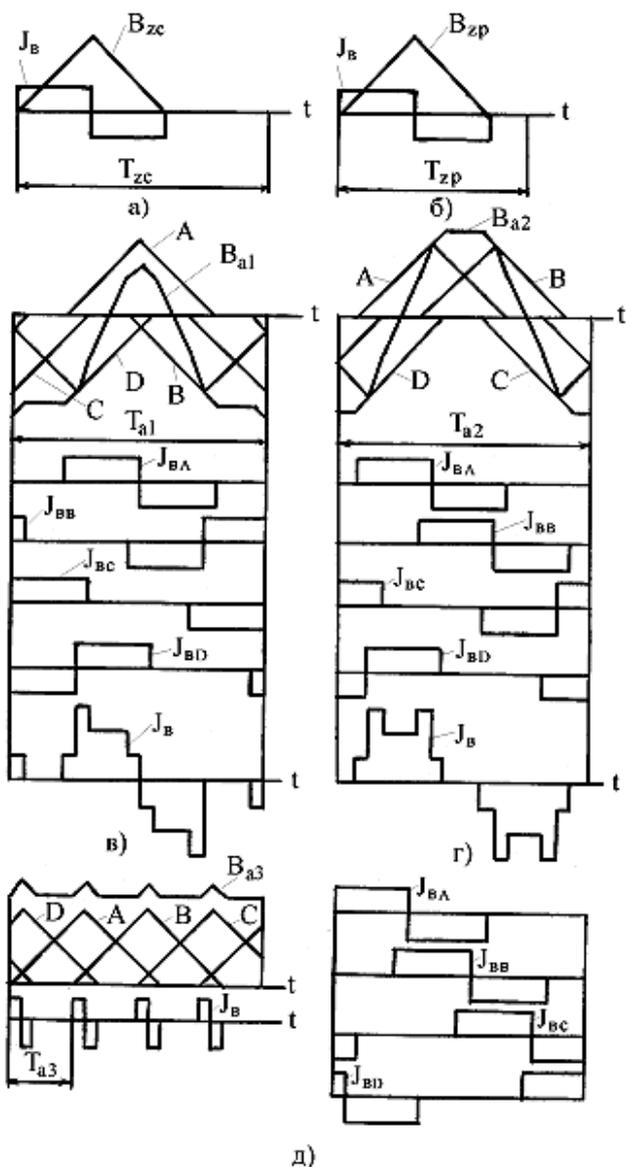


Рис.1.Зависимости индукции и плотности вихревого тока от времени на различных участках магнитной цепи (а - зубцы статора, б - зубцы ротора, в - ярмо статора 1, 3, 5, 7 участки, г - ярмо статора 2, 6 участки, д - ярмо статора 4, 8 участки)

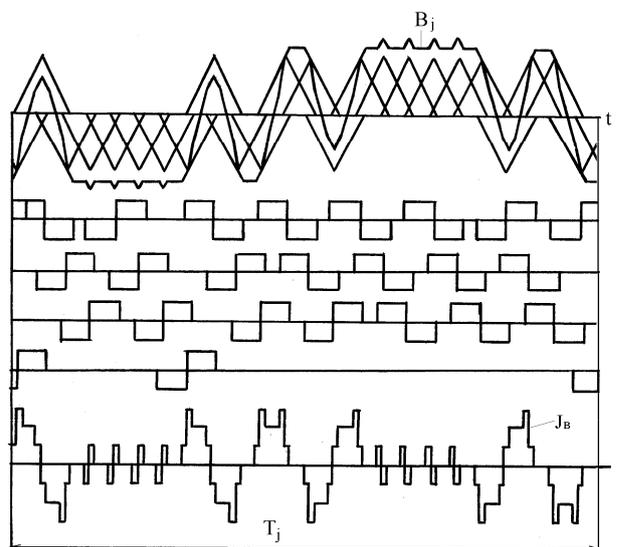


Рис. 2. Зависимости индукции и плотности вихревого тока от времени в ярме ротора (участок е)

Таблица 1

Участок	$B_m, Tл$	k_f	$P_{всп}, Вт$	$M, кг$	$P_{св}, Вт$
а	1.83	0.776	2.25	40	90
б	1.516	0.896	2.064	40	91
в	1.08	1.342	2.36	40	94.4
г	1.08	1.791	4.22	20	84.4
д	1.08	0.633	0.528	20	10.56
е	1.04	1.761	3.78	21.7	82

Обозначения участков в таблице соответствует обозначениям на рисунках.

При расчете результирующих магнитных потерь можно учесть влияние технологических факторов коэффициентом $k_m=1.1-1.2$ и влияние потерь на гистерезис коэффициентом $k_z=1.1-1.2$.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Л.П. Галайко. Расчет магнитных потерь в вентильных индукторных двигателях.// Вестник ХГПУ. Новые решения в современных технологиях. -2000.-№84.-с.48-51.
 [2] Д.А. Бут, В.Н. Чернова. Линейные вентильно-индукторные двигатели. Часть 2 // Электричество. 2000. №1.
 [3] Г.Н.Петров. Электрические машины. Ч.1. М., "Энергия", 1974.

Поступила 20.02.03

РЕСУРСОЗБЕРІГАЮЧІ АСПЕКТИ ПРИ РОЗРОБЦІ ТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ З ІНДУКЦІЙНИМ РЕОСТАТОМ В КОЛІ РОТОРА

Головань В.І., к.т.н., Головань І.В.

Чернівецький факультет Національного технічного університету

"Харківський політехнічний інститут"

Україна, вул. Головна, 203А г. Чернівці, 58000, Україна

Тел./факс (0372) 74-24-15

Рассмотрены ресурсосберегающие аспекты при разработке технических решений асинхронных двигателей с индукционным реостатом (АДІР) в цепи ротора с позиции системного подхода с учетом их общественной потребности, влияния на внешнюю среду и общество.

Розглянуті ресурсозберігаючі аспекти при розробці технічних рішень асинхронних двигунів з індукційним реостатом (АДІР) в колі ротора з позиції системного підходу з врахуванням їх суспільної потреби, впливу на оточуюче середовище і суспільство.

Робота присвячена ресурсозберігаючим аспектам при розробці технічних рішень асинхронного двигуна (АД) з індукційним регулятором (ІР) в колі ротора, (АДІР) який призначений для електроприводів з інтенсивними режимами роботи. Якщо врахувати, що застосування електроприводу на базі АДІР підвищує продуктивність праці, надійність і термін служби обладнання, знижує собівартість і підвищує якість випускаємої продукції, то це в деякій мірі допоможе також у вирішенні проблем, як ресурсозбереження так і екології [1]. Різні обладнання, що являє собою технічні засоби, створює техносферу.

Суттєва роль АДІР як технічних засобів пояснюється тим, що вони визначають зв'язок людини з оточуючим її середовищем. Цей зв'язок повинен збільшувати можливості задоволення потреб людини. Таким чином АДІР повинні відповідати запитам життя і задачам розвитку. В результаті сучасного ускладнення техносфери, ускладнюються і проблеми задоволення матеріальних потреб людини. Властивості і особливості АДІР являють собою технічну інформацію, як результат науково-технічної діяльності. Удосконалення існуючого стану техносфери потребує більш глибокого розуміння інформації, що підвищує відповідальність її творців - проєктантів і конструкторів, які зобов'язані вірно приймати технічні рішення і чітко виявляти визначені потреби [2,12,13].

Проєктні і конструкторські розробки АДІР безпосередньо пов'язані з такими важливими поняттями, як система і конструкція, які визначають суттєві властивості АДІР. Система втілює проєкт, являється результатом розумової діяльності в сфері інформації, а конструкція визначає структуру і стан виробу, яка являється результатом діяльності в сфері матеріальних об'єктів, тобто в сфері маси і енергії [2,13].

АДІР створюється для того, щоб забезпечити можливість дії, направленої на задоволення матеріальних потреб. Для пояснення дій АДІР як технічного засобу використовуємо рис. 1.

Наявність зв'язків між входом і виходом АДІР

являє основу для ідентифікації його як технічного засобу. Дії технічних засобів підлягають: маса, енергія, інформація. На рис.1. I_N позначає АДІР вхід I_N якого перетворюється у вихід O_N . Таким чином, вихід O_N принципово відрізняється від входу I_N .

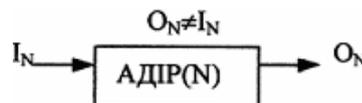


Рис. 1 Дія АДІР як технічного засобу.

Приймаючи в якості критерія вид входу і виходу АДІР можна віднести його до класу машин, в яких вхідними і вихідними величинами будуть: енергія, маса і інформація, тому що ІР як блок регулювання (автоматики) можна ідентифікувати і як блок інформації.



Рис.2 Модель взаємозв'язків людини, біосфери і техносфери при розробці технічних рішень АДІР.

Людина, біосфера і техносфера створюють екосферу, які все в більшій мірі перетворюються в замкнутий комплекс (рис.2). Суспільство внаслідок цього відчуває негативні дії техносфери і відповідно забрудненої біосфери, тому замкнутість атмосфери зобов'язує нас до пошуку нових технічних рішень. Системне розуміння проблеми існування і дії технічного засобу стає соціальною необхідністю [2,9,13].

Екосферу необхідно розглядати цілісно і комплексно, в зв'язку з чим АДІР, як технічний засіб явля-

ється актуальною проблемою системного проектування. При системному проектуванні в результаті оптимізації АДІР досягається межа можливості задоволення критеріїв, які були прийняті за основу оцінки [2,11].

Таким чином, можна сформулювати, що асинхронний двигун з індукційним реостатом в колі ротора - це технічний засіб, оснований на визначенні дій, визваних функціонуванням енергії, масо-габаритних параметрів і інформації, які розглядаються в часі і просторі.

Оскільки основний постулат системного проектування заключається в тому, що техносфера має значення тільки як засіб забезпечення розвитку люд-дини в умовах життя суспільства, сформуємо модель коло обертання інформації, маси і енергії.

Для досягнення поставленої мети повинні бути вирішені спочатку наступні основні питання:

1. Обґрунтування доцільності створення АДІР;
2. Обґрунтування доцільності розвитку АДІР.

Покращення характеристик асинхронних двигунів в динамічних режимах при запуску (роботі на упор і т.д.) в основному зводиться до збільшення опору в колі ротора. Традиційним прикладом двигуна з фазним ротором і змінними параметрами являється випадок, коли в коло ротора вмикається активний опір, який змінюється в залежності від керуючої дії положення перемикача пускового реостата. Такий спосіб дискретної зміни параметрів роторного кола потребує: при автоматичному керуванні - наявності групи контактів і системи управління із зворотнім зв'язком по швидкості, яка визначає необхідну ступінь пускового реостата, а при ручному керуванні кваліфікованого персоналу, своєчасно здійснюючого переключення ступенів реостата при пуску. Необхідно відміти, що реостати являються досить складними пристроями, а для двигунів великої потужності ще й заповнюються маслом, що ускладнює їх експлуатацію і ремонт, як в технічному, так і в екологічному відношеннях.

Переключення ступенів пускового реостату викликає механічні удари, які призводять до прискореного зношування приводу. Слід звернути увагу, що реостат з активним опором після запуску двигуна вимикається, тобто фазна обмотка ротора закорочується і двигун працює, як короткозамкнутий. У випадку перевантаження приводу або його гальмування виконавчим механізмом термін служби двигуна скорочується, або двигун виходить із ладу. До недоліків слід віднести також велику вагу і габаритні розміри, низьку надійність в роботі із-за наявності значної кількості перехідних контактів.

Безконтактну, плавну, автоматичну зміну параметрів роторного кола можна отримати при вмиканні в коло ротора спеціальних індукційних реостатів (ІР) [1,3-8]. ІР, названий так згідно принципу його дії, являє собою котушку індуктивності, розміщену на масивному феромагнітному осерді. Дія ІР ґрунтується на залежності електромагнітних параметрів масивного

магнітопровода від віхрових струмів і гістерезиса, які виникають у результаті проходження в глибину масиву електромагнітної хвилі, яка створюється магніто-рушійною силою обмотки ІР, величина якої залежить від амплітуди і частоти струму ротора.

При запуску двигуна, коли скользіння $S=1$, величина і частота струму ротора максимальні, відповідно, потужність яка поглинається магніто-проводом і його електричні параметри мають максимальні значення, що обмежує величину пускового струму і підвищує пусковий момент, при цьому значна частина втрат в колі ротора виноситься в ІР. Енергія, яка споживається ІР, витрачається на зміну запасу енергії в магнітному колі і на покриття активних втрат потужності на гістерезис і вихрові струми. Так як ці втрати виділяються поза об'ємом двигуна, то його перегріву не відбувається.

По мірі розгону ротора і зменшення скользіння, величина і частота струму в колі ротора зменшується, зменшується потужність що поглинається магнітопроводом, здійснюється автоматична і плавна зміна параметрів роторного кола. Завдяки функціональній залежності параметрів ІР від амплітуди і частоти струму ротора, є можливість використати АДІР для формування механічних характеристик, які забезпечують ефективну роботу механізмів з різними навантажувальними характеристиками.

На рис.3 представлені у відносних одиницях механічні характеристики і криві тривало допустимих моментів двигунів з різним виконанням ротора на базі двигуна АОК2-52-4. За базисний момент прийнято номінальний момент базового двигуна. Криві 1 і 1' представляють собою відповідно механічну характеристику і криву тривало допустимого моменту двигуна з короткозамкнутим ротором, 2 і 2' - двигуна з ІР, 3 і 3' - двигуна з масивним ротором.

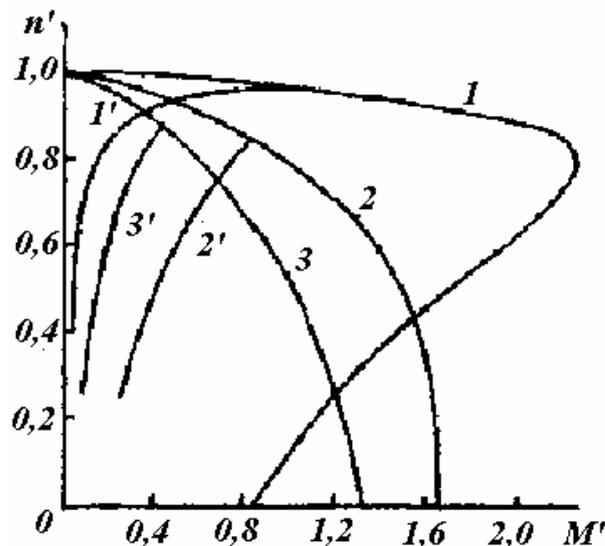


Рис.3 Механічні характеристики і криві тривало допустимих моментів двигунів з різним виконанням ротора на базі двигуна АОК2-52-4.

З рисунка видно, що двигун з ІР більш вигідний

в якості приводу з регулюємою швидкістю обертання з точки зору використання габаритної потужності, ніж двигун з масивним ротором.

Порівняння асинхронних двигунів різних типів для визначення їх ефективності при роботі в системах параметричного регулювання частоти обертання рахувати найбільш об'єктивним, якщо порівнюються двигуни одної габаритної потужності з однаковим класом ізоляції по нагрівостійкості при однакових системах охолодження і при одному і тому ж виконанні по вибухозахисту.

На рис.4 приведені у відносних одиницях механічні характеристики і криві тривало допустимих моментів двигуна з різним виконанням ротора на базі вибухозахисного двигуна КО11-4.

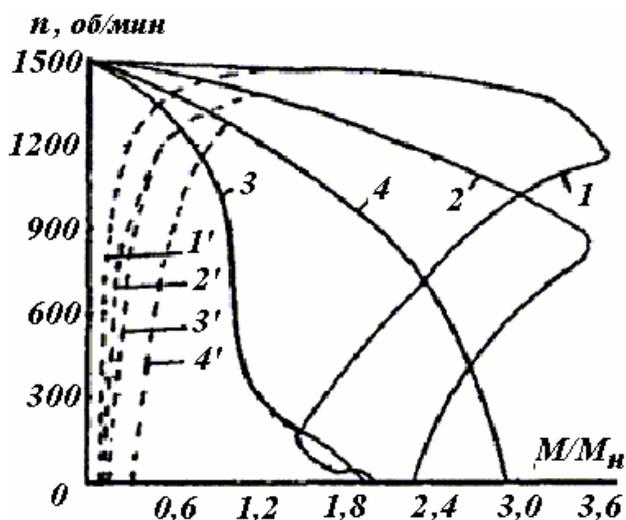


Рис.4 Механічні характеристики і криві тривало-допустимих моментів двигуна КО 11-4 з різними типами роторів

Криві 1 і 1' представляють собою відповідно механічну характеристику і криву тривало допустимого моменту двигуна з нормальним алюмінієвим ротором, 2 і 2' - двигуна з підвищеним скользінням, 3 і 3' - двигуна з масивним ротором, 4 і 4' - двигуна з ІР в колі ротора. В якості базисної величини прийнято номінальний момент двигуна з ІР. Як видно з рисунку, значення тривало допустимих моментів двигуна з ІР в режимах малих швидкостей більше ніж в 2 рази перевищує відповідні значення моментів всіх порівнюючих двигунів, що пояснюється винесенням значної частини тепла з об'єму машини в ІР.

З рис. 3 і 4 видно, що відношення між пусковим струмом і пусковим моментом у двигуна з ІР досить широкі. При прямому включенні двигуна в мережу пусковий момент являється двохкратний по відношенню до номінального, а пусковий струм - напівкратний. У звичайного короткозамкнутого асинхронного двигуна пусковий момент на 10-30% перевищує номінальний, а пусковий струм $I_T = (5 \div 7)I_{in}$. Сприятливі пускові властивості двигуна з ІР дозволяють йому знайти застосування і без регулятора

швидкості для обладнання механізмів з важкими чи частими пусками.

При установці ІР на валу ротора і при безпосередньому включенні його обмотки до обмотки ротора, тобто при відсутності ковзаючих контактів, надійність двигуна з ІР не поступається асинхронному двигуну з короткозамкнутим ротором. Таким чином, асинхронні двигуни з ІР в колі ротором завдяки простоті, невисокій вартості, підвищеній надійності, добрим пусковим і регулюючим властивостям переважають традиційні види приводів і знаходять все більше застосування в народному господарстві.

Ці обґрунтування дозволяють визначити доцільність створення А ДІР.

Індукційний регулятор виконаний по формі три стержневого трансформатора, масивний магнітопровод якого складається із труб, на яких розміщені обмотки і ярма. Обмотки ІР поєднуються до контактно-щіткової системи. Із-за наявності контактних кілець і щіток робота двигуна і його параметри стають нестабільними. Як одноступеневий спосіб пуску, так і спосіб пуску з багатоступеневим переключенням мають складні схеми комутації, велику кількість контактно-релейної апаратури і, як наслідок, низьку надійність експлуатації. Ступеневий характер переключення викликає кидки струму і неможливість оптимізації пуску в функції часу [3].

Крім цього до недоліків ІР як і реостатів з активним опором відноситься те, що вони займають виробничі площі і викликають їх подорожання.

Спрацювання кілець і щіток із створенням пилу, збільшення нестабільності і зменшення надійності цих технічних засобів спричиняє негативний вплив на техносферу і в той же час на біосферу. При відновлюваній контактно-релейної апаратури, контактних кілець і щіток витрачається багато часу, значних витрат на їх ремонт і обслуговування, що зменшує можливість задоволення потреб людини.

Таким чином потреба викликається існуванням невідповідності в чому-небудь. Це може бути недостача або надлишок. Надлишок в рележно-контактно-щітковій системі вносить труднощі в життя.

В зв'язку з цим, виникла потреба на базі індукційного реостату створення індукційного опору, призначеного усунути перераховані недоліки шляхом посадки його на вал ротора. Замість контактно-щіткової системи, обмотки якого безпосередньо з'єднуються з обмотками фазного ротора.

Розробка АДІР здійснюється в двох напрямках, тобто створення ІР в вигляді дисків [4,5,7,8] і в вигляді стержнів [1,6]. Ці технічні дії здійсненні з метою змін, які відповідають запитам життя, що обумовлює доцільність їх розвитку. Різновидність конструкцій визначається характерними для даного періоду дослідницькими, творчими і виробничими, тобто соціально-господарськими можливостями.

Таким чином недостача або надлишок це невідповідності які викликають потреби, які надають сенс

нашим діям. При такому розумінні проблеми потреби АДПР можна виділити дії, направлені головним чином на виключення елементів АДПР із техносфери і дії, направлені головним чином на додання елементів АДПР (техносфери) до екосфери. В умовах сучасного бурхливого розвитку АДПР все більш виразно починає вимальовуватися необхідність розуміння суттєвості і складності процесу задоволення потреб. При розробці АДПР необхідно навчитись комплексно сприймати складні явища, які в них відбуваються.

Однією із негативних змін-антипотреб АДПР являється виконання стержнів IP суцільними, внаслідок чого збільшилась маса пристрою. Одним із шляхів покращення конструкцій і характеристик IP являється виконання стержнів магнітопровода порожнистими [1]. Можливість виконання стержнів порожнистими, пояснюється слідуочим чином. При різкому проявленні поверхневого ефекту у внутрішньому шарі за глибиною 5-7мм від поверхні феромагнітного стержня хвиля магнітного поля повністю затухає. В цій області зосереджені практично всі втрати на вихрові струми і перемагнічування. Таким чином, необхідно забрати неефективну внутрішню частину металу і стержні виконати порожнистими [6,8].

Необхідно відмітити, що зменшення маси IO шляхом виключення внутрішньої частини стержнів покращує пуско-регулюючі і енергетичні характеристики АДПР, оскільки зменшуються інерційні маси. Ці потреби можуть бути актуальними або потенціальними. До актуальних потреб відносяться ті потреби в АДПР, які починають задовольнятися з часу їх виявлення. Потреби в АДПР, які починають вимальовуватися в світі перспективи розвитку, відносяться до потенціальних. Таким чином дослідження процесу задоволення потреб в АДПР являється просторово-часовою функцією.

Одним із ефективних способів покращення енергетичних показників АДПР і зниження встановленої потужності являється введення проміжних ступенів синхронних швидкостей обертання магнітного поля двигуна, яке забезпечує зменшення максимальної величини скользяння. Це призводить до значного зменшення втрат скользяння, підвищення використання габариту двигуна, збільшення допустимого по нагріву моменту в зоні низьких швидкостей. Реалізація цього способу пов'язана з розробкою спеціальної конструкції ротора, в якому досягається безконтактна зміна числа пар полюсів обмотки ротора при зміні числа пар полюсів обмотки статора і повне використання індукційного опору на кожній ступені швидкості двигуна.

Необхідно звернути увагу на складність процесу задоволення потреб, пов'язаних з використанням нових технічних рішень АДПР. Необхідною умовою спеціально-технічної адекватності АДПР, являється існування інформаційних зв'язків. Із інформаційної моделі відносин зв'язку в комплексній системі (рис.5), видно, що дані експлуатації ер в сфері задоволення потреб, становлять умови задачі для проектування рг і

конструювання ks, а також і дослідження ба. Цей зв'язок в сфері потреб повинен існувати між проектуванням рг, конструюванням ks і експлуатацією ер, оскільки необхідною умовою являється розпізнавання потреби» Стрілка рг і ks означає приток інформації із сфери потреб, а стрілки до ер-вплив на процес експлуатації. Цим підкреслюється значення необхідної єдності операційної дії при задоволенні потреб. Таким чином технічна творчість вимагає раціоналізації, яка стає можливою в результаті проведення наукових і практичних досліджень. Дослідницька система ба пов'язана з виробничою системою wt. Основоположене значення проектування і конструювання реалізується завдяки двохстороннім зв'язкам. Але дослідники не впливають безпосередньо на виробництво, в результаті чого тут має місце одностороння направленість зв'язку, тобто від wt до ба. Між рг, ks і ба повинні існувати двохсторонні зв'язки. Проектування і конструювання дають інформацію про дослідження, які необхідні для раціоналізації системи в конструкції. Таким чином, творчий операційний процес впливає на хід досліджень [2,12,13].

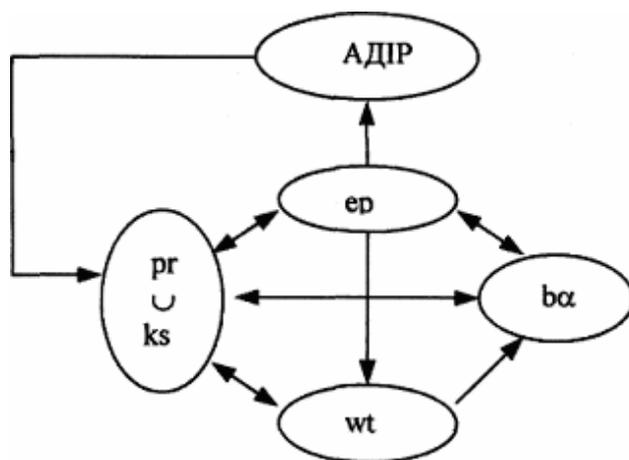


Рис.5 Інформаційна модель відносин зв'язку в комплексній системі

В результаті прикладних досліджень інформаційна модель складає основу процедур, безпосередньо направлених на рішення задач задоволення потреб АДПР.

Активність і прагнення до нових технічних рішень АДПР пояснюються бажанням підвищувати ефективність дій. Аналізуючи правила технічної дії, можна визначити суттєві властивості цієї дії, тобто відношення до критерію, яким може бути: мінімізація затрат, або максимізація ефекту. Чим ширша область можливих рішень і чим більш вдало вибрані критерії, тим більша ймовірність знаходження абсолютного оптимуму. Таким чином використання цих критеріїв дозволяє здійснити оптимізацію.

Задача оптимізації існує тільки тоді, коли існує область можливих рішень. Формальний підхід оптимального рішення АДПР можна проілюструвати з допомогою схеми (рис.6). Якщо існує задача, яка потребує виділення, то необхідно: розглянути можливості її

рішення, що може бути здійснено шляхом вибору серед відомих, або пошуку нових рішень; встановити основні оцінки необхідної для раціонального вибору, тобто використати відповідно даній задачі критерії. [11]. В результаті цього виникає задача створення області можливих рішень, для якої можуть бути використані логічні евристичні методи [10].

Таким чином підбір критеріїв необхідно ґрунтувати на відповідних закономірностях. Необхідно відмітити, що критерії обумовлюють створення системи і конструкції: система являє собою основу функціонування АДПР; конструкція являє собою основу створення АДПР.

До останнього часу розробників АДПР цікавила головним чином технічна ефективність і в меншій мірі значення факторів оточення.

В наш час, облік всіх суттєвих факторів і ефектів, пов'язаних з процесом задоволення потреб при допомозі АДПР, вважається з позицій екології необхідним. При умові незалежності факторів один від другого математична модель має вид [2]:

$$P = P_t \cdot P_z \cdot P_0 \cdot P_p \cdot P_a, \quad (1)$$

де P - надійність ефективності процесу, задоволення потреби; P_t - технічна надійність АДПР; P_z - надійність дії АДПР в функціональних умовах оточення; P_0 - надійність ефективної дії оператора, який управляє АДПР; P_p - надійність ефективного задоволення потреби з точки зору конкретних умов, дійсних для відповідного часу; P_a - гарантія відсутності шкідливої дії АДПР на оточення, що могло б знизити його суспільну користь.

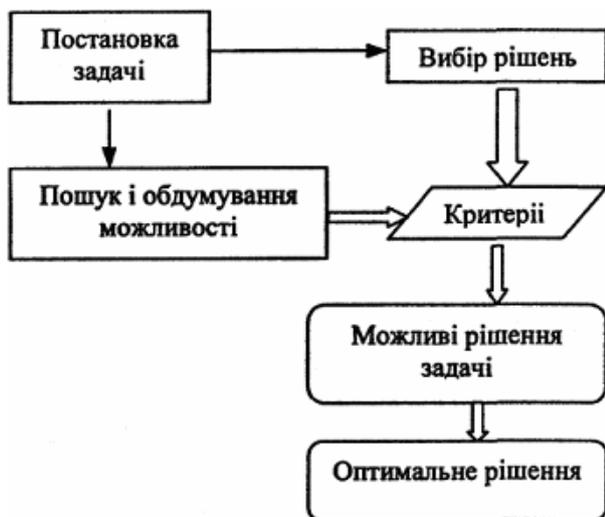


Рис. 6 Формальна схема оптимізації АДПР.

Для АДПР абсолютна надійність неймовірна тому, що всі технічні засоби відказують. Використовуючи термін «надійність», як суттєвий критерій адекватності, будемо розглядати відносну надійність P формувати задачу в відповідності з виразом

$$P + \bar{P} = 1, \quad (2)$$

Вираз (2) являє собою аксіому: надійність і ненадійність в сумі складають одиницю, тобто абсолютну надійність. Задачу ненадійності можна розглядати, безпосередньо оцінюючи надійність відповідно (2).

$$\bar{P} = 1 - P \quad (3)$$

Визначення надійності, як міри технічної адекватності вимагає перевірки шляхом експериментальних досліджень.

Зв'язок людини з технічними засобами складна і не з усіх точок зору розкрита і проаналізована.

Задоволення потреб являє собою відкриту задачу, яка може постійно доповнюватися і коректуватися.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Головань В.И., Головань И.В. Асинхронные двигатели с индукционным сопротивлением в цепи фазного ротора. - Черновцы: Прут, 2000 - 160 с.
- [2] Дитрих Я. Проектирование и конструирование: Системный подход. Пер. с польск. - М.: Мир, 1981.-456с.
- [3] Абрамов А.Г. Размерный ряд автоматических регуляторов для электродвигателей с фазным ротором // Электричество. -1965.№12.
- [4] Вербовой В.П., Заболотный А.П., Съянов А.М. Асинхронные двигатели для тиристорного электропривода.- Киев: Наукова думка. -1994.-224с.
- [5] Власов В.Г., Иванов В.Л., Тимофеева Л.И. Взрывозащищенный тиристорный электропривод переменного тока.-М. :Энегия.-1977.-160с.
- [6] Войтех А.А., Сторожко С.П. Асинхронные двигатели с переменным составом рабочих гармоник магнитного поля. Препринт ИЭТ АН УССР: К.-1974.-66С.
- [7] Розов Ю.М., Тигунов А.П. Методические рекомендации по расчету асинхронного двигателя с индукционным роторным сопротивлением // АН УССР. Институт проблем моделирования в энергетике. -Киев: Наукова думка, 1981.-52с.
- [8] Киричек Г.М. Индукционные сопротивления в цепи ротора двухскоростного асинхронного двигателя // Техническая электродинамика. - 1979, №1.-С.52-56.
- [9] Юдин Э.Г. Системный подход и принцип деятельности. -М.: Наука.-1978.
- [10] Альтшуллер Г.С. Алгоритм изобретения. - М.: Московский рабочий. - 1973.
- [11] Уайлд Д. Оптимальное проектирование. Пер. с англ.- М.: Мир.- 1981.
- [12] Dietrych J., Konstrukcja i konstruowanie, WNT, Warszawa.-1968.
- [13] Dietrych J., Projektowanie i konstruowanie, WNT, Warszawa.-1974.

Надійшла 16.04.03

СМЯГЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ПЕРЕГРУЗОК ПРИ ПОДКЛЮЧЕНИИ К СЕТИ АСИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ВЕТРОЭЛЕКТРОАГРЕГАТОВ

Дорохов А.В., инж., Финкельштейн В.Б., д.т.н., проф.,
Харьковская государственная академия городского хозяйства
Украина, 61002, Харьков, ул. Революции, 12, кафедра электротехники
Тел. (0572) 21-93-69, E-mail: final@kharkov.ukrpack.net

Разработана методика расчета переходных токов и моментов при подключении асинхронных генераторов к сети. Исследована и освещена возможность их снижения за счет неодновременного подключения фаз обмотки генератора на параллельную работу с сетью. Даны рекомендации по формированию оптимального алгоритма включения. Описаны явления сопутствующие переходному процессу.

Розроблена методика розрахунку перехідних струмів та моментів при підключенні асинхронних генераторів до мережі. Досліджена та освітлена можливість їх зниження за рахунок неодновременного підключення фаз обмотки генератора на паралельну роботу з мережею. Запропоновані рекомендації з формування оптимального алгоритму включення. Описані явища супроводжуючі перехідний процес.

Асинхронные генераторы ветроэлектроагрегатов подключаются к сети, когда ротор вращается с синхронной скоростью. После подключения возникают ударные переходные токи и моменты в несколько раз превышающие номинальные. Это обуславливает необходимость выполнения механической части ветроэлектроагрегата с большим запасом прочности, а в электрической части – приходится завышать типоразмеры пускозащитной аппаратуры. При одновременном подключении фаз обмотки генератора к сети указанные перегрузки существенно снижаются [3]. Целью настоящей статьи является определение оптимальных начальных фаз напряжения, при которых следует подключать фазы обмотки генератора и исследование переходных ударных моментов и токов.

При двухфазном подключении, в неподвижной системе координат, в осях α , β процессы в асинхронной машине описываются следующей системой дифференциальных уравнений [5]:

$$i_{s\beta}R_s + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} = U_m \sin(\omega t + \alpha_u) \quad (1)$$

$$i_{r\alpha}R_r + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \psi_{r\beta} = 0 \quad (2)$$

$$i_{r\beta}R_r + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \psi_{r\alpha} = 0 \quad (3)$$

где $\psi_{s\beta}$, $\psi_{r\alpha}$, $\psi_{r\beta}$ - потокосцепления статора по оси β и ротора по осям α и β соответственно, Вб; $i_{s\beta}$, $i_{r\alpha}$, $i_{r\beta}$ - токи статора по оси β и ротора по осям α и β соответственно, А; R_s , R_r - сопротивления обмоток статора и ротора соответственно, Ом; U_m - максимальное значение линейного напряжения; α_u - начальная фаза линейного напряжения; $\omega = 2\pi f$ - круговая частота сети; ω_r - скорость вращения ротора в электрических радианах, так как рассматривается подключение при синхронной скорости вращения ротора, то $\omega_r = \omega$; t - время, сек.

Так как рассматривается двухфазное включение, то все сопротивления и индуктивности должны быть удвоенны, относительно соответствующих фазных величин.

Потокасцепления могут быть выражены через токи:

$$\psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_{\mu} i_{r\beta} \quad (4)$$

$$\psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} \quad (5)$$

$$\psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_{\mu} i_{s\beta} \quad (6)$$

откуда
$$i_{s\beta} = \frac{\psi_{s\beta} - k_r \psi_{r\beta}}{L'_s} \quad (7)$$

$$i_{r\beta} = \frac{\psi_{r\beta} - k_s \psi_{s\beta}}{L'_r} \quad (8)$$

$$i_{r\alpha} = \frac{\psi_{r\alpha}}{L_r} \quad (9)$$

где L_s - полная индуктивность статора; L_r - полная индуктивность ротора; L_{μ} - взаимоиנדуктивность;

$L'_s = L_s - \frac{L_{\mu}^2}{L_r}$ - приведенная к статору результирующая индуктивность неподвижной асинхронной машины без активных сопротивлений; $L'_r = L_r - \frac{L_{\mu}^2}{L_s}$ - при-

веденная к ротору результирующая индуктивность неподвижной асинхронной машины без активных сопротивлений, при закороченной обмотке статора и разомкнутой обмотке ротора; $k_s = \frac{L_{\mu}}{L_s}$ - коэффициент

связи статора; $k_r = \frac{L_{\mu}}{L_r}$ - коэффициент связи ротора.

Подставив (7) - (9) в (1) - (3) получим:

$$\frac{d\psi_{s\beta}}{dt} + \frac{R_s}{L'_s} \psi_{s\beta} - k_r \frac{R_s}{L'_s} \psi_{r\beta} = U_m \sin(\omega t + \alpha_u) \quad (10)$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\alpha} + \omega_r \psi_{r\beta} = 0 \quad (11)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - k_s \frac{R_r}{L'_r} \psi_{s\beta} + \frac{R_r}{L'_r} \psi_{r\beta} - \omega_r \psi_{r\alpha} = 0 \quad (12)$$

Система (10) - (12) имеет нулевые начальные условия, так как до подключения к сети генератор не работает, а величина остаточного магнитного потока не превышает 0,25% и ею можно пренебречь.

Применяя операторный метод решения системы дифференциальных уравнений (10) – (12), с учетом нулевых начальных условий, для ее изображения по Лапласу получим:

$$\left(p + \frac{R_s}{L_s}\right) \Psi_{s\beta} - k_r \frac{R_s}{L_s} \Psi_{r\beta} = U_m \frac{\omega \cos(\alpha_u) + p \sin(\alpha_u)}{p^2 + \omega^2} \quad (13)$$

$$\left(p + \frac{R_r}{L_r}\right) \Psi_{r\alpha} + \omega_r \Psi_{r\beta} = 0 \quad (14)$$

$$\left(p + \frac{R_r}{L_r}\right) \Psi_{r\beta} - k_s \frac{R_r}{L_r} \Psi_{s\beta} - \omega_r \Psi_{r\alpha} = 0 \quad (15)$$

где $\Psi_{s\beta}$, $\Psi_{r\alpha}$ и $\Psi_{r\beta}$ - изображения соответствующих потокосцеплений.

Главный определитель системы (13) - (14)

$$\Delta = \begin{vmatrix} p + \frac{R_s}{L_s} & 0 & -k_r \frac{R_s}{L_s} \\ 0 & p + \frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ -k_s \frac{R_r}{L_r} & -\omega_r & p + \frac{R_r}{L_r} \end{vmatrix} = p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3 \quad (16)$$

где
$$a_1 = \frac{R_s}{L_s} + \frac{R_r}{L_r} + \frac{R_r}{L_r};$$

$$a_2 = \frac{R_s R_r}{L_s L_r} (1 - k_s k_r) + \frac{R_r}{L_r} \left(\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_s}{L_s} \right) + \omega_r^2;$$

$$a_3 = \frac{R_s R_r^2}{L_s L_r L_r} (1 - k_s k_r) + \omega_r^2 \frac{R_s}{L_s}.$$

Алгебраическое дополнение:

$$\Delta_{s\beta} = \begin{vmatrix} U_m \frac{\omega \cos(\alpha_u) + p \sin(\alpha_u)}{p^2 + \omega^2} & 0 & -k_r \frac{R_s}{L_s} \\ 0 & p + \frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ 0 & -\omega_r & p + \frac{R_r}{L_r} \end{vmatrix} = U_m \frac{p^3 b_1 + p^2 b_2 + p b_3 + b_4}{p^2 + \omega^2} \quad (17)$$

где
$$b_1 = \sin(\alpha_u);$$

$$b_2 = \left(\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_r}{L_r} \right) \sin(\alpha_u) + \omega \cos(\alpha_u);$$

$$b_3 = \left(\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_r}{L_r} \right) \omega \cos(\alpha_u) + \left(\frac{R_r^2}{L_r L_r} + \omega_r^2 \right) \sin(\alpha_u);$$

$$b_4 = \left(\frac{R_r^2}{L_r L_r} + \omega_r^2 \right) \omega \cos(\alpha_u)$$

Изображение потокосцепления статора по оси β

$$\Psi_{s\beta} = \frac{\Delta_{s\beta}}{\Delta} \quad (18)$$

$$\Psi_{s\beta} = U_m \frac{p^3 b_1 + p^2 b_2 + p b_3 + b_4}{(p^3 + p^2 a_1 + p a_2 + a_3) \cdot (p^2 + \omega^2)}$$

Для перехода от изображения к оригиналу потокосцепления необходимо дробно-рациональную часть (18) разложить на слагаемые. Предварительно следует, приравняв знаменатель нулю, найти корни полученного уравнения. Первый сомножитель представляет собой кубическое уравнение, его корни при $v > 0$ можно определить по формулам [1]:

$$q = \frac{a_1^3}{27} - \frac{a_1}{6} + \frac{a_3}{2}; \quad v = \frac{3a_2 - a_1^2}{9};$$

$$o = \text{sgn}(q) \sqrt{|v|}; \quad \gamma = \frac{1}{3} \text{Arsh} \frac{q}{o^3}$$

$$\lambda_1 = -2 \text{osh}(\gamma) - \frac{a_1}{3} \quad (19)$$

$$\lambda_2 = 2o(\text{sh}(\gamma) + j\sqrt{3}\text{ch}(\gamma)) - \frac{a_1}{3} \quad (20)$$

$$\lambda_3 = 2o(\text{sh}(\gamma) - j\sqrt{3}\text{ch}(\gamma)) - \frac{a_1}{3} \quad (21)$$

Корни второго сомножителя:

$$\lambda_{4,5} = \pm j\omega \quad (22)$$

Зная $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$ и λ_5 (18) можно представить в виде

$$\Psi_{s\beta} = U_m \left(\frac{A_1}{p - \lambda_1} + \frac{A_2}{p - \lambda_2} + \frac{A_3}{p - \lambda_3} + \frac{A_4}{p - \lambda_4} + \frac{A_5}{p - \lambda_5} \right) \quad (23)$$

где

$$A_k = \frac{\lambda_k^3 b_1 + \lambda_k^2 b_2 + \lambda_k b_3 + b_4}{5\lambda_k^4 + 4a_1 \lambda_k^3 + 3(a_2 + \omega^2) \lambda_k^2 + 2\lambda_k (a_3 + a_1 \omega^2) + a_2 \omega^2} \quad (24)$$

(24) - представляет собой отношение числителя дроби (18) к производной от знаменателя по p при $p = \lambda_k$;

Переход от изображения к оригиналу может быть осуществлен с помощью теоремы разложения:

$$\Psi_{s\beta} = U_m \sum_{k=1}^5 A_k \exp(\lambda_k t) \quad (25)$$

Функция потокосцепления статора (25) будет действительной при наличии комплексных корней и коэффициентов A . Четыре корня знаменателя (18) представляют собой две пары комплексных взаимно сопряженных чисел: $\lambda_{2,3}$ и $\lambda_{4,5}$. Представим эти числа в тригонометрической форме.

$$\lambda_2 = M(\cos(\beta) + j\sin(\beta)) \quad (26)$$

$$\lambda_3 = M(\cos(\beta) - j\sin(\beta)) \quad (27)$$

где
$$M = \sqrt{\left(2\text{osh}(\gamma) - \frac{a_1}{3}\right)^2 + 3\text{ch}^2(\gamma)};$$

$$\beta = \text{arctg} \frac{\sqrt{3}\text{nh}(\gamma)}{2\text{osh}(\gamma) - \frac{a_1}{3}}.$$

Учитывая (24), (26) и (27) для суммы второго и третьего слагаемых (25) можно записать:

$$\begin{aligned}
& A_2 e^{\lambda_2 t} + A_3 e^{\lambda_3 t} = \\
& \frac{\exp(tM \cos(\beta)) \sum_{k=1}^4 b_k M^{4-k} B}{\sum_{k=1}^5 c_k M^{5-k} \{\cos[(5-k)\beta] + j \sin[(5-k)\beta]\}} + \\
& + \frac{\exp(tM \cos(\beta)) \sum_{k=1}^4 b_k M^{5-k} \tilde{N}}{\sum_{k=1}^5 c_k M^{5-k} \{\cos[(5-k)\beta] - j \sin[(5-k)\beta]\}}
\end{aligned}$$

где:

$$\begin{aligned}
B &= \{\cos[(4-k)\beta] + tM \sin(\beta)\} + j \sin[(4-k)\beta] + tM \sin(\beta)\} \\
C &= \{\cos[(4-k)\beta] + tM \sin(\beta)\} - j \sin[(4-k)\beta] + tM \sin(\beta)\} \\
\tilde{n}_1 &= 5; \quad c_2 = 4a_1; \quad \tilde{n}_3 = 3(a_2 + \omega^2); \\
c_4 &= 2(a_3 + a_1 \omega^2); \quad c_5 = a_2 \omega^2.
\end{aligned}$$

Числитель и знаменатель второго слагаемого представленной суммы являются соответственно комплексно сопряженными числителю и знаменателю первого слагаемого, следовательно комплексно сопряженными являются и сами отношения. А сумма двух комплексно сопряженных чисел равна удвоенной действительной части любого из них. Ситуация с четвертым и пятым слагаемыми (25) будет аналогичной.

Из (10)

$$\psi_{r\beta} = \frac{\frac{d\psi_{s\beta}}{dt} + \frac{R_s}{L_s} \psi_{s\beta} - U_m \sin(\omega t + \alpha_u)}{k_r \frac{R_s}{L_s}} \quad (28)$$

Подставив (25) в (28) получим:

$$\psi_{r\beta} = \frac{U_m}{k_r \frac{R_s}{L_s}} \left[\sum_{k=1}^5 A_k \left(\lambda_k + \frac{R_s}{L_s} \right) \exp(\lambda_k t) - \sin(\omega t + \alpha_u) \right] \quad (29)$$

Уравнение (11) является линейным дифференциальным уравнением первого порядка относительно $\psi_{r\alpha}$, его интеграл имеет вид:

$$\psi_{r\alpha} = -\omega_r \exp\left(-\frac{R_r}{L_r} t\right) \int \psi_{r\beta} \exp\left(\frac{R_r}{L_r} t\right) dt \quad (30)$$

Подставив потокосцепление $\psi_{r\beta}$ (29) в выражение для потокосцепления $\psi_{r\alpha}$ (30) и произведя интегрирование получим:

$$\psi_{r\alpha} = -\frac{\omega_r U_m}{k_r \frac{R_s}{L_s}} [E + D] \quad (31)$$

где:

$$E = \sum_{k=1}^5 A_k \left(\frac{\lambda_k + \frac{R_s}{L_s}}{\lambda_k + \frac{R_r}{L_r}} \right) \exp(\lambda_k t)$$

$$D = \frac{1}{\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2 + \omega^2} F$$

$$F = \omega \cos(\omega t + \alpha_u) - \frac{R_r}{L_r} \sin(\omega t + \alpha_u)$$

После вычисления потокосцеплений ψ_{sb} , ψ_{rb} и ψ_{ra} (25, 29,31) представляется возможным определение токов $i_{s\beta}$, $i_{r\beta}$ и $i_{r\alpha}$ (7- 9). По известным токам и потокосцеплениям момент генератора может быть представлен в виде:

$$M_T = p(\psi_{r\beta} i_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} i_{r\beta}) \quad (32)$$

На базе изложенной методики для двухфазного включения и известной [4] – для трехфазного была составлена программа и рассчитаны токи и моменты при подключении двух фаз генератора к сети с последующим, с некоторым запаздыванием, подключением третьей фазы. Начальными условиями для трехфазного включения являлись значения потокосцеплений двухфазного включения в момент подключения третьей фазы генератора к сети.

При оптимальном включении, двух фаз в момент, когда линейное напряжение сети максимально с подключением третьей фазы, когда максимально ее фазное напряжение, наибольшее при переходном процессе значение тока (рис.1) примерно в два раза меньше чем при одновременном включении трех фаз. Наибольшая кратность момента (рис.2) – меньше в 1,5 раза.

При наиболее неблагоприятном подключении, при нулевых значениях линейного и фазного напряжений наибольшее значение тока равно току при одновременном включении трех фаз (рис. 3), а величина момента в 2,3 раза (рис.4) превышает момент при одновременном трехфазном включении.

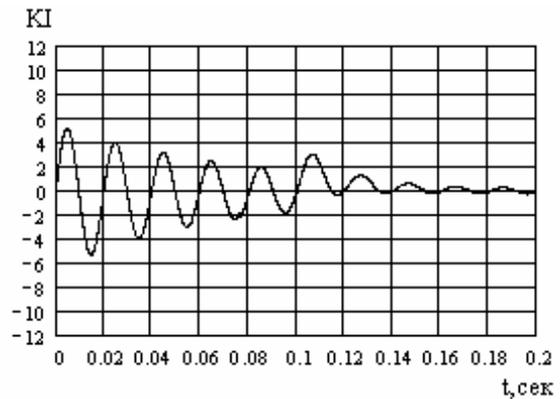


Рис.1 Изменение во времени кратности тока при оптимальном включении.

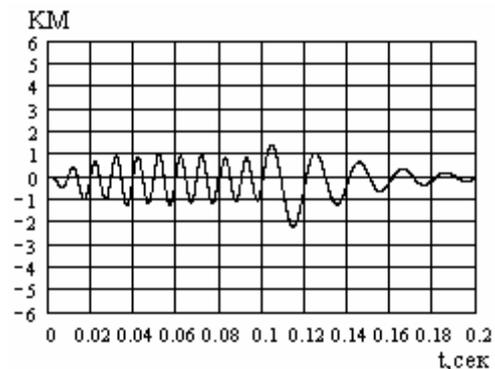


Рис.2 Изменение во времени кратности момента при оптимальном включении.

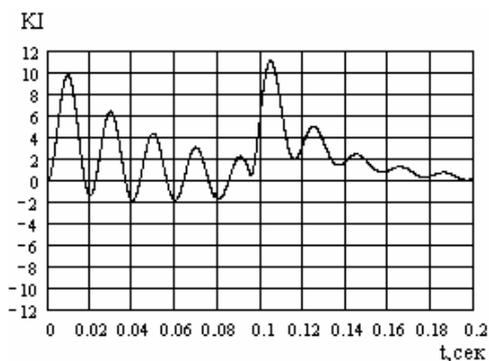


Рис.3 Изменение во времени кратности тока при неоптимальном включении

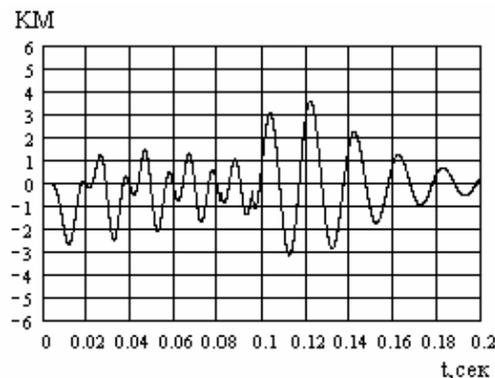


Рис.4 Изменение во времени кратности момента при неоптимальном включении

В значительной степени максимальные в переходном процессе токи и моменты, как при оптимальном включении (рис.5) так и при наиболее неблагоприятном (рис.6) зависят от интервала времени между подключением двух фаз и включением третьей фазы. Чем больше периодов укладывается в указанном интервале времени, тем меньше величина момента. Кратность тока при интервале времени, превышающем три периода, остается, практически, неизменной. Так, при оптимальном подключении, при интервале времени между включением двух фаз и подключением третьей фазы равному девяти периодам наибольшая кратность момента составила 1,5, а кратность тока – 5,3.

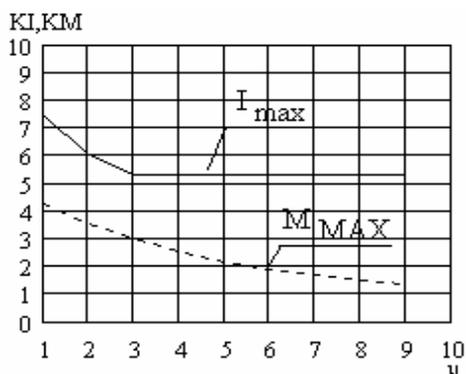


Рис.5 Зависимость наибольшего значения кратности момента при переходном процессе от числа периодов прошедших между включением двух фаз и подключением третьей фазы при оптимальных моментах включения.

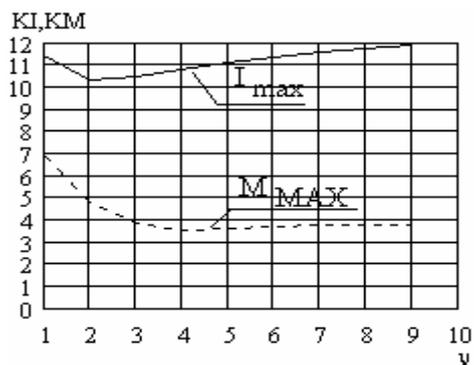


Рис. 6 Зависимость наибольшего значения кратности момента при переходном процессе от числа периодов прошедших между включением двух фаз и подключением третьей фазы при неблагоприятных моментах включения

Следует отметить, что при оптимальном двухфазном включении возникает пульсирующий с удвоенной частотой сети момент, кратность амплитуды которого доходит до 1,3. Это обуславливает вибрацию с удвоенной частотой сети ветроэлектроагрегата, что необходимо учитывать при расчете его механической части.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для снижения ударных токов и моментов при запуске ветроэлектроагрегатов необходимо производить неодновременное подключение фаз генератора к сети, что позволяет, примерно в два раза снизить их кратности.

Подключение третьей фазы при неодновременном включении следует производить по прошествии 9-10 периодов, что при частоте сети 50 Гц составляет 0,2 сек.

При проектировании ветроэлектроагрегатов следует учитывать пульсирующий с удвоенной частотой сети момент, возникающий при двухфазном включении, вызывающий вибрацию ветроэлектроагрегата.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике.- М.: Физматгиз. 1959. – 608 с.
- [2] Деч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа.- М.: Наука. 1965. – 288 с.
- [3] Петров Л.П., Ладензон В.А., Обуховский М.П., Подзолов Р.Г. Асинхронный электропривод с тиристорными коммутаторами.- М.: Энергия. 1970. – 127 с.
- [4] Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. – М.- Л.: Госэнергоиздат, 1963. –744
- [5] Трещев И.И. Электромеханические процессы в машинах переменного тока. – Л.: Энергия. 1980. – 344 с.

Поступила 20.02.03

КВАНТОВО-МЕХАНІЧНА МОДЕЛЬ ДАВАЧІВ КУТА ІНДУКЦІЙНОГО ТИПУ (ЧАСТИНА 2)

Завгородній В. Д.

Національний університет "Львівська політехніка", СКБ електромеханічних систем
Україна, 79000, м. Львів, вул. Ак. Колесси, 2, СКБ ЕМС
Тел./факс (0322)74-01-44, E-mail: skbnl68@mail.lviv.ua

На прикладі прецизійних давачів кута індукційного типу розвинуто квантово-механічний підхід до аналізу обмінних процесів між дискретними структурами статора та ротора електромеханічних перетворювачів енергії / інформації. Визначено кількісний показник рівня дисиметрії систем, що складаються із симетричних структур. Наведено рекомендації щодо вибору структурних параметрів конструкцій великогабаритних давачів кута .

На примере прецизионных датчиков угла индукционного типа развит квантово-механический подход применительно к анализу обменных процессов между дискретными структурами статора и ротора электромеханических преобразователей энергии / информации. Установлен количественный показатель дисимметрии систем, состоящих из симметричных структур. Приведены рекомендации по выбору структурных параметров конструкций датчиков угла.

ВСТУП

У [1] на прикладі прецизійного давача кута індукційного типу продемонстровано доцільність опису функціонування електромеханічних перетворювачів енергії / інформації (ЕМП) на засадах квантово-механічного підходу, що базується на використанні хвильової функції Шредінгера (ХФ). Цей підхід дав можливість описати енергетичні та інформаційні характеристики індукційного давача замкненими аналітичними виразами, уникнувши застосування рядів Фур'є.

Незважаючи на те що здебільше магнітопроводи індукційних давачів кута виконують із різною кількістю зубців статора z_s та ротора z_r , із метою спрощення і демонстрації лише загальних принципів підходу аналіз в [1] приведено для випадку $z_s = z_r = z$. У цьому викладі той же підхід застосовано для аналізу конструкції при $z_s \neq z_r$, але для цього необхідно спочатку встановити кількісні показники взаємної симетрії двох симетричних структур статора та ротора ЕМП і ввести специфічні координатні системи, які названо апокастатичними.

Надалі прийнято ті ж позначення величин, що і в [1], а тому для скорочення викладу вони (за винятком тих, що вводяться вперше) не номінуються.

КІЛЬКІСНІ ПОКАЗНИКИ ВЗАЄМНОЇ СИМЕТРІЇ ДВОХ СИМЕТРИЧНИХ СТРУКТУР ОДНАКОВОГО ТИПУ

Оскільки підхід до математичного опису симетрії обмінних процесів між двома симетричними структурами одного типу не відрізняється від опису власне взаємної симетрії цих структур (бо об'єкти структур завжди можна замінити відповідними представниками у певному полі), спершу розглянемо останній.

Нехай консервативна частина конструкції ЕМП складається із двох симетричних структур f та s , кожна з яких містить відповідно z_f та z_s упорядковано розташованих об'єктів із голономними зв'язками між ними.

Упорядковане розташування z_i ($i = 0, z-1$) об'єктів можна імітувати рівномірно розташованими точками по колу одиничного радіуса з різницею координат між сусідніми $\Delta\zeta = 2\pi / z$. При початку нумера-

ції з довільної точки, якій припишемо індекс $i=0$, координати ζ_i всіх наступних запишемо як $\zeta_i = \Delta\zeta \cdot i = 2\pi i / z$. Отже, просторове розташування об'єктів z_i еквівалентується деякою симетричною структурою у замкненому числовому полі z (точніше – у полі Галуа порядку z). Поле Галуа має характерну особливість: для довільного його елемента i завжди справедливо $i \cdot z \equiv 0$, а для двох елементів i та $k - (i + k)^z = i^z + k^z$. У полі Галуа будемо оперувати не з власне елементами z_i , а з їхніми представниками $[i]$, за які візьмемо амплітуди деяких нормованих на одиницю стаціонарних ХФ Ψ_i , котрі визначимо як

$$z_i \approx [i] = \Psi_i = e^{-j\zeta_i} = e^{-j2\pi i / z}.$$

Представники об'єктів z_i при мультиплікації геометричного простору їхнього розташування (наприклад, при його модуляції зовнішнім магнітним полем полюсності $2p$) трансформуються як

$$[i]_p = \Psi_i^p = e^{-j2\pi p i / z}.$$

Отже, у p -кратно замкненому полі Галуа представник $[i]_p$ об'єкта z_i однозначно визначається за його геометричною координатою ζ_i .

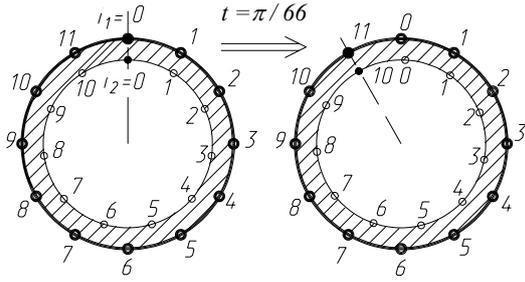
Доведемо, що взаємодія двох полів Галуа порядків z_f та z_s характеризується показником симетрії $S = z_f \cdot z_s / \kappa$, де $\kappa = (z_f | z_s)$ – найбільший спільний дільник (НСД) чисел z_f та z_s . Тобто кожний повний період взаємодії $T=2\pi$ містить S підперіодів тривалістю $t=T/S$, які назвемо інтервалами тактового стану. Показник симетрії S можна ще записати як $S = \kappa \cdot z_1 \cdot z_2$, де $z_1 = z_f / \kappa$, а $z_2 = z_s / \kappa$. Отже, z_1 та z_2 – взаємно прості числа, бо $\kappa = (z_f | z_s)$. Спершу задля наочності опишемо взаємні стани структур f та s графічною мовою на конкретному прикладі $z_f = 12$; $z_s = 4, 11$, які представлено на рис.

1. Кількісні ознаки взаємних станів системи $\langle z_s | z_f \rangle$ зведено в табл.

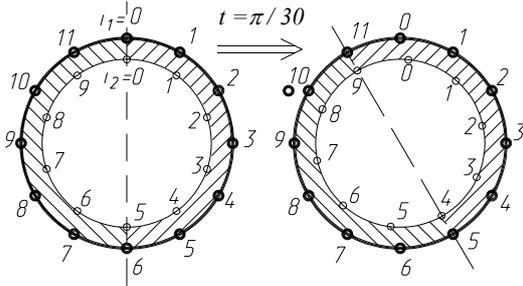
Аналіз взаємного розташування фігур, що на рис. 1, дозволяє зробити висновки:

- при наявності між числами z_f та z_s НСД κ взаємний стан системи $\langle z_s | z_f \rangle$ розпадається на κ ідентичних взаємних станів підструктур $\langle z_2 | z_1 \rangle$, які

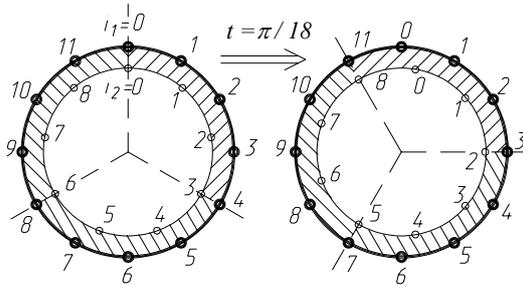
a) $\langle 11 | 12 \rangle$; $\kappa=1$; $S=132$



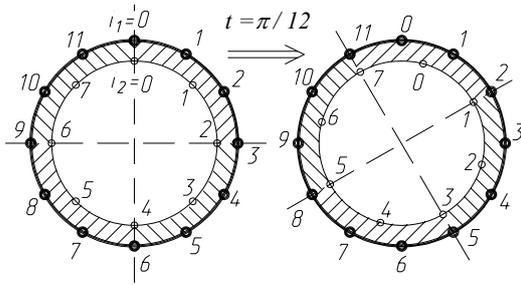
б) $\langle 10 | 12 \rangle$; $\kappa=2$; $S=60$



в) $\langle 9 | 12 \rangle$; $\kappa=3$; $S=36$



г) $\langle 8 | 12 \rangle$; $\kappa=4$; $S=24$



д) $\langle 7 | 12 \rangle$; $\kappa=1$; $S=84$

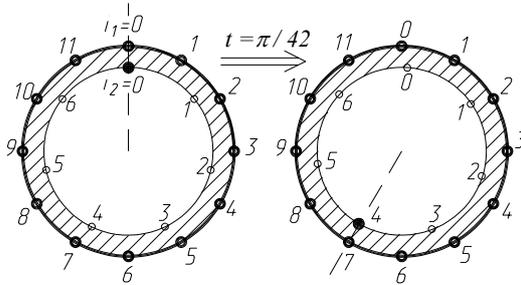


Рис. 1. До визначення показника взаємної симетрії систем $\langle z_s | z_f \rangle$

зсунуті на кут $2\pi / \kappa$ одна відносно іншої, з ідентичним розташуванням елементів z_{1i} та z_{2i} у кожній;

- при взаємному повороті структур f та s на величину кута тактового інтервалу $\theta = t=2\pi/S$ взаємний стан системи $\langle z_s | z_f \rangle$ не змінюється, що підтверджується перенумерацією елементів z_{fi} та z_{si} у відповідності з двома останніми стовпцями табл. і що просто відповідає повороту системи координат на кут $\theta = t$. Закони перенумерації прості, а у важливому для нас випадку $z_2 \geq 0,75 z_1$, це $i'_{s0} = z_2 - 1$, $i'_{f0} = z_1 - 1$.

У теорії симетричних обмоток ЕМП підструктуру $\langle z_s | z_f \rangle$ ідентифікують із фазною зоною обмотки, а оскільки мета аналізу – дослідження показників взаємної симетрії обмотаних структур магнітопроводів статора та ротора ЕМП, надалі залишимо це означення без зміни.

Таблиця

$\langle z_s z_f \rangle$	κ	$\langle z_2 z_1 \rangle$	S	i'_{s0}	i'_{f0}
$\langle 11 12 \rangle$	(1)	$\langle 11 12 \rangle$	132	10	11
$\langle 10 12 \rangle$	2	$\langle 5 6 \rangle$	60	4	5
$\langle 9 12 \rangle$	3	$\langle 3 4 \rangle$	36	2	3
$\langle 8 12 \rangle$	4	$\langle 2 3 \rangle$	24	1	2
$\langle 7 12 \rangle$	(1)	$\langle 7 12 \rangle$	84	4	7
$\langle 6 12 \rangle$	6	$\langle 1 2 \rangle$	12	5	11
$\langle 5 12 \rangle$	(1)	$\langle 5 12 \rangle$	60	2	5
$\langle 4 12 \rangle$	4	$\langle 1 3 \rangle$	12	0	1

Примітки: 1. Число $\kappa = 1$ взято в дужки, бо за означенням число 1 не є НСД, але в цьому випадку у відповідні формули необхідно підставляти $\kappa = 1$.

2. i'_{s0} та i'_{f0} – номери елементів z_f та z_s попереднього тактового стану, з яких починається нумерація елементів у наступному тактовому стані системи.

Обсяг статті не дозволяє навести повний аналітичний виклад доведення факту, що функція взаємного стану W_{kn} ($k=0, \kappa-1$) кожної з фазних зон системи (при взаємодії між об'єктами z_f та z_s за законами силових функцій) на кожному з тактових інтервалів $n=0, S-1$ визначається через функцію θ -стану $W_{kn}(\zeta) = \exp(-j t n) \cdot W_{k0}(\zeta)$, що підтверджує наявність взаємної симетрії між структурами f та s типу “поворот” (або “кутова трансляція”) з показником $S = z_f \cdot z_s / \kappa$. Отже, щоб описати обмінний процес між структурами f та s по координаті функціонування ζ , досить описати цей процес лише для однієї фазної зони системи упродовж довільного тактового інтервалу $t n \leq \zeta \leq t(n+1)$.

Увесь виклад тут зроблено без прив'язки до фізичної природи об'єктів системи, якими можуть бути об'єкти механіки, квантової механіки, електродинаміки тощо, що свідчить про деяку фундаментальну спільність фізичних систем, яким властива симетрія, і що є передумовою існування відповідних законів збереження (у нашому випадку – законів збереження імпульсу та моменту імпульсу) [2].

АПОКАСТАТИЧНІ СИСТЕМИ КООРДИНАТ

Аналіз структур і фізичних процесів між їхніми об'єктами, які в просторово-часовому континуумі характеризуються певною симетрією, доцільно здійснювати в центральних системах координат кожного з n тактових станів системи (процесу). Зважаючи на періодичну повторюваність цих систем координат, у відповідності з дефініцією Піфагора їх можна номінувати як апокастатичні.

Доцільність використання апокастатичних координат обумовлена тим, що, маючи опис процесу (структури) на довільному тактовому стані тривалістю t $W_0(\zeta)$ ($0 \leq \zeta \leq 1/S$), шляхом застосування до нього оператора зсуву $\exp(itD)$ [2] дістанемо аналітичний опис процесу на всьому періоді T , оскільки $\exp(itD) \times W_0(\zeta) = W(\zeta + it) = W(\alpha)$, де D – оператор диференціювання за відповідною фізичною координатою α (час, віддал, кут тощо).

За своєю сутністю ця система координат є двовідліковою, з шкалами грубого та точного відліків (аналогічно циферблату двострілкового годинника). За шкалою грубого відліку задається порядковий номер n тактового стану (аналог – години), а за шкалою точного відліку (аналог – хвилини) – координата процесу ζ у межах даного тактового інтервалу, тобто

$$n = \text{integer}(\alpha/t); \quad \zeta = t \cdot \text{fraction}(\alpha/t), \quad (1)$$

при умові, що початки систем координат точного відліку прив'язані до початків n -тих тактових станів. Але, оскільки більшість процесів є симетричними відносно початку та кінця тактового стану (як і в розглянутому прикладі), початок координати точного відліку доцільно прив'язати до середини такту, тоді

$$\zeta = t \cdot \text{fraction}(\alpha/t) - t/2, \quad (2)$$

що при записі в безрозмірній формі в частках величини t трансформується до

$$\zeta = \text{fraction}(\alpha/t) - 0,5. \quad (3)$$

Зворотний зв'язок між апокастатичними та фізичними координатами запишемо як

$$\alpha = t(n + \zeta + 0,5) \text{ або } \alpha^* = n + \zeta + 0,5. \quad (4)$$

Викладене проілюстровано графічно на рис. 2.

Без особливого на те наголосу апокастатичні координати були застосовані в [1] при визначенні ХФ, створюваної синусними обмотками ЕМП.

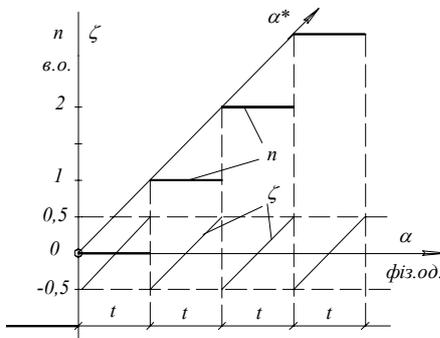


Рис.2. Зв'язок між фізичними (α , α^*) та центральними апокастатичними (n , ζ) системами координат

ОПИС ОБМІННИХ ПРОЦЕСІВ МІЖ ОБ'ЄКТАМИ ДВОХ СТРУКТУР ОДНАКОВОГО ТИПУ СИМЕТРІЇ

Як зазначалося, магнітопроводи структур збудження f та сигнальної s прецизійних ЕМП здебільшого виконують із різними числами зубців z_f та z_s відповідно. Необхідність облаштування кожної структури двома квадратурними синусними обмотками барабанного типу накладає на числа z_f та z_s обмеження: вони щонайменше повинні бути кратними числу 4. З метою узагальнення розглянемо випадок, коли $(z_f | z_s) = \kappa$, де $\kappa = 4k$ і $k > 0$ – довільне ціле число. Як уже встановлено, в цьому разі показник взаємної симетрії структур $S = z_f \cdot z_s / \kappa = \kappa \cdot z_1 \cdot z_2$, а інтервал тактового стану $t = 2\pi \kappa / z_f z_s$. Створювана заживленою обмоткою структури f ХФ $\psi_f(\alpha)$ не залежить від структурних параметрів системи s , а тому її значення на ν -тій зубцевій ділянці першої у її апокастатичних координатах описується за (13) у [1], яку в нових позначеннях перепишемо як

$$\psi_{fv} = C_f (\cos \beta_f - j 2 \zeta_f z_f \cdot \sin \beta_f) \cdot e^{-j \beta_f (2\nu+1)}, \quad (5)$$

де

$$C_f = \mu_0 \frac{z_f R w_{fm}}{2\pi p^2 \delta} k_f I_{fm}; \quad k_f = \left(\frac{\pi p}{z_f} / \sin \frac{\pi p}{z_f} \right)^2, \quad (6)$$

а всі інші позначення – ті ж, що й у [1].

Просторовий розподіл провідників однієї з фаз синусної $2p$ -полусної сигнальної обмотки визначається за аналогом (2) у [1], тобто як

$$w_s(\alpha) = w_{si} = w_{sm} \cos(\beta_s (2i_s + 1)), \quad (7)$$

де $\beta_s = \pi p / z_s = \pi p / \kappa z_2$; $i_s = 0, \overline{z_s - 1}$.

Зв'язок між координатами елементів i_f та i_s , що належать до однієї фазної зони при кутовому зміщенні θ між ними в межах даного тактового інтервалу у найбільш важливому для практики випадку $|z_1 - z_2| = 1$ ілюструє рис. 3 ($z_1 = 4$; $z_2 = 3$), із якого випливає, що довільний елемент i_s структури s розташований у зоні $\nu = \kappa k + i_f$ із координатою ζ_{is} (у частках $1/z_f$)

$$\zeta_{is} = \theta - 0,5 + \kappa i_s / z_s. \quad (8)$$

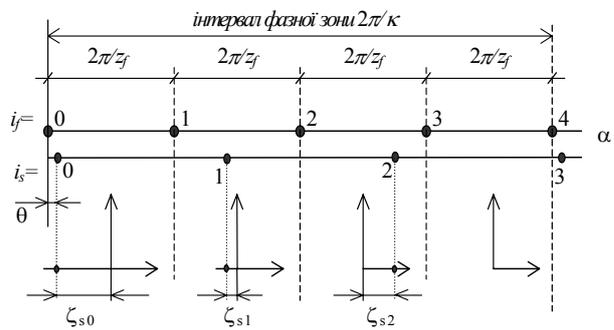


Рис.3. Координати елементів i_s у апокастатичних координатах структури f

Прив'язавши початки систем координат до центральної точки θ -інтервалу ($x_\theta = -0,5 + \kappa / 2z_2$), амплітуду ХФ $\psi_f(i_s)$ у точках розташування об'єктів i_s та функцію розподілу провідників фази обмотки w_s структури s запишемо в термінах двошкального відліку $k = \text{integer}(i_f /$

$z_1 = \text{integer}(i_s / z_2)$ – порядковий номер фазної зони системи $\langle z_s | z_f \rangle$ та $i = i_2 = \text{fraction}(i_s / z_2)$ – порядковий номер елемента k -тої фазної зони структури s , як

$$\Psi_f(k, i) = C_f \rho_f(\zeta_f) \cdot q_f^{-(1+2(i+z_1 k))}; \quad (9)$$

$$w_s(k, i) = 0,5 w_{sm} \left(q_s^{1+2(i+z_2 k)} + q_s^{-1-2(i+z_2 k)} \right), \quad (10)$$

де для скорочення запису позначено $q_f = \exp(j \beta_f)$, $q_s = \exp(j \beta_s)$ і $\rho_f(\zeta_f) = \cos \beta_f - 2 \zeta_f \sin \beta_f$.

Амплітуду обмінного електромагнітного імпульсу P_{fs} між структурами f та s у відповідності з (31) у [1] запишемо як

$$P_{fs} = 0,5 C_f w_{sm} l \cdot \sum_{k=0}^{\kappa-1} \sum_{i=0}^{z_2-1} \rho_f(\zeta_f) \left(q_{fs}^{2i} + e^{-j2\pi p(1/z_s + (1/z_s + 1/z_f)i + 2k/\kappa)} \right), \quad (11)$$

де $q_{fs} = q_s / q_f = \exp(j \pi p(1/z_s - 1/z_f))$.

Оскільки завжди $\sum_{k=0}^{\kappa-1} e^{-j2\pi p(1/z_s + 2k/\kappa)} = 0$, то

(11) трансформується у

$$P_{fs} = 0,5 C_f w_{sm} l \sum_{k=0}^{\kappa-1} \sum_{i=0}^{z_2-1} \left(\cos \beta_f - j 2 \zeta_f \sin \beta_f \right) q_{fs}^{2i}. \quad (12)$$

Під знаком другої суми в (12) розташовані члени арифметично-геометричної прогресії типу

$$\sum_{i=0}^{n-1} (a + r_i) q^i = \frac{a(1 - q^n) - (n-1) r q^n}{1 - q} + r \frac{q - q^n}{(1 - q)^2}. \quad (13)$$

Підставивши в (13) $a = \cos \beta_f - j(1/z_2 - 1 + \zeta) \sin \beta_f$, $r = -j 2 \kappa \sin \beta_f / z_f z_s$, $q = q_{fs}^2$, $n = z_2$ і записавши координату ζ у частках інтервалу тактового стану $t = \kappa / z_f z_s$, після тригонометричних перетворень отримаємо

$$P_{fs} = C_{fs} \left(\cos \beta_{fs} - j 2 \zeta_{fs} \sin \beta_{fs} \right), \quad (14)$$

де $C_{fs} = \frac{\mu_0 R l}{4 \pi \delta} \cdot I_{fm} \cdot \frac{z_f w_{fm}}{p} \cdot \frac{z_s w_{sm}}{p} \cdot k_{fs}$; (15)

$$k_{fs} = \left(\frac{\beta_{fs}}{\sin \beta_{fs}} \right)^2 = \left(\frac{\pi p \kappa}{z_f z_s} / \sin \left(\frac{\pi p \kappa}{z_f z_s} \right) \right)^2. \quad (16)$$

Для зручності подальшого аналізу запишемо (14) у частках максимальної величини модуля $|P_{fs}| = C_{fs}$, яка спостерігається на границях тактових інтервалів $\zeta_{fs} = \pm 0,5$, як

$$P_{fs} = \rho(\zeta) e^{-j \varphi(\zeta)}, \quad (17)$$

де $\rho(\zeta) = \sqrt{\cos^2 \left(\frac{\pi p \kappa}{z_f z_s} \right) + 4 \zeta^2 \sin^2 \left(\frac{\pi p \kappa}{z_f z_s} \right)}$; (18)

$$\varphi(\zeta) = \arctg \left(2 \zeta \operatorname{tg} \left(\frac{\pi p \kappa}{z_f z_s} \right) \right). \quad (19)$$

Вирази (17) ÷ (19) мають таку саму структуру, як і (31), (15) ÷ (17) у [1] відповідно, й повністю збігаються при заміні

$$\left. \begin{aligned} \beta_{fs} &= \frac{\pi p \kappa}{z_f z_s}; \\ -0,5 \leq \zeta \leq 0,5; \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} \beta &= \frac{\pi p}{z}; \\ -0,5 \leq x \leq 0,5. \end{aligned} \right. \quad (20)$$

Вирази (15) та (17) описують величину P_{fs} лише впродовж θ -такту системи, але, врахувавши, що при переході до наступного такту взаємне розташування об'єктів i_f та i_s не змінюється (якщо здійснити їхню перенумерацію), то відразу можемо записати $P_{fs}(n, \zeta)$ на довільному такті системи n як

$$P_{fs}(n, \zeta) = \rho(\zeta) e^{-j(\varphi(\zeta) + 2n \beta_{fs})}. \quad (21)$$

Фазна електрорушійна сила взаємодукції між структурою f та фазною сигнальною обмоткою записана в частках величини $j \omega P_{fs}$ у відповідності з (23) у [1] дорівнює

$$E_{fs}(n, \zeta) = \rho(\zeta) e^{-j(\varphi(\zeta) + 2n \beta_{fs})}. \quad (22)$$

АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ

Якісний характер залежностей від координати ζ упродовж тактового інтервалу нормованого модуля амплітуди ρ_{fs} та дев'яці її фази $\Delta \varphi_{fs}$ залишились такими ж, як і при $z_f = z_s = z$ (рис. 2 та рис. 4 у [1]), бо при заміні величин у відповідності з (20) їхні вирази збігаються. Але максимальна величина відхилення ρ_{fs} від одиниці тепер складає $1 - \cos \beta_{fs}$ і вона зменши-

лась у $\frac{1 - \cos \beta_{fs}}{1 - \cos \beta} \approx \left(\frac{\beta_{fs}}{\beta} \right)^2 = \left(\frac{\kappa}{z_s} \right)^2 = \frac{1}{z_s^2}$ разів.

Що ж до дев'яці фази $\Delta \varphi_{fs}$, то її максимальна величина $\Delta \varphi_{fs \max} = 2(\pi p \kappa / z_f z_s)^3 / 9 \sqrt{3}$ зменшилась у $(\beta_{fs} / \beta)^3 = (\kappa / z_s)^3 = 1 / z_s^3$ разів.

На рис. 3 і рис. 4 приведено порівняння вказаних величин при $z_f = z_s = 16$; $p = 4$ ($\rho(\zeta)$ та $\Delta \varphi(\zeta)$); та при $z_f = 16$; $z_s = 12$; $p = 4$ ($\rho_{fs}(\zeta)$ та $\Delta \varphi_{fs}(\zeta)$).

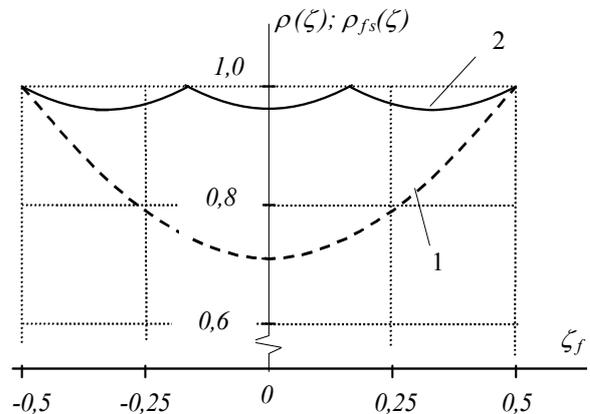


Рис. 4. Функціональні залежності $\rho(\zeta)$ - 1 та $\rho_{fs}(\zeta)$ - 2

У відповідності з (15) та (22) індуктивний опір взаємодукції між фазами структур f та s X_{fs} слід записати як

$$X_{fs} = \mu_0 f \frac{Rl}{2\delta p^2} z_f w_{fm} \cdot z_s w_{sm} \cdot k_{fs} \cdot \rho_{fs}(\zeta). \quad (23)$$

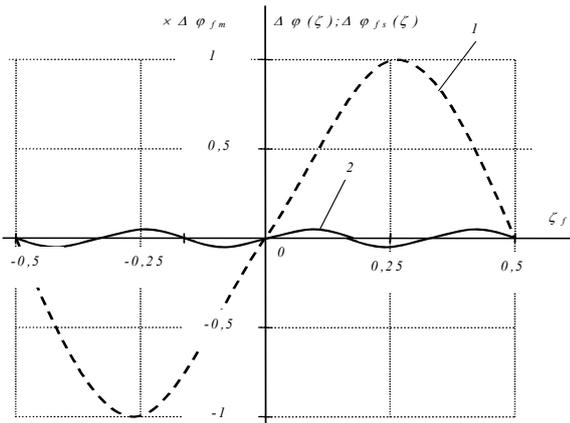


Рис. 5. Функційні залежності $\Delta\varphi(\zeta) - 1$ та $\Delta\varphi_{fs}(\zeta) - 2$

Застосувавши традиційну процедуру зведення ефективних чисел витків обмоток f та s , приймемо $w_e = w_{fe} = 0,25z_f w_{fm} = w_{se} = 0,25z_s w_{sm}$, тоді

$X_f = X_m \cdot k_f$ – індуктивний опір фази обмотки збудження;
 $X_s = X_m \cdot k_s$ – індуктивний опір фази сигнальної обмотки;
 $X_{sf} = X_m \cdot k_{sf}$ – опір взаємоіндукції між фазами f та s , де X_m – розрахована за першою гармонікою поля максимальна величина опору взаємоіндукції у класичній теорії електричних машин за (26) у [1].

Сутність коефіцієнтів k_f та k_s описана в [1] – вони враховують наявність вищих гармонік у замкненому вигляді. Тепер покажемо відповідність (16) класичній теорії ЕМП, згідно з якою структури f та s характеризуються наявністю гармонік поля $v_f = k_1 z_f / p + 1$ та $v_s = k_2 z_s / p + 1$ відповідно ($-\infty \leq k_{1(2)} \leq \infty$). Обмінний процес між структурами відбувається лише за гармоніками, номери яких збігаються, тобто $v_f = v_s$, що можливо лише за умови $k_1 z_f = k_2 z_s$, а внаслідок наявності НСД k – за умови $k_1 z_1 = k_2 z_2$, що виконується лише при $k_1 = k z_2$ та $k_2 = k z_1$, де $-\infty \leq k \leq \infty$ – ціле число, тоді $v_f = v_s = v_{fs} = k z_f z_s / \kappa p + 1$. Для синусних обмоток обмотковий коефіцієнт $k_{\text{обв}} = 1/v$. Інтенсивність взаємодії між структурами f та s визначається показником

$$\sum_{v=-\infty}^{v=\infty} \frac{1}{v^2} = \sum_{v=-\infty}^{v=\infty} (k \cdot z_f z_s / \kappa p + 1)^{-2} = \left(\frac{\beta_{fs}}{\sin \beta_{fs}} \right)^2 \equiv k_{fs}.$$

Покажемо, що X_f , X_s та X_{sf} відповідають теоремі про взаємну індуктивність магнітнозв'язаних контурів, за якою $M_{fs} = K \sqrt{L_f L_s}$ при $K < 1$. У частках величини X_m , $L_s \approx k_s$, $L_f \approx k_f$, а $M_{fs} \approx k_{fs}$, тоді

$$K = \frac{k_{fs}}{\sqrt{k_f \cdot k_s}} \approx \frac{1 + 2(\pi p \kappa / z_f z_s)^2 / 3}{1 + (\pi p / z_f z_s)^2 (z_f^2 + z_s^2) / 3},$$

а оскільки $\kappa = (z_f / z_s) < z_f(z_s)$ то $\kappa^2 \ll (z_f^2 + z_s^2)$, тому завжди $K < 1$.

ПРАКТИЧНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ

Викладене свідчить, що при рівних інших умовах найменшою методичною похибкою перетворення за показниками ρ та $\Delta\varphi$ характеризується двополюсна

конструкція ЕМП, отже слід приймати $p=1$. При цьому мінімальна методична похибка буде при $\kappa = \text{min}$. З технологічних умов укладання синусних обмоток таким числом є $\kappa = 4$, отже слід приймати $z_f = 4 z_1$, а $z_s = 4 z_2$. Подальше зменшення методичної похибки має місце за умови $|z_f - z_s| = \text{min} \neq 0$, тобто $|z_1 - z_2| = 1$, а відтак $z_1 = z_2 \pm 1$. При дотриманні цих рекомендацій максимальна похибка кодування вхідного кута Δ_m не перевищуватиме величину

$$\Delta_m = \frac{2^{-5}}{9 \cdot \sqrt{3}} \left(\frac{\pi}{z_1 z_2} \right)^3. \quad (24)$$

З (24) випливає: щоб забезпечити методичну похибку n -розрядного давача кута на рівні 0,5 ціни молодшого розряду, більше з чисел z_1 і z_2 повинно задовольняти умові $z(z-1) \geq 2^{n/3-2}$, тобто $z > 0,5(1+2^{n/6})$. Отже, 17-ти розрядний давач кута, який при $z_f = z_s = z$ можна було реалізувати при $z = 56$ [1], при $z_f \neq z_s$ уже реалізується при $z = 5$, тобто при $z_f = 20$ і $z_s = 16$.

Великогабаритні конструкції високо розрядних давачів кута характеризуються значними величинами вхідних активного R_f та індуктивного X_f опорів, що ускладнює їх адаптивність до електронних джерел живлення. При заданих габаритних розмірах ці величини можна зменшити за рахунок максимального числа провідників фази в пазу w_{fm} . Але тут уже є лімітером можливість виконання власне синусної обмотки, який запишемо як $w_{fm} \cdot \sin(\pi p / 2 z_f) \geq 1$, тобто $w_{fm} \geq z_f / \pi p$, тоді у відповідності з (25) за [1]

$$X_f \approx 0,1 \mu_0 f \frac{D \cdot l}{\delta} \left(\frac{z_f}{p} \right)^4.$$

Наприклад, для спроектованого за цими рекомендаціями давача кута ВТ500-400 ($D=0,52\text{м}$; $z_f = 80$) величина X_f становить 500 Ом у порівнянні з експериментально визначеною – 520 Ом.

ВИСНОВКИ

1. Кількісний показник рівня дисиметрії системи, складеної з однотипних симетричних структур, визначається як НСД показників симетрії останніх.

2. Внесення незначної дисиметрії між структурами статора та ротора ЕМП ($z_f \neq z_s$) значно покращує показники його вихідних параметрів.

3. Квантово-механічний підхід дозволив описати обмінні процеси між дискретними структурами статора та ротора ЕМП простими замкненими аналітичними виразами.

4. Запропоновані рекомендації щодо вибору структурних параметрів давачів кута полегшують синтез їхніх нетрадиційних конструктивних виконань.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Завгородній В.Д. Квантово-механічна модель давачів кута індукційного типу. (Частина 1) // Електротехніка і електромеханіка. – 2002, № 2. – С. 80–85.
- [2] Fermi E. Notes on Quantum Mechanics. Рус. пер. Квантовая механика. – М.: Мир, 1965. – 367 с.

Надійшла 10.01.03

МОДЕЛЮВАННЯ ФОРМ ГЕОМЕТРИЧНИХ СТРУКТУР ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДВОСТОРОННЬОЇ ЗУБЧАСТОСТІ

Завгородній В.Д., к.т.н., Старостін О.С., магістр, Петрова О.А., інж.
 Національний університет "Львівська політехніка", СКБ електромеханічних систем
 Україна, 79000, м. Львів, вул. Ак. Колесси, 2, СКБ ЕМС
 Тел./факс (0322)74-01-44, E-mail: skbnl68@mail.lviv.ua

За допомогою операторів трансформації геометрії активного об'єму перетворення енергії розвинуто концепцію структурної побудови хромосом електромеханічних перетворювачів двосторонньої зубчастості, у тому числі й магнітоелектричного збудження, що забезпечує збереження генетичної інформації їхніх геометричних примітивів. Досліджено вплив параметрів геометричного простору перетворювачів на структурні параметри вихідних величин і продемонстровано дію принципу дисиметризації у процесі ускладнення їхньої структури.

С помощью операторов трансформации геометрии активного объема преобразования энергии развивается концепция структурного построения хромосом электромеханических преобразователей двусторонней зубчатости, которая обеспечивает сохранение генетической информации их геометрических примитивов. Исследуется влияние параметров геометрического пространства преобразователей на структурные параметры выходных величин и продемонстрировано действие принципа дисиметризации в процессе усложнения их структуры.

ПЕРЕДМОВА

Оптимізацію конструктивного виконання довільного типу електромеханічного перетворювача енергії/інформації (ЕМП) сьогодні здійснюють на основі чисельних методів розрахунку його магнітних полів при заданих розподілах струмових шарів, що для конструкції великої дискретності (наприклад, кількість пар полюсів індуктора $p=23$, кількість секцій обмотки якоря/зубців $S=Z=48$) вимагає великого обсягу обчислювальних ресурсів ПК та часу. На наш погляд такий підхід є непродуктивним, бо вимагає аналізування як геометричних форм контурів та поверхонь, так і геометричної форми магнітних полів, потокозчеплень, струмів, намагнічувальних сил тощо.

Згідно з принципом Г. Крон'а [1] ЕМП завжди має дві сутності: *мертву* підлеглу матеріальну мережу, яка характеризується тензорами метрики електричного простору (такими, як імпеданс $Z_{\alpha\beta}$, або зворотнім тензором адмітансу $Y^{\alpha\beta}$). На *мертву* сутність мережі накладається *жива*, яка характеризується інтенсивним та екстенсивним параметрами фізичного процесу (наприклад, напруга та струм, намагнічувальна сила та потік тощо), які записують як коваріантний та контрваріантний вектори (наприклад, e_α та i^α). Для динамічного функціонування ЕМП топологічні властивості *мертвої* сутності повинні відповідати властивостям *живої* (які можна трактувати як поняття "душа" ЕМП) і навпаки. Беручи до уваги, що топологічні особливості *живої* сутності ЕМП майже завжди є наперед детермінованими, характеристики ЕМП переважно визначаються властивостями *мертвої* сутності, тобто геометричними формами активного просторового об'єму перетворення енергії/інформації.

Геометричні форми електромеханічного об'єкта можуть бути досить складними, але вони завжди несуть у собі генетично успадковану інформацію примітивних геометричних прототипів.

Як показує практика, немає необхідності докладно описувати геометричні ознаки власне примітива, досить з'ясувати тільки їхню наявність, контраверсність або відсутність, приписавши їм +1, -1 або 0 відповідно. Це зумовлено тим, що в процесі перетворення енергії/інформації вихідні характеристики ЕМП отримують як наслідок багатократного інтегрування густин розподілу відповідних величин або їх взаєм-

них згорток. Наприклад, форму сигналу вихідної е.р.с. ЕМП можна визначити як

$$e(\zeta) \equiv \beta(\alpha - \zeta) \otimes w(\alpha) = \int \beta(\alpha - \zeta) w(\alpha) d\alpha, \quad (1)$$

де $\beta(\alpha)$ – форма функції розподілу індукції поля по розточці; $w(\alpha)$ – функція розподілу густини провідників фази по розточці; α – координата по розточці; ζ – координата зміщення індуктора відносно якоря.

Як буде показано далі, при формах $\beta(\alpha)$ та $w(\alpha)$, що майже нічим не нагадують синусоїдні функції, форма вихідної е.р.с. практично не відрізняється від синусоїдної. Усе це пояснюється проявом принципу електромеханічної дисиметризації структур ЕМП як необхідної умови їхнього подальшого розвитку та вдосконалення [2].

Отже в цій статті розглянуто лише геометричні властивості поверхонь активного об'єму ЕМП (його *мертвої* сутності) без врахування характерних ознак *живої*, за винятком тих, що характеризують просторову (або часову) топологію останньої.

Тобто, надалі будемо працювати не з фізичними величинами як такими, а лише з інформаційними сигналами про їхню просторову форму, або згідно з термінологією Платона з їхніми "тінями в печері" нашого пізнання.

Запропонований підхід проілюстровано на прикладі електронно-керованого двигуна постійного струму ДСТ-90 [3] із кількістю полюсів індуктора $2p=22$, кількістю зубців та котушок обмотки $Z=S=24$ (три з яких видалено) при виконанні $m=3$ -фазної обмотки якоря з 60° – фазною зоною, тобто $m'=2m=6$.

ПІДҀРУНТЯ МЕТОДУ

Згідно з постулатом О. Вольдека [4], магнітну провідність немагнітного проміжку між статором і ротором ЕМП двосторонньої зубчастості можна представити як

$$\lambda_\delta = \lambda_0 \cdot \lambda_1 \cdot \lambda_2, \quad (2)$$

де λ_0 – постійна складова питомої магнітної провідності проміжку між "гладкими" поверхнями статора та ротора рівновіддаленими на величину δ ; λ_1 та λ_2 – відносні магнітні провідності зубчастих структур статора та ротора при припущенні, що кожна з них визначена при умові відсутності на протилежній стороні зубців.

Як показала інженерна практика, застосування цього постулату до визначення $\lambda_\delta(\alpha, \zeta)$ як функції геометричних параметрів ЕМП, він забезпечує задовільні результати з погляду точності визначення кінцевих величин, що знову ж таки пояснюється характером функціонування ЕМП, яке описується рівняннями типу (1). Якщо свого часу представлення λ_1 та λ_2 у вигляді рядів Фур'є типу

$$\lambda_1 = \sum_{-\infty}^{+\infty} \lambda_{1i} \cdot e^{j\alpha z_1 i}; \quad \lambda_2 = \sum_{-\infty}^{+\infty} \lambda_{2n} \cdot e^{j(\alpha - \zeta) z_2 n} \quad (3)$$

було доцільним як із гносеологічного так і прагматичного боку, то згодом воно стало гальмом при використанні цього підходу в інженерній практиці внаслідок дії принципу невизначеності щодо розрахунку λ_{1i} (λ_{2n}) при великих числах i (n). У (3) позначено: i та n – порядок гармонік структур статора дискретності z_1 та ротора дискретності z_2 відповідно; λ_{1i} та λ_{2n} – відносні питомі провідності гармонік i (n); $j = \sqrt{-1}$.

У запропонованій числовій моделі структури ЕМП ми не користуватимемося (3), а трактуватимемо λ_1 та λ_2 як оператори, що формують магнітну провідність зубчастої структури на основі провідності λ_0 гомогенно гладкої структури, прийнявши $\lambda_0 = 1$. У такому разі (2) треба переписати у вигляді

$$\lambda_\delta(\alpha, \zeta) = \lambda_1(\alpha) \times \lambda_2(\alpha - \zeta). \quad (4)$$

Зауважимо, що λ_1 та λ_2 – оператори комутативні.

Просторова форма контурів струмів якоря у більшості випадків тривимірна і може бути досить складною. Але, згідно з постулатом W. Hague [5], вона завжди може бути еквівалентована відповідними поверхневими струмами (струмовими шарами), які розташовані в місцях пазового розкриття по розточці. Якщо колись цей постулат приймали за гіпотезу, то тепер ми знаємо, що насправді сили (моменти) виникають не в наслідок взаємодії струму з індукцією магнітного поля, а в наслідок взаємодії струму з векторним потенціалом ψ (через який параметри поля визначають як $\mathbf{B} = \nabla \times \psi$ та $\mathbf{E} = -\partial \psi / \partial t$), і існують навіть там, де магнітного поля немає ($\nabla \times \psi = 0$). Таким чином, реальні контури обмоток можуть еквівалентуватись, як показано на рис. 1. по-верхневими контурами, виснесеними в немагнітний проміжок. Фізики трактують такий контур із струмом як магнітний диполь із магнітним моментом $\boldsymbol{\mu} = \mathbf{I} \mathbf{A} \mathbf{n}$, де \mathbf{I} – вектор струму; A – площа контуру; \mathbf{n} – вектор нормалі до площі A [6]. Обертвий момент, що діє на контур $\boldsymbol{\tau} = \boldsymbol{\mu} \times \mathbf{B}$.

З іншого боку, відомо [7], що магнітний диполь довільного контуру за теоремою Ампера еквівалентується елементарними контурами простої форми, як показано на рис. 2, що значно полегшує побудову однієї дискретної моделі.

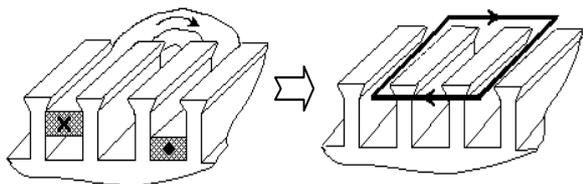


Рис. 1. До еквівалентності струмових контурів якоря.

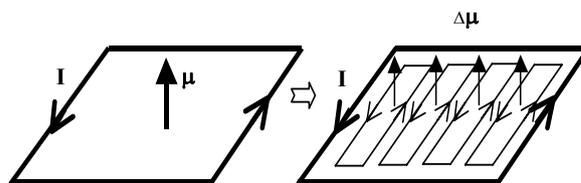


Рис. 2. Еквівалентність магнітного диполя елементарними контурами.

Ці три зазначені принципи і покладено в основу запропонованого підходу з врахуванням того, що індуктор ЕМП еквівалентується не диполем, а поліполем, а обмотка якоря – поліфазодромом.

ОПЕРАТОРИ ФОРМУВАННЯ СТРУКТУРИ ІНДУКТОРА

На даному етапі розглядаємо симетричний ЕМП, індуктор якого характеризується дискретністю $2p$ полюсних поділок із полюсним перекриттям $\alpha_p = 1 - \alpha_b$, де α_b – відносна величина міжполюсної від-далі (міжполюсного вікна). Процес формування структури індуктора здійснюється за допомогою наступних операторів.

Оператор \mathbf{P}_1 розбиває розточку індуктора (координату α , або у дискретному записі – множину $N = \alpha / \Delta \alpha$, де $\Delta \alpha$ - крок дискретизації) на $2p$ рівномірно розташованих по розточці зон із номерами полюсів $n = 0, 2p - 1$ із внутрішньою координатою α' у межах кожної зони (аналогічно циферблату двострілкового годинника)

$$y_1(\alpha) = P_1 \times \alpha = n_p, \alpha', \quad (5)$$

де $n_p = \text{integer}(\alpha / \tau_p), [\text{integer}(i / \tau_p)]$ - номер полюсної зони (години); $\alpha' = \text{fraction}(\alpha / \tau_p), [\text{fraction}(i / \tau_p),]$ - плинна координата в межах даної зони (хвилини); $\tau_p = \pi / p, [N / 2p]$ - ширина полюсної зони; $i = 0, N - 1$.

Тут і далі у квадратних дужках записані дискретні аналоги відповідних аналітичних виразів.

Оператор \mathbf{P}_2 визначає ширину власне полюса та міжполюсного вікна, приписуючи їм числа +1 та 0 відповідно

$$y_2(\alpha) = P_2 \times \alpha' = if(0 \leq \alpha' < \alpha_a, 0, 1). \quad (6)$$

Оператор \mathbf{P}_3 формує мультидипольну структуру індуктора, приписуючи N-полюсу +1, а S-полюсу -(-1)

$$y_3(\alpha) = P_3 \times \alpha = (-1)^{n_p} \cdot y_2(\alpha) \quad (7)$$

При бажанні можна врахувати наявність і фальш полюсів (або необмотаних), увівши оператор їхнього визначення і приписавши їм індекс 0, як це зроблено далі при формуванні зубчастої структури якоря.

При моделюванні не структурних досліджень, а оптимізації реального фізичного простору індуктора (або наявності технологічного розсіювання геометричних параметрів) доцільно ввести оператор \mathbf{P}_4 , який враховує реальну довжину й конфігурацію ліній магнітних провідностей за методом R. Pohl [8], перепустивши функцію $y_3(\alpha)$ через смуговий фільтр із смугою пропускання β_p

$$y_4(\alpha) = P_4 \times y_3(\alpha) = \frac{2}{\beta_p} \int_{-0.5\beta_p}^{+0.5\beta_p} y_3(\alpha - \zeta) \cos^2\left(\frac{\pi \zeta}{\beta_p}\right) d\zeta;$$

$$[y_4(i) = \frac{2}{k_p} \sum_{-0.5(k_p-1)}^{+0.5(k_p+1)} y_3(i-k) \cos^2(\frac{\pi k}{k_p-1})]. \quad (8)$$

Ширина перепускної смуги $\beta_p [k_p-1]$, де k_p – непарне число, легко визначається як функція параметра $\tau_p \cdot \alpha_a / \delta$.

Величину взаємного зсуву ζ між структурами індуктора та якоря задає оператор P_5

$$y_5(\alpha, \zeta) = P_5 \times y_4(\alpha) = y_4(\alpha - \zeta);$$

$$[y_5(i, j) = y_4(i - j)], \quad (9)$$

де j – кількість дискрет зсуву.

Оператори $P_1 \div P_5$ є операторами послідовної дії, а тому вони не комутативні.

Таким чином, оператор λ_1 визначається як

$$\lambda_1 = \prod_{k=0}^4 P_{5-k}. \quad (10)$$

Графічною мовою процес формування структури індуктора за допомогою операторів P проілюстровано на рис. 3

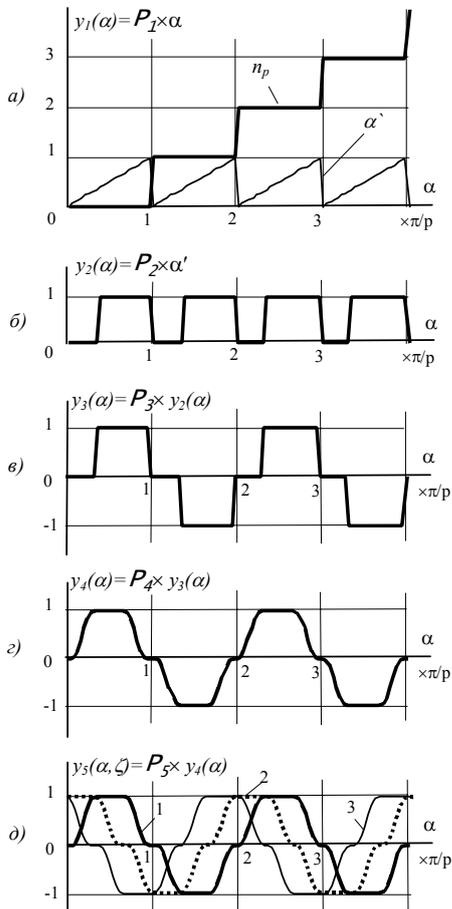


Рис.3. Ілюстрація процесу формування структури індуктора ЕМП: а)÷д) відображають дію операторів $P_1 \div P_5$ відповідно; 1 - $\zeta=0$, 2 - $\zeta=\tau_3/3$, 3 - $\zeta=2\tau_3/3$

ОПЕРАТОРИ ФОРМУВАННЯ ЗУБЧАСТОЇ СТРУКТУРИ ЯКОРЯ

Процес формування геометричної форми зубчастого якоря загалом не відрізняється від процесу формування структури індуктора і здійснюється за допомогою аналогічних операторів Q , а саме

$$x_1(\alpha) = Q_1 \times \alpha = n_z \cdot \alpha', \quad (11)$$

де $n_z = \text{integer}(\alpha / \tau_z), [\text{integer}(i / \tau_z)]$ - номер зубцевої зони; $\alpha' = \text{fraction}(\alpha / \tau_p)$ - плинна координата в межах даної зони $[\text{fraction}(i / \tau_p)]$; $\tau_z = 2\pi / z$ - ширина зубцевої зони $[N / z]$; $i = 0, N-1$.

$$x_2(\alpha) = Q_2 \times \alpha' = \text{if}(0 \leq \alpha' < \alpha_i, 0, 1), \quad (12)$$

де α_n – відносна величина пазового відкриття в частках величини τ_z ;

$$x_3(\alpha) = Q_3 \times x_2(\alpha) = \frac{2}{\beta_i} \int_{-0.5\beta_i}^{+0.5\beta_i} x_2(\alpha - \zeta) \cos^2(\frac{\pi \zeta}{\beta_i}) d\zeta;$$

$$[x_3(i) = \frac{2}{k_i} \sum_{-0.5(k_i-1)}^{+0.5(k_i+1)} x_2(i-k) \cos^2(\frac{\pi k}{k_i-1})] \quad (13)$$

де $\beta_n [k_n-1]$ – ширина перепускної смуги (k_n – непарне число, що визначається за співвідношенням $\tau_z \cdot \alpha_i / \delta$).

В деяких конструкціях ЕМП для взаємного кріплення опозитних підшипникових щитів декілька симетрично розташованих по розточці з кроком $\tau_n = 2\pi/n[N/n]$ зубців видаляють, що можна врахувати за допомогою оператора Q_4

$$x_4(\alpha) = Q_4 \times \alpha' = \text{if}(0 \leq \alpha' < \alpha_n, 0, 1), \quad (14)$$

де $\alpha_n = \tau_n / N$ – відносна ширина зони без зубців.

Графічною мовою процес формування структури якоря двигуна ДСТ90 за допомогою операторів Q проілюстровано на рис. 4.

Таким чином, оператор λ_2 визначимо як

$$\lambda_2 = \prod_{k=0}^3 A_{4-k}. \quad (15)$$

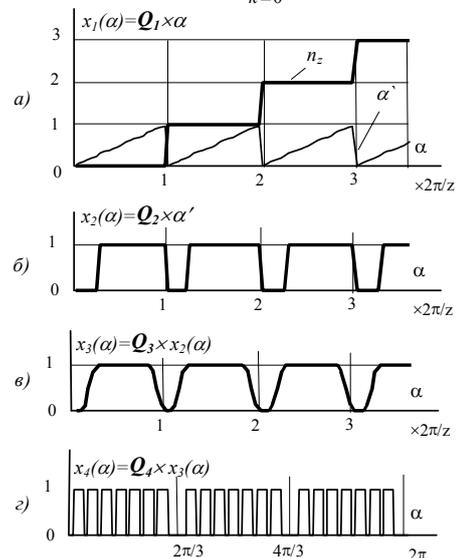


Рис. 4. Ілюстрація процесу формування зубцевої структури якоря ЕМП: а)÷г) відображають дію операторів $Q_1 \div Q_4$ відповідно; г) – видалено три симетрично розташованих зубці

ФОРМА СИГНАЛІВ ПОЛЯ ЗБУДЖЕННЯ ТА РОЗПОДІЛУ СИЛ МАГНІТНОГО ПОХОДЖЕННЯ

Викладене вже дозволяє дослідити взаємну відповідність батьківських хромосом x і y у структур магнітопроводів індуктора та якоря ЕМП та визначити показники інтенсивності їхньої взаємодії.

У відповідності з (4), (10) та (15) форму сигналу

розподілу радіальної складової індукції по розточці якоря запишемо як

$$\beta(\alpha, \zeta) = y_5(\alpha - \zeta) \cdot x_4(\alpha); \quad (16)$$

$$[\beta_{i,j} = y_5 \cdot i_{-j} \cdot x_{4i}],$$

тоді форму функції лінійної густини енергії/коенергії слід визначати як

$$c(\alpha, \zeta) = \beta^2(\alpha, \zeta); [\beta_{i,j}^2], \quad (17)$$

а форму функції розподілу густини тангенціальних сил (моментів) магнітного походження як

$$f(\alpha, \zeta) = 2 \cdot \beta(\alpha, \zeta) \cdot \partial \beta(\alpha, \zeta) / \partial \zeta;$$

$$[f_{i,j} = \beta_{i-j} \cdot (\beta_{i-j+1} - \beta_{i-j-1})]. \quad (18)$$

Форму функції інтегральних тангенціальних сил від координати $\zeta[j]$, нормованих на одиницю, запишемо як

$$F(\zeta) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \oint f(\alpha, \zeta) d\alpha; [\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} f_{i-j}]. \quad (19)$$

Характерні особливості функцій (16)-(19) проілюстровано на рис. 5 на прикладі двигуна ДСТ 90.

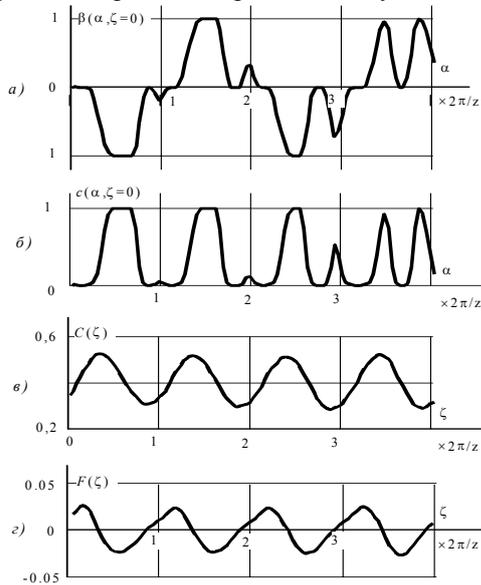


Рис. 5. Форми сигналів поля збудження та магнітних сил: а)-г) відповідно до (16)-(19)

ОПЕРАТОРИ ФОРМУВАННЯ ПОЛІФАЗОЕДРА ОБМОТКИ ЯКОРЯ

Оператор A_1 визначає нормовані на одиницю фазові фактори контурних поверхонь окремих секцій обмотки якоря у його геометричному просторі

$$w_1(\alpha) = A_1 \times \alpha = 1/S \cdot \text{integer}(\alpha/S);$$

$$[w_1(i) = 1/S \cdot \text{integer}(i/S)]. \quad (20)$$

Оператор A_2 визначає ті ж фазові фактори, але вже у $2p$ -полюсному магнітному просторі

$$w_2(\alpha) = A_2 \times w_1(\alpha) = \text{fraction}(p \cdot w_1(\alpha));$$

$$[w_2(i) = \text{fraction}(p \cdot w_1(i))]. \quad (21)$$

Оператор A_3 формує s -вимірний ($s=0, 2m-1$) фазор контурних поверхонь, що належать кожній з фазних зон обмотки якоря. Зокрема, для трифазних шестизонних обмоток маємо

$$w_{3s}(\alpha) = A_3 \times w_2(\alpha); \quad (22)$$

$$w_{30} = if(0 \leq w_2 < \frac{1}{6}, +a, 0); \quad w_{31} = if(\frac{1}{6} \leq w_2 < \frac{1}{3}, -c, 0);$$

$$w_{32} = if(\frac{1}{3} \leq w_2 < \frac{1}{2}, +b, 0); \quad w_{33} = if(\frac{1}{2} \leq w_2 < \frac{2}{3}, -a, 0);$$

$$w_{34} = if(\frac{2}{3} \leq w_2 < \frac{5}{6}, +c, 0); \quad w_{35} = if(\frac{5}{6} \leq w_2 < 1, -b, 0);$$

де $\pm a, \pm b, \pm c$ – ідентифікують відповідні фазні зони 3-фазної обмотки.

Оператор A_4 формує m -вимірний ($v=0, m-1$) фазор поверхонь контурів якорної обмотки

$$w_{4v}(\alpha) = A_4 \times w_{3s}(\alpha), \quad (23)$$

тобто

$$w_{40} = w_{30} + w_{33}; \quad w_{41} = w_{30} + w_{33}; \quad w_{42} = w_{30} + w_{33}.$$

Характер послідовної дії операторів A для випадку $S=24$ продемонстровано на рис. 6.

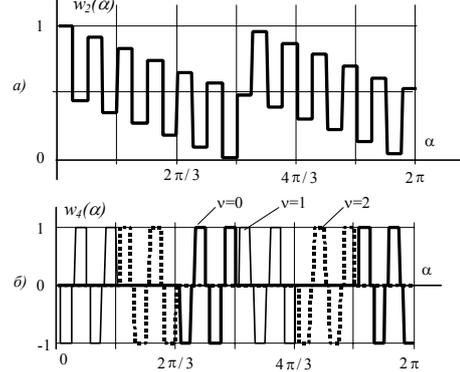


Рис. 6. Формування фазоєдру обмотки якоря: а) – за (21); б) – за (23)

ОПЕРАТОР ФОРМУВАННЯ СИГНАЛІВ СТРУМІВ ОБМОТКИ ЯКОРЯ

Як впливає з викладеного у [9], роботу довільного драйвера ЕМП можна описати матрицею тактових станів C , зокрема, для шеститактних драйверів

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

На кожному з тактів роботи відбувається колова перестановка форм сигналів фазних струмів згідно з рівнянням

$$i_{vn} = C^n \cdot i_{v0}, \quad (25)$$

де i_{v0} – вектор сигналів струмів упродовж 0-такту, який записують через визначальні функції драйвера f_1 та f_2 [9] як $i_{v0} = \text{column}(f_1 - f_2, -f_1 + f_2, 2f_2)$. Для дослідження форм сигналів достатньо узяти $f_1 = 1; f_2 = 0$, тоді

$$i_{vn} = C^n \times \text{column}(1, -1, 0). \quad (26)$$

Властивості оператора C :

$$\Delta C = 1; \quad C^{-1} = C^T; \quad C^3 = -E; \quad C^6 = E, \quad (27)$$

де E – одинична матриця.

Отже оператор C є унітарним Ермітовим оператором.

Зміна тактових станів драйвера, керованого фізичним чи віртуальним давачем положення ротора, здійснюється у функції координати ζ так, що

$$n' = \text{integer}(\frac{3\zeta}{\tau_p}); [\text{integer}(\frac{3j}{\tau_p})], \quad (28)$$

а автономного драйвера – у функції часу t .

Беручи до уваги властивості оператора C (27), номер тактового стану драйвера n ($n=0, 2m-1$) визначимо за формулою

$$n(\zeta) = 2m \cdot \text{integer}(n'/2m). \quad (29)$$

Таким чином, при довільній координаті $\zeta(j)$ вектор сигналів струмів якоря, як показано на рис. 7, буде

$$I_v(\zeta) = C^n \cdot i_{v0}, \quad (30)$$

при цьому "оживлений" фазодр якірної обмотки доцільно описати виразом

$$W_v(\zeta) = w_{4v} \cdot I_v(\zeta). \quad (31)$$

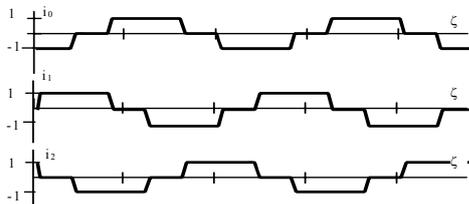


Рис. 7. Формування сигналів фазних струмів шеститактним драйвером

ФОРМИ ВИХІДНИХ СИГНАЛІВ ЕМП

Форми сигналу е.р.с. довільної фази v обмотки якоря при його обертанні з постійною швидкістю у відповідності до (1) запишемо як

$$e_v(\zeta) = w_{4v}(\alpha) \otimes \beta(\alpha - \zeta); \left[\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} w_{4v,i} \cdot \beta_{i-j} \right]. \quad (32)$$

Густину розподілу тангенціальних пондеромоторних сил (моментів) по розточці якоря при фіксованій координаті $\zeta[j]$ визначимо як

$$t(\alpha, \zeta) = \beta(\alpha - \zeta) \cdot \sum_{v=0}^{m-1} W_v(\alpha, \zeta); \left[\beta_{i,j} \cdot \sum_{v=0}^{m-1} W_{v,i,j} \right]. \quad (33)$$

Приведена величина сумарного моменту в залежності від координати $\zeta[j]$

$$T(\zeta) = \frac{1}{2\pi} \oint t(\alpha, \zeta) d\alpha; \left[\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} t_{i,j} \right]. \quad (34)$$

Середня величина моменту (сили) за один повний оберт ротора

$$\tilde{T} = \frac{1}{2\pi} \oint T(\zeta) d\zeta; \left[\frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} T_j \right]. \quad (35)$$

Відносну величину пульсації моменту у функції координати $\zeta[j]$ запишемо як

$$\Delta T = T(\zeta) / \tilde{T} - 1. \quad (36)$$

Подібним чином можна визначити й інші показники структури ЕМП. Розраховані за (32)-(36) структурні параметри вихідних величин ЕМП (ДСТ 90) приведені на рис. 8.

ЗАМІСТЬ ПІСЛЯМОВИ

Цим викладом ми намагалися підтвердити плідність тези В. Шинкаренка, що *геометричні оператори дозволяють моделювати процес генетичних мутацій на довільному рівні ускладнення структури ЕМП. При цьому постає можливість генерування потенційно можливих варіантів просторових співвідношень і комбінацій, які визначаються генотипічною мінливістю на рівні відповідних хромосомних наборів* [2]. (Просимо вибачити за довгу цитату, але – точніше не скажеш.)

Іншою метою викладу є наочна демонстрація ефективності застосування графічної мови при син-тезі нових структур ЕМП, в якій *поняття описані не словами і не математичними знаками, а просто-ровими*

образами (М. Фарадей) [10]. Окрім формалізації та візуалізації таких процедур ця мова забезпечує стиснення інформації, її моментальне сприйняття й усуває суперечливості у застосуванні вербальної мови (що має дискретний характер) для відображення неперервності руху або видозмін (наприклад, апорії Зенона).

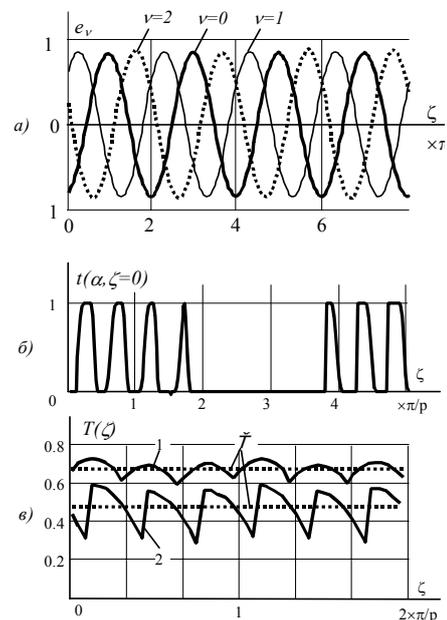


Рис. 8. Форма вихідних сигналів ЕМП, а)-в) у відповідності до (32)-(34). 1 – кут комутації $\gamma = 0$; 2 – $\gamma = -\pi/8$

Викладений підхід можна застосовувати й до розв'язку інших проблем електромеханіки. Зокрема, при дослідженні чутливості конструкції ЕМП до вібрацій або акустичних шумів форми та функції розподілу радіальних сил тяжіння між якорем та індуктором можуть бути визначені за аналогами (17)-(19) з урахуванням того, що похідні беруться не по тангенціальній координаті ζ , а по радіальній - δ .

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Крон Г. Тензорный анализ сетей. – М.: Сов.радио, 1978. – 720 с.
- [2] Шинкаренко В.Ф. Основы теории эволюции электромеханических систем. – К.: Наук. думка, 2002. – 283 с.
- [3] Двигун синхронный трехфазный ДСТ90-3. Технические условия ТУУ 02071010.50-10,2001. – 23 с.
- [4] Вольдек А.И. Электрические машины. Изд. 2-е. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.
- [5] Хег В. Электромагнитные расчеты. – М.: ОНТИ, 1934. – 302 с.
- [6] Фейман Р. Феймановские лекции по физике. Вып. 8. Электродинамика. – М.: Мир, 1966. – 343 с.
- [7] Парселл Э. Электричество и магнетизм. – М.: Наука, 1975 – 439 с.
- [8] Харчишин Б.М., Завгородній В.Д. Аналітичне визначення магнітних провідностей гребінцевих зон магнітоелектричних перетворювачів. // Вестник ХГПУ "ХПИ", 2000, №84. – С. 185-183.
- [9] Завгородній В.Д. Узагальнена математична модель драйверів трифазних електронно керованих двигунів у різних системах координат. // Віс. ХНТУ "ХП", 2001, №17. – С. 65-69.
- [10] Гомононов К.К. Совершенствование преподавания технических дисциплин. – Л.: Изд.-во Ленингр. ун-та, 1983. – 206 с.

Надійшла 03.03.03

СПОСОБ НАСТРОЙКИ СИСТЕМЫ КОМПЕНСАЦИИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА

Луpиков В.С., к.т.н.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ «ХПИ», кафедра "Электрические аппараты"
Тел. (0572) 40-08-64, E-mail: lupikov@kpi.kharkov.ua.

Розглянуто структуру параметричної системи автоматичної компенсації зовнішнього магнітного поля, що створюється струмопроводами силового кола розподільчого пристрою поблизу його поверхні. Запропоновано спосіб налаштування параметрів електромагнітних-компенсаторів системи за даними магнітних вимірів. Застосування такої системи дозволяє ефективно компенсувати магнітне поле до рівня, що відповідає вимогам електромагнітної сумісності.

Рассмотрена структура параметрической системы автоматической компенсации внешнего магнитного поля, создаваемого токопроводами силовой цепи распределительного устройства вблизи его поверхности. Предложен способ настройки параметров электромагнитных-компенсаторов системы по данным магнитных измерений. Применение такой системы позволяет эффективно компенсировать магнитное поле до уровня, отвечающего требованиям электромагнитной совместимости.

ВВЕДЕНИЕ

Для обеспечения требований электромагнитной совместимости [1, 2] и экологии [3] применяется компенсация внешнего магнитного поля силового электрооборудования [4]. Распределительные устройства являются типичными представителями такого электрооборудования. Среди известных методов [5, 6] наиболее эффективной является автоматическая компенсация магнитного поля с помощью систем электромагнитов-компенсаторов [7]. Такие системы известны как параметрические системы автоматической компенсации. В качестве параметров систем автоматической компенсации в распределительном устройстве выступают токи независимых контуров силовой цепи [8]. В состав системы компенсации поля распределительного устройства входят датчики тока, электромагниты-компенсаторы и устройство для формирования их токов [4]. Основные требования к таким системам формулируются исходя из необходимости компенсации поля вблизи поверхности распределительного устройства и возможности настройки параметров электромагнитов-компенсаторов по данным магнитных измерений. Такой электромагнит представляет собой цилиндрическую многovitkovую катушку с ферромагнитным сердечником либо без него, а ось катушки направлена вдоль одной из конструктивных осей шкафа распределительного устройства. Выполнение этих требований является сложной технической задачей.

Для упрощения описания структуры поля и возможности экспериментального определения параметров источников в настоящее время применяются дискретные модели поля [9, 10]. Объем распределительного устройства условно разбивается пространственной сеткой на выделенные объемы, в пределах которых расположены участки реальных шинопроводов и токопроводов силовой цепи, являющихся основными источниками внешнего магнитного поля. Каждый из образовавшихся выделенных объемов рассматривается как независимый сосредоточенный источник поля. Определение его параметров при математическом моделировании проводится на основании данных о геометрии шинопроводов и токопроводов и проте-

кающих в них токов с учетом режимов работы распределительного устройства [11]. При экспериментальных исследованиях параметры этих источников определяются путем решения обратной задачи магнитостатики, когда по измеренным компонентам напряженности внешнего магнитного поля и известных положениях выделенных объемов внутри пространства шкафа распределительного устройства определяются параметры источников поля. В общем случае поле каждого из полученных источников представляется полиномиальным рядом относительно расстояния между выделенным объемом и точкой измерения поля [12]. Такой характер зависимости приводит к проблеме плохой обусловленности при математической обработке данных измерений [13], что резко снижает возможности применения такой модели при большом числе источников поля.

Среди дискретных моделей следует отметить объединенную дипольную модель [14], в которой каждый из источников рассматривается как диполь, характеризующийся вектором магнитного момента. Использование объединенной дипольной модели существенно упрощает решение обратной задачи магнитостатики. Упрощение достигается за счет того, что модель поля из мультипольной становится линейной: напряженность поля в произвольной точке наблюдения рассматривается как сумма только дипольных составляющих полей смещенных диполей. Применение этой модели позволяет преодолеть математические сложности решения обратной задачи магнитостатики и перейти непосредственно к задаче компенсации внешнего магнитного поля распределительного устройства как совокупности дипольных структур – источников поля дипольного типа, расположенных в выделенных объемах шкафа. Следует также заметить, что эта модель позволяет использовать для компенсации внешнего магнитного поля вблизи поверхности электрооборудования практически весь арсенал известных средств снижения магнитного момента [5], подтвердивших на практике высокую эффективность (в предельном случае до 300 единиц) снижения уровня магнитного поля на удалении от поверхности распределительного устройства более трех габаритов [15].

Для компенсации магнитного поля вблизи поверхности распределительного устройства автором разработан метод балансировки магнитных моментов дипольных структур [16]. Задача компенсации внешнего магнитного поля вблизи поверхности распределительного устройства при этом сводится к одновременной компенсации магнитных моментов дипольных структур. Нерешенной задачей при таком методе компенсации остается настройка параметров электромагнитов-компенсаторов системы автоматической компенсации.

Целью работы является изложение способа настройки параметров электромагнитов-компенсаторов, используемых в качестве исполнительных элементов системы автоматической компенсации.

СТРУКТУРА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОМПЕНСАЦИИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

В качестве исходной информации для построения системы автоматической компенсации используется модель распределительного устройства в виде системы дипольных структур и условия его компенсации.

Каждая из дипольных структур описывается уравнением, связывающим компоненты вектора магнитных моментов с токами независимых контуров, участки которых располагаются в выделенном объеме шкафа распределительного устройства,

$$m_u^q = \sum_{k=1}^K I_k S_{ku}^q e^{j\varphi_k}, \quad (1)$$

где m_u^q – компонента вектора магнитного момента q -й дипольной структуры для соответствующего выделенного объема; I_k , φ_k – амплитуда и фаза тока k -го независимого контура силовой цепи распределительного устройства; S_{ku}^q – проекция вектора площади части k -го независимого контура силовой цепи, расположенного в q -м выделенном объеме, на направление u ; u – индекс, принимающий значения 1, 2, 3 соответственно для координатных осей x, y, z .

Необходимые и достаточные условия компенсации внешнего магнитного поля формулируются с учетом наличия точек нулевого поля вблизи поверхности распределительного устройства. Такие точки могут присутствовать в распределении поля одинаково ориентированных пар контуров [17], либо могут быть искусственно созданы. Система уравнений, описывающих эти условия, имеет вид:

$$\begin{cases} (\mathbf{m}_q) + (\mathbf{m}_q)_k + \varepsilon_m = 0; \\ \dot{\mathbf{H}}_k(r_a) + \varepsilon_H = 0; \\ (q = \overline{1, Q}), \end{cases} \quad (2)$$

где (\mathbf{m}_q) – вектор магнитного момента q -той дипольной структуры, заданный соотношением (1); $(\mathbf{m}_q)_k$ – вектор магнитного момента компенсирующего источника – электромагнита-компенсатора, размещаемого при компенсации в этом выделенном объеме; ε_m – погрешность компенсации магнитного момента; $\dot{\mathbf{H}}_k(r_a)$ – комплексный вектор напряженности поля, создаваемого электромагнитом-компенсатором в точке нулевого поля; r_a – радиус-вектор точки нулевого поля; ε_H – погрешность компенсации модуля

напряженности в точке нулевого поля; Q – число выделенных объемов распределительного устройства.

Первое из уравнений системы (2) является необходимым условием компенсации поля во всем внешнем пространстве, за исключением точек нулевого поля. На основе этого уравнения определяется структура системы автоматической компенсации поля. Второе уравнение является достаточным условием, распространяющимся и на точки нулевого поля. Это уравнение используется для настройки электромагнитов-компенсаторов и контроля компенсации поля.

Использование комплексного вектора напряженности обусловлено необходимостью учета фазы поля, создаваемого трехфазной системой токовых контуров [18], представляющих силовую цепь распределительного устройства. В общем случае система комплексных векторов напряженности может быть представлена отдельно для действительной и мнимой составляющих, создаваемых соответственно косинусными и синусными составляющими токов независимых контуров силовой цепи. В данной статье для простоты рассуждений в дальнейшем рассматривается одна из этих составляющих, так как принципиальных отличий между ними нет. При необходимости для другой составляющей поля структура системы компенсации строится аналогичным образом.

Для точной компенсации магнитного поля ($\varepsilon_m = 0$) условия компенсации получаются из системы (2) и, по сути, сводятся к компенсации каждой компоненты результирующего магнитного момента дипольной структуры с помощью электромагнита-компенсатора, ось которого ориентирована вдоль оси соответствующей компоненты:

$$\begin{aligned} \sum_k I_k S_{ku}^q + I_u^q S_u^q C_u^q &= 0; \\ k = \overline{1, K}; \quad q = \overline{1, Q}; \quad u = x, y, z, \end{aligned} \quad (3)$$

где S_{ku}^q – элемент площади k -го контура q -й дипольной структуры, соответствующий пространственному направлению u ; I_u^q , S_u^q – ток и элемент площади обмотки электромагнита-компенсатора с номером q , предназначенном для компенсации компоненты магнитного момента в направлении u ; C_u^q – коэффициент усиления магнитного момента сердечником электромагнита с номером q , равный единице при отсутствии сердечника.

Знак суммирования в соотношении (3) учитывает зависимость магнитного момента дипольной структуры от режима работы распределительного устройства, определяемого комбинацией одновременно включенных фидеров.

Переход от реальных токов независимых контуров силовой цепи I_k , $k = \overline{1, K}$ к слаботочным сигналам I'_{ek} при их обработке в системе автоматической компенсации учитывается введением сомножителя $1/p$,

$$I'_k = I_k/p, \quad (4)$$

где p – коэффициент передачи датчика тока независимого контура.

С учетом (4) из соотношения (3) получается следующее выражение тока обмотки электромагнита-компенсатора, предназначенного для компенсации

компоненты магнитного момента q -й дипольной структуры в направлении u ,

$$I_u^q = \sum_{k=1}^K I_k' \left(-p \frac{S_{ku} \beta_{ku}^q}{S_u^q C_u^q} \right) = p \sum_{k=1}^K I_{ek}' \alpha_{ku}^q \beta_{ku}^q, \quad (5)$$

где p – коэффициент передачи датчика тока, принятый одинаковым для всех датчиков; α_{ku}^q – коэффициент соотношения магнитных моментов (элементов площадей) исходной и компенсирующей дипольных структур; β_{ku}^q – коэффициент, характеризующий соотношение площадей части и целого контура с номером k для q -й дипольной структуры,

$$\alpha_{ku}^q = \left(-\frac{S_{ku}}{S_u^q C_u^q} \right); \quad \beta_{ku}^q = \frac{S_{ku}}{S_{ku}}. \quad (6)$$

В качественном отношении структура системы компенсации содержит такие же блоки, что и система компенсации магнитного момента распределительного устройства [11], а отличия связаны с количеством используемых блоков и числом регуляторов параметров системы, используемых в процессе настройки электромагнитов-компенсаторов. Максимальное число этих регуляторов N определяется числом независимых контуров силовой цепи (K), числом дипольных структур (Q) и числом компенсируемых компонент (три) их магнитных моментов и, как следует из соотношения (3), равно

$$N = 3KQ. \quad (7)$$

В действительности число этих регулировок (7) может быть уменьшено за счет того, что векторы магнитных моментов некоторых дипольных структур имеют не три, а одну либо две компоненты.

С точки зрения способа настройки достаточно ограничиться рассмотрением только тех элементов и их связей, которые отличаются функциями и обеспечивают необходимые регулировки параметров системы компенсации. Такое допущение позволяет использовать упрощенную схему системы автоматической компенсации при описании способа настройки электромагнитов-компенсаторов.

На рис. 1 приведена упрощенная схема связей блоков системы автоматической компенсации (САК) однофазного распределительного устройства, обеспечивающих формирование тока электромагнитного компенсатора, предназначенного для компенсации выбранной компоненты магнитного момента одной из дипольных структур.

Распределительное устройство РУ рассматривается как набор токовых контуров. В состав системы автоматической компенсации входят датчики токов ДТ, устройства формирования УФ и электромагниты-компенсаторы КЭ. Показанный на схеме один из независимых контуров с номером k обтекается током I_k (например, косинусной составляющей). На рис. 1 приведена модифицированная схема этого контура (М-схема), полученная из электрической схемы введением элемента площади S_{ku} контура [11]. Электрическое сопротивление контура обозначено Z_k , а с помощью ключевого элемента K_k обеспечивается включение питания контура при подключении соответствующего фидера распределительного устройства. Ток

этого контура I_k является входной величиной для датчика тока ДТ _{k} . С выхода датчика тока сигнал I_k' , уменьшенный в p раз относительно входного тока, подается на устройство формирования УФ ^{q} , обеспечивающее формирование тока электромагнитного компенсатора КЭ ^{q} .

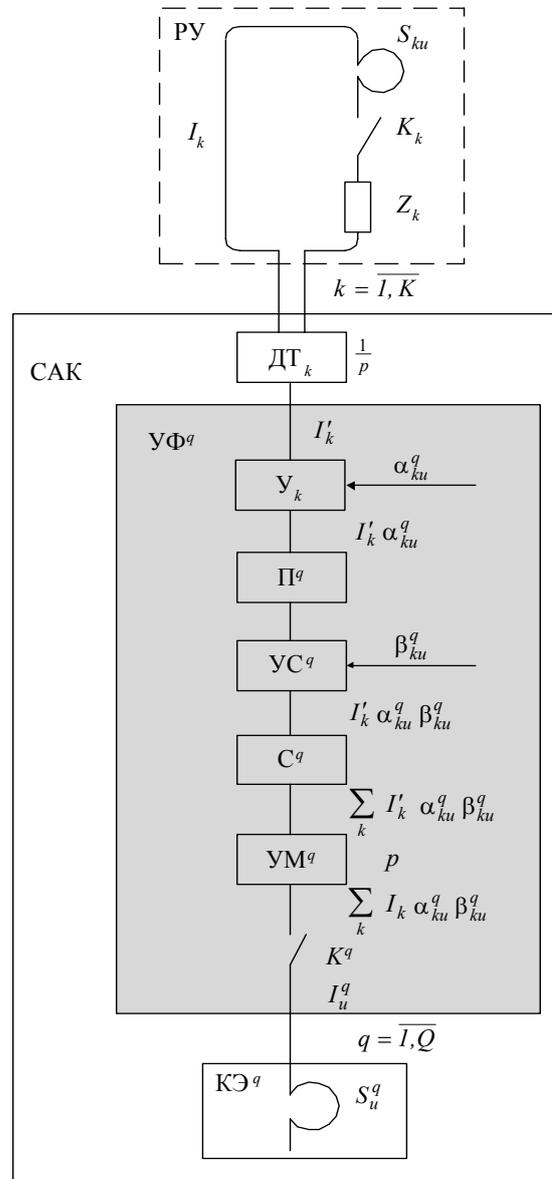


Рис. 1. Упрощенная блок-схема системы автоматической компенсации магнитного поля.

Устройство формирования УФ ^{q} содержит последовательно включенные регулируемый усилитель контурного тока U_k , переключатель полярности Π^q , усилитель тока дипольной структуры UC^q , сумматор C^q , усилитель мощности UM^q и выключатель КЭ ^{q} . Поступающий с выхода датчика тока на вход усилителя U_k сигнал изменяется пропорционально на величину коэффициента его усиления α_{ku}^q (6). Переключателем полярности Π^q обеспечивается выбор полярности сформированного сигнала $I_k' \alpha_{ku}^q$. Усилителем тока дипольной структуры UC^q с регулируемым коэффициентом усиления β_{ku}^q формируется сигнал вида

$I'_k \alpha_{ku}^q \beta_{ku}^q$. В результате суммирования аналогичных сигналов в сумматоре S^q на выходе формируется сигнал $\sum_{k=1}^K I'_k \alpha_{ku}^q \beta_{ku}^q$, который после усиления в p раз в

усилителе мощности УМ^q равен $p \sum_{k=1}^K I'_k \alpha_{ku}^q \beta_{ku}^q = I_u^q$ и

его структура полностью соответствует структуре тока компенсации, входящего в соотношения (5). Сформированный ток I_u^q подается в обмотку электромагнита-компенсатора КЭ^q, представленного на схеме элементом площади S_u^q . Число компенсационных электромагнитов, ориентированных вдоль каждой из трех ортогональных осей, в общем случае равно числу дипольных структур Q . Управление подачей питания на электромагнит-компенсатор при настройке обеспечивается выключателем K_u^q .

Если положить коэффициент $\beta_{ku}^q = 1$, то полученная структура тока компенсации полностью совпадает со структурой тока при компенсации магнитного момента распределительного устройства [11]. Это свойство используется при настройке системы компенсации.

СПОСОБ НАСТРОЙКИ СИСТЕМЫ КОМПЕНСАЦИИ

При описании способа настройки предполагается, что все усилители мощности имеют одинаковые коэффициенты передачи, считается известным положение точки (точек) нулевого поля [19] и определены величины компонент магнитных моментов всех дипольных структур в результате решения обратной задачи магнитостатики. Для обеспечения независимой настройки электромагнитов-компенсаторов используется свойство точки нулевого поля. Оно заключается в том, что при внесении дополнительного источника поля (например, при включении настраиваемого электромагнита-компенсатора) в состав работающего распределительного устройства поле в этой точке создается исключительно этим источником, и напряженность поля пропорциональна магнитному моменту источника.

Настройка системы компенсации производится в два этапа. На первом этапе обеспечивается регулировка усилителей контурных токов и выбор полярности переключателей, на втором – регулировка усилителей токов дипольных структур.

Первый этап включает:

- выбор и подключение настраиваемой обмотки электромагнита-компенсатора;
- установку коэффициента усилителя мощности требуемой величины (равной p);
- поочередное подключение одного из независимых контуров силовой цепи распределительного устройства;
- измерение соответствующей компоненты магнитного момента (m_u) распределительного устройства;
- регулировку коэффициента усиления α_{ku}^q уси-

лителя контурного тока при подключенном k -ом независимом контуре исходя из условия компенсации измеряемой компоненты магнитного момента.

Настройка считается выполненной, если величина регистрируемой в результате измерений компоненты магнитного момента равна нулю в пределах требуемой точности настройки.

В результате выполнения операций этого этапа настройки устанавливаются величины коэффициентов передачи всех усилителей контурных токов и положения переключателей полярности, чем обеспечивается идентичность временных структур токов системы автоматической компенсации (по всем режимам работы распределительного устройства). С помощью усилителей мощности обеспечивается согласование уровней обрабатываемых в устройстве формирования сигналов до уровней, отвечающих реальным токам контуров силовой цепи распределительного устройства.

Второй этап включает:

- установку измерительного датчика магнитного поля в точку нулевого поля;
- поочередное подключение одного из K независимых контуров силовой цепи распределительного устройства;
- поочередное подключение настраиваемой обмотки компенсационного электромагнита КЭ^q;
- измерение в точке нулевого поля компоненты напряженности магнитного поля, соответствующей ориентации настраиваемой обмотки электромагнита-компенсатора КЭ^q;
- регулировку коэффициента передачи β_{ku}^q усилителя тока дипольной структуры УС^q для каждого из K независимых контуров силовой цепи распределительного устройства в зависимости от требуемого значения компоненты магнитного момента дипольной структуры. При регулировке этих коэффициентов в качестве исходных данных выступают значения компонент магнитных моментов дипольных структур.

Настройка считается выполненной, если регулируемая величина компоненты магнитного момента равна расчетной величине. В результате выполнения операций второго этапа настройки устанавливаются величины коэффициентов передачи для всех усилителей токов дипольных структур системы автоматической компенсации.

По завершении настройки системы автоматической компенсации проводится контроль компенсации компонент результирующего магнитного момента для каждого независимого контура силовой цепи (режима работы) и контроль компенсации напряженности магнитного поля в точках нулевого поля для соответствующих режимов работы распределительного устройства и, при необходимости, в выборочных точках контрольной поверхности.

При изменении режима работы распределительного устройства изменяются токи его независимых контуров и адекватно им изменяются токи исполнительных элементов, чем обеспечивается автоматическая компенсация внешнего магнитного поля как вблизи, так и на удалении от его поверхности.

Эффективность компенсации внешнего магнитного поля с помощью предложенной системы ограни-

чена тремя составляющими: погрешностью определения величин магнитных моментов дипольных структур при решении обратной задачи магнитостатики, погрешностью датчиков поля и погрешностью регулировки параметров электромагнитов-компенсаторов. Количественная оценка двух последних составляющих приведена в работе [15] и в пределе не превышает 0,0034. Погрешность первой составляющей, как показывают расчеты, может быть снижена до величин такого же порядка (0,001-0,002). В этой связи ожидаемая эффективность компенсации внешнего магнитного поля составляет гарантированно 100 единиц, что в большинстве случаев достаточно для обеспечения требований электромагнитной совместимости для распределительных устройств.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. На основе представления распределительного устройства в виде системы дипольных структур – выделенных объемов, каждый из которых характеризуется вектором дипольного магнитного момента, и их зависимости от токов независимых контуров силовой цепи получена структура параметрической системы автоматической компенсации внешнего магнитного поля распределительного устройства. В качественном отношении эта структура содержит такие же блоки, что и система компенсации магнитного момента распределительного устройства: датчики токов независимых контуров, устройства формирования и электромагниты компенсаторы. Отличия связаны с увеличением количества блоков и числа регуляторов параметров системы, используемых в процессе настройки электромагнитов-компенсаторов.

2. Предложен способ настройки параметров электромагнитов-компенсаторов в два этапа: по данным измерений магнитного момента распределительного устройства и напряженности поля в точке нулевого поля. На первом этапе настройки обеспечивается согласование временных структур токов системы автоматической компенсации с учетом режимов работы распределительного устройства, определяемых сочетанием одновременно включенных фидеров. На втором этапе производится поочередная балансировка магнитных моментов электромагнита-компенсатора и дипольной структуры. Достоинством способа является независимость и высокая точность настройки каждого из электромагнитов-компенсаторов.

3. Применение такого способа настройки параметрической системы автоматической компенсации позволяет эффективно компенсировать внешнее магнитное поле распределительного устройства до уровня, отвечающего требованиям электромагнитной совместимости.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] ДСТУ 2465-94. Сумісність технічних засобів електромагнітна. Стійкість до магнітних полів частоти мережі. Технічні вимоги та методи випробувань. Введ. 01.01.95. - Київ: Держстандарт України, 1994. – 29 с.
- [2] ГОСТ Р 50010-92. Совместимость технических средств электромагнитная. Электрооборудование силовое. Нормы параметров низкочастотного периодического магнитного поля. - Введ. 01.07.93. - М.: Изд-во стандартов, 1993.
- [3] Крыжов Г.П., Кравченко О.А. Как защититься от вредного воздействия электромагнитного поля (допустимые нормы напряженности поля, ограничения на время пребывания в поле без защитных средств) // Электропанорама. - № 11. – 2002. – С. 40-42.
- [4] Розов В.Ю. Внешние магнитные поля силового электрооборудования и методы их уменьшения. – Киев: 1995. – 42 с. – (Препр./НАН Украины. Ин-т электродинамики; № 772).
- [5] Особенности снижения внешних магнитных полей распределительных устройств и полупроводниковых преобразователей / Розов В.Ю., Ерисов А.В., Луников В.С. – Киев, 1996. – 47 с. – (Препр. / НАН Украины. Ин-т электродинамики; № 791).
- [6] Луников В.С. Повышение эффективности методов, применяемых для снижения внешнего магнитного поля электрооборудования // Технічна електродинаміка. – 2000. - №1. – С. 7-13.
- [7] Шидловский А.К., Розов В.Ю. Системы автоматической компенсации внешних магнитных полей энергонасыщенных объектов // Техн. електродинаміка. – 1996. - № 1. - С. 3-9.
- [8] Клименко Б.В., Луников В.С. Структура внешнего магнитного поля вблизи поверхности распределительного устройства // Вестник Харьк. госуд. политехн. ун-та. Сб. науч. тр. Вып. 65. – Харьков: ХГПУ, 1999. – С. 47-53.
- [9] Клименко Б.В., Луников В.С., Выровец С.В. и др. Анализ моделей магнитного поля электрооборудования, используемых при обеспечении электромагнитной совместимости // Електротехніка і електромеханіка. – 2003. - № 1. – С. 41-48.
- [10] Курбатов П.А., Аринчин С.А. Численный расчет электромагнитных полей. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 168 с.
- [11] Луников В.С. Структурный анализ магнитного момента тока электрических цепей // Технічна електродинаміка. - 1999. - № 4. - С. 9-16.
- [12] Яновский Б.М. Земной магнетизм. Т.1.–Л.: ЛГУ, 1964.–445 с.
- [13] Себер Дж. Линейный регрессионный анализ. – М.: Мир, 1980. – 456 с.
- [14] Луников В.С. Теоретическое обоснование объединенной дипольной модели внешнего магнитного поля электрооборудования // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Зб. наук. праць. – Харьков: НТУ "ХПИ", 2001. - № 17. – С. 95-102.
- [15] Розов В.Ю. Анализ эффективности параметрических систем автоматической компенсации внешнего магнитного поля энергонасыщенных объектов // Технічна електродинаміка. - 2002. - № 2. - С. 3-10.
- [16] Луников В.С. Метод балансировки магнитных моментов при компенсации внешнего магнитного поля распределительных устройств // Електротехніка і електромеханіка. – 2002. - № 3. – С. 47-54.
- [17] Луников В.С. Компенсация магнитного поля при наличии магнитных аномалий вблизи поверхности распределительных устройств // Технічна електродинаміка. - 2000. - № 6. - С. 18-24.
- [18] Клименко Б.В., Луников В.С., Выровец С.В. и др. Анализ магнитного момента трехфазных цепей // Електротехніка і електромеханіка. – 2002. - № 1. – С. 28-36.
- [19] Клименко Б.В., Луников В.С., Емельянов В.Л. и др. Алгоритм определения положения точек магнитных аномалий вблизи поверхности распределительного устройства // Вісник НТУ "ХПІ". – 2001. - № 16. – С. 87-92.

Поступила 07.03.03

ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СЛУЧАЙНОЙ ФУНКЦИИ НАПРЯЖЕНИЯ НА ТОКОПРИЁМНИКЕ ПЕРВОГО УКРАИНСКОГО ЭЛЕКТРОВОЗА ДЭ1

Мищенко Т.Н., Михаличенко П.Е., Костин Н.А., д.т.н., проф.

Днепропетровский национальный университет железнодорожного транспорта им. академика В. Лазаряна
Украина, 49010, г.Днепропетровск, ул. Ак. В.А. Лазаряна, 2, "ДИИТ", каф. "Теоретические основы электротехники"
Тел./факс+38(0562)7761-791, E-mail:evm@diit.dp.ua

У статті викладені результати досліджень випадкового процесу зміни напруги на струмоприймачі $U(t)$ електровозів постійного струму ДЭ1 і ВЛ8. Отримано і проаналізовано основні моментні функції коливань $U(t)$ і його нормовану спектральну густину. Виконано неканоничне розкладання $U(t)$ як стаціонарного випадкового процесу. Зроблен розрахунок середнього числа викидів для електровоза ДЭ1.

В статье изложены результаты исследований случайного процесса изменения напряжения на токоприемнике $U(t)$ электровозов постоянного тока ДЭ1 и ВЛ8. Получены и проанализированы основные моментные функции колебаний напряжения $U(t)$ и его нормированная спектральная плотность. Выполнено неканоническое разложение $U(t)$ как стационарного случайного процесса. Произведён расчёт среднего числа выбросов для электровоза ДЭ1.

Тяговые сети электрических железных дорог постоянного тока характеризуются большими непрерывными колебаниями напряжения $U(t)$. При этом следует различать длительное постепенное изменение напряжения, при котором скорость поезда успевает достичь значений, близких к установившимся, и резкие кратковременные толчки напряжения. В случае длительного понижения напряжения, вызванного удалением поезда от пунктов питания, скорость электровоза (и поезда) с двигателями последовательного и независимого возбуждения снижается пропорционально напряжению, так как не изменяется магнитный поток, создаваемый главными полюсами. У двигателей же параллельного возбуждения снижение напряжения вызывает уменьшение тока возбуждения, а следовательно, и магнитного потока. При этом скорость движения снижается в меньшей степени, но для сохранения той же силы тяги должен увеличиться ток якоря, что утяжеляет условия работы тяговых двигателей, а также системы электроснабжения, так как это приводит к увеличению потерь напряжения в ней.

Значительно опаснее резкие кратковременные толчки напряжения, при которых скорость поезда не успевает заметно измениться. Поэтому даже небольшие колебания напряжения вызывают недопустимо большие толчки тока в тяговых двигателях, вызывающие нарушения коммутации двигателей или срабатывание их аппаратов защиты. Колебания напряжения отражаются на всех основных характеристиках движения поезда: скорости и времени хода, потребляемых токах, расходе электроэнергии, использовании мощности тяговой единицы, нагревании тяговых двигателей, а также на работе вспомогательных машин [1,2].

Знание характеристик колебаний $U(t)$ позволяет, во-первых, правильно учесть их действие на работу электрооборудования подвижного состава в различных режимах, во-вторых, определить потери напряжения в контактной сети и степень надежности его уровня у поезда, а также оказывает существенное влияние на КПД тяговых двигателей. При понижении напряжения КПД увеличивается в области малых нагрузок вследствие уменьшения механических и маг-

нитных потерь и снижается при средних и особенно больших нагрузках из-за увеличения удельного значения электрических потерь, которые при данном токе не зависят от напряжения [1].

Зависимость напряжения в контактном проводе (и на токоприёмнике электровоза) в общем случае является случайной функцией времени - случайным процессом $U(t)$ (рис.1).

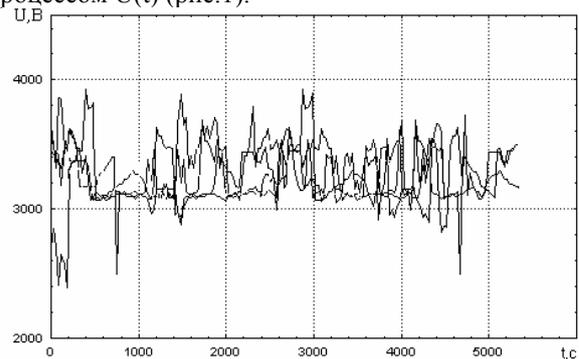


Рис.1.Реализации (пять) напряжения на токоприёмнике электровозов ДЭ1.

В связи с этим учёт колебаний напряжения должен производиться вероятностно-статистическими методами, а, следовательно, для практических расчетов нужны вероятностные характеристики изменчивости напряжения. Особенное значение приобретает знание моментных функций – математического ожидания $m_U(t)$, дисперсии $\sigma_U^2(t)$, корреляционной $K_U(\tau)$ и спектральной $S_U(\omega)$ функций напряжения. Функция корреляции $K_U(\tau)$ характеризует внутреннюю структуру случайного процесса $U(t)$; она позволяет судить о степени зависимости между значениями напряжения в различные моменты времени движения электровоза. Спектральная характеристика – спектральная плотность $S_U(\omega)$ - описывает зависимость плотности распределения дисперсии амплитуд гармоник по частотному диапазону. Характеризуя энергетическую сторону $U(t)$, функция $S_U(\omega)$ позво-

ляет определить частоты, которые вносят основной вклад в статистическую динамику напряжения.

Вопросам теоретического расчёта уровня напряжения в контактной сети посвящён целый ряд работ. Однако очень мало публикаций об установлении вероятностных характеристик напряжения по статистическим данным замеров $U(t)$ напряжения на реально действующих участках энергоснабжения. В данной работе ставится цель хотя бы частично восполнить этот пробел.

Для получения вероятностных характеристик были записаны с бортового компьютера и обработаны данные реализаций напряжения $U(t)$ на токоприёмнике первого украинского электровоза ДЭ1 и, для сравнения, электровозов постоянного тока серии ВЛ8 на участках Приднепровской железной дороги. Обработке подвергались по 40 реализаций случайного процесса $U(t)$. Для ввода в ПЭВ последний квантовался по времени согласно рекомендациям [3] с интервалом Δt , равным 30с.

В процессе обработки были определены вероятностные функции $m_U(t)$, $\sigma_U(t)$, дисперсия $D_U(t)$, а также коэффициент асимметрии A_S и эксцесс E_X одномерного распределения напряжения (таблица).

Электро-воз	$m_U(t)$, В	$D_U(t)$, В ²	$\sigma_U(t)$, В	A_S , от.ед.	E_X , от.ед.
ДЭ1	3270,0	34970	187,0	-0,21	-0,11
ВЛ8	3270,0	49556	215,6	-0,26	0,14

Анализ реализаций $U(t)$ (рис.1) и данные таблицы показывают, что при номинальном напряжении, равном 3000В, фактические его значения изменяются в широких пределах: 2620-3920В при среднем 3270В на электровозах ДЭ1 и 2710-3830В при том же среднем – на ВЛ8. Однородный характер колебаний $U(t)$ (рис.1), а также постоянство во времени математического ожидания $m_U(t)$ и дисперсии $D_U(t)$ дают основание считать напряжение $U(t)$ стационарным случайным процессом. Одновременно, вид статистического распределения (гистограммы) для сечений (рис.2), незначительные величины коэффициентов асимметрии и эксцесса (табл.), а также величина вероятности $p=0,15$ (по критерию Пирсона) позволяют заключить, что одномерным (в сечении t_i) распределением напряжения $f(U/t_i)$ является закон Гаусса с параметрами, приведёнными в таблице.

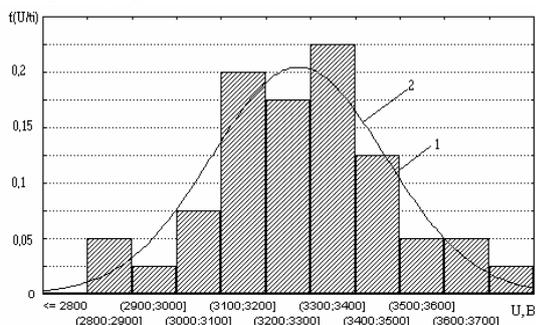


Рис.2. Статистическое (кривая 1) и теоретическое (кривая 2) одномерные распределения случайной функции напряжения на токоприёмнике электровоза постоянного тока ДЭ1.

На рис.3 приведены графики нормированных корреляционных функций $\rho_U(\tau)$ исследуемого напряжения для обеих серий электровозов (где τ – промежуток времени между двумя соседними сечениями напряжения).

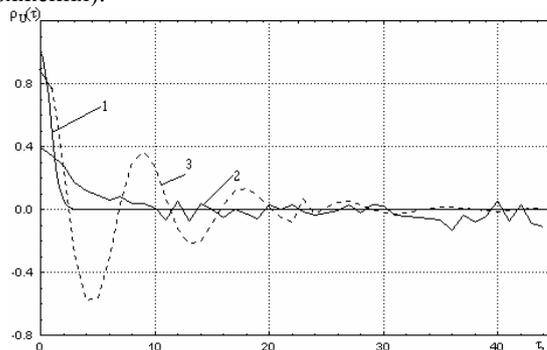


Рис.3. Нормированные корреляционные функции случайного процесса $U(t)$ электровоза ДЭ1 (1 - аппроксимированная кривая), (2 - экспериментальная кривая); электровоза ВЛ8 (3 - аппроксимированная кривая).

Характер изменения зависимостей $\rho_U(t)$ позволяет сделать следующие выводы:

- функции корреляции стремятся к нулю с возрастанием τ , следовательно, случайный стационарный процесс напряжения $U(t)$ обладает эргодическим свойством;
- знакопеременный характер $\rho_U(\tau)$ свидетельствует о наличии в структуре процесса напряжения «слабо» периодической составляющей;
- сравнительно медленное затухание колебаний нормированной корреляционной функции указывает на сохранение связи между значениями напряжения при значительных τ ;
- отрицательные значения $\rho_U(\tau)$ подчёркивают тот факт, что положительным отклонениям напряжения в данный момент времени t_i соответствуют преимущественно отрицательные отклонения его в другой момент времени t_{i+1} и наоборот.

Характер изменения экспериментальных зависимостей $\rho_U(\tau)$ позволил аппроксимировать их выражениями:

для ДЭ1:

$$\rho_U(\tau) = \exp^{-v\tau^2}, v > 0 \quad (1)$$

где $v=0,722\text{мин}^{-2}$;

для ВЛ8:

$$\rho_U(\tau) = \exp^{-\alpha|\tau|} \cdot \left(\cos \beta\tau + \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta|\tau| \right), \quad (2)$$

где $\alpha=0,112\text{мин}^{-1}$, $\beta=0,708\text{мин}^{-1}$.

Нормированная спектральная плотность $S_U(\omega)$ рассматриваемого процесса $U(t)$ была получена с использованием известного преобразования Фурье:

$$S_U(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \rho_U(\tau) \cos \omega\tau d\tau \quad (3)$$

Подставив в (3) выражения (1) и (2) и проинтегрировав их, а также выполнив некоторые алгебраические преобразования, с учётом найденных значений

α , β и ν получим, что для напряжения на токоприёмнике электровозов ДЭ1

$$S_U(\omega) = \frac{\alpha}{\pi(\alpha^2 + \omega^2)} = \frac{0,722}{\pi(0,727^2 + \omega^2)}, \quad (4)$$

а электровозов ВЛ8

$$S_U(\omega) = \frac{2}{\pi} \sigma_U^2 \alpha \frac{\alpha^2 + \beta^2}{(\omega^2 - \alpha^2 - \beta^2) + 4\alpha^2 \omega^2} = \frac{1,28 \cdot 10^{-3}}{(\omega^2 - 51,3 \cdot 10^{-2})^2 + 5,04 \cdot 10^{-2} \omega^2} \quad (5)$$

График нормированной спектральной плотности дисперсии процесса $U(t)$, построенный по выражению (4), представлен на рис.4

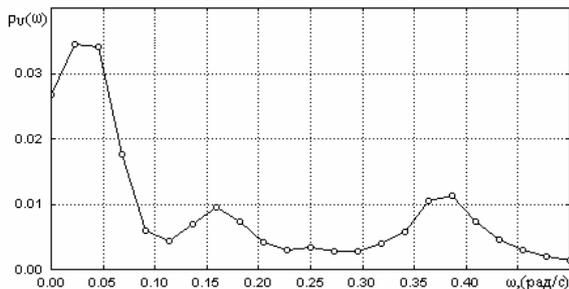


Рис.4. Нормированная спектральная плотность функции напряжения на токоприёмнике электровоза ДЭ1.

Расчёт установившихся и переходных процессов в нелинейных силовых цепях электроподвижного состава при учёте случайного характера напряжения на токоприёмнике весьма сложен. Анализ несколько упрощается, если случайную функцию $U(t)$ представить в форме детерминированной функции случайных величин. Существуют несколько методов такого разложения: представления Карунена, каноническое разложение Пугачёва, в виде обобщённых рядов Фурье, Котельникова, неканоническое разложение и др. По-нашему мнению, для анализа исследуемых электрических цепей наиболее эффективным является метод неканонических разложений [4], поскольку другие методы требуют использовать большое число членов ряда и, соответственно, большое число случайных величин. Тогда, согласно сути метода неканонических разложений [4], случайная стационарная функция напряжения $U(t)$ может быть представлена неслучайной функцией трёх независимых случайных величин $\lambda_1, \lambda_2, \gamma$:

$$U(t) = m_U(t) + \lambda_1 \sin \gamma t + \lambda_2 \cos \gamma t. \quad (6)$$

Величины λ_1 и λ_2 имеют нулевое математическое ожидание, дисперсию, равную σ_U^2 , и произвольный закон распределения. Плотность распределения случайной величины γ определяется по формуле

$$f(\gamma) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \rho_U(\tau) \exp^{-j\gamma\tau} d\tau, \quad (7)$$

где интегрирование осуществляется в пределах изменения функции $\rho_U(\tau)$.

Подставив в (7) выражения (1) и (2) и проинтегрировав, с учётом значений α, β, ν получим распределения $f(\gamma)$ напряжения на токоприёмнике электровоза

ДЭ1 – закон Гаусса, с математическим ожиданием $m_\gamma=0$ и дисперсией равной 2ν :

$$f(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{\gamma^2}{4\nu}\right] = \frac{1}{2\pi} \exp\left[-\frac{\gamma^2}{2 \cdot 1,44}\right], \quad (8)$$

для $U(t)$ ВЛ8 закон:

$$f(\gamma) = \frac{2\alpha(\alpha^2 + \beta^2)}{\pi} \cdot \frac{1}{(k^2 - \gamma^2)^2 + 4\alpha^2 \gamma^2} = \frac{3,66 \cdot 10^{-2}}{(51,3 \cdot 10^{-2} - \gamma^2) + 5 \cdot 10^{-2} \gamma^2} \quad (9)$$

Кроме найденных вероятностных характеристик напряжения $U(t)$ представляет практический интерес среднее число превышений (выбросов) $N_1(U_{ном})$ в единицу времени случайной функцией напряжения своего номинального значения $U_{ном}=3000В$. Для нормального стационарного процесса, каким является $U(t)$, величина $N_1(U_{ном})$ определяется по выражению [5]

$$N_1(U_{iii}) = \frac{1}{\pi} \sqrt{\left. \frac{d^2 \rho(\tau)}{d\tau^2} \right|_{\tau=0}} \cdot \exp\left[\frac{(U_{iii} - m_U)^2}{2\sigma_U^2}\right]. \quad (10)$$

Продифференцировав дважды выражение (1) и (2) для $\rho(\tau)$ и подставив в (10) числовые данные таблицы и параметров α, β, ν , получим, что среднее число выбросов в минуту напряжения $U(t)$ над уровнем 3000В составляет: 12-при работе электровозов ДЭ1 и 4,8 - электровозов ВЛ8.

ВЫВОДЫ:

1. Процесс изменения во времени напряжения на токоприёмнике электроподвижного состава постоянного тока, а, следовательно, и в контактной сети является случайным стационарным процессом с одномерным распределением по закону Гаусса.
2. Случайные колебания напряжения достаточно большие: даже математическое ожидание $m_U(t)$ превышает номинальное значение $U_{ном}=3000В$.
3. Среднее число превышений фактическими значениями напряжения уровня $U_{ном}$ составляют 12 выбросов в минуту для электровоза ДЭ1.
4. Случайная стационарная функция напряжения может быть представлена (замещена) детерминированной функцией трёх независимых случайных величин, что заметно упрощает анализ процессов в нелинейных силовых цепях электровозов.

ЛИТЕРАТУРА:

- [1] Розенфельд В.Е., Исаев И.П., Сидоров Н.Н. Теория электрической тяги.-М.: Транспорт, 1983.-328с.
- [2] Захарченко Д.Д., Ротанов Н.А., Горчаков Е.В., Шляхто П.Н. Подвижной состав электрических железных дорог.-М.: Транспорт, 1968 -296с.
- [3] Электромагнитная совместимость электроприёмников промышленных предприятий.//Под ред. академика АН Украины А.К. Шидловского. -Киев: Наук. думка, 1992.-236с.
- [4] Чернецкий В.И. Анализ точности нелинейных систем управления. -М.: Машиностроение, 1968.-246с.
- [5] Тихонов В.И. Выбросы случайных процессов. -М.: Наука, 1970.-392с.

Поступила 09.02.03

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ДУГА: 200-ЛЕТНИЙ ЮБИЛЕЙ ВЕЛИКОГО ОТКРЫТИЯ

Намитоков К.К., д.т.н., проф.

Харьковская государственная академия городского хозяйства
Украина, 61002, Харьков, ул. Революции, 12, ХГАГХ, кафедра светотехники и источников света
Тел. (0572) 45-99-51

Клименко Б.В., д.т.н., проф.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра электрических аппаратов
Тел. (0572) 40-02-81, факс (0572) 40-06-01, E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua

Описана історія відкриття електричної дуги В.В. Петровим. Розглянуто основні науково-технічні наслідки цього великого відкриття.

Описана история открытия электрической дуги В.В. Петровым. Рассмотрены основные научно-технические последствия этого великого открытия.

В самом начале XVIII века Изюмский полковник Ф.В. Шидловский (не предок ли нынешнего вице-президента НАНУ А.К. Шидловского?) построил в самом центре Харькова на территории нынешнего архиерейского подворья большой двухэтажный дом. За воинские успехи полковник в 1710 г. был произведен в генералы, но за какую-то провинность его харьковское имущество было передано знаменитому князю Кантемиру, который в 1726 г. продал дом епископу Белгородскому Епифанию Тихорскому, совершившему эту покупку для обустройства в юном Харькове (всего 70 лет!) средней духовной школы – Коллегиума. Другим, как теперь говорят, спонсором Харьковского Коллегиума был командующий войском на Украине князь М.М. Голицын, который обеспечил материальную базу этого заведения, подарив ему одно село и четыре хутора [1, 2].

Харьковский Коллегиум был весьма демократичным учебным заведением – в нем учились дети не только дворянства и духовенства, но и представители небогатого купечества и даже бедноты. Демократический дух сочетался с высоким уровнем образования, который обеспечивали высококвалифицированные преподаватели – достаточно вспомнить Г.С. Сковороду, который преподавал там гуманитарные дисциплины в течение почти 10 лет. Не случайно поэтому, что из стен этого провинциального учебного заведения вышло немало известных литераторов, ученых и педагогов. Среди выпускников Харьковского Коллегиума были основатель Харьковского университета В.Н. Каразин, известный писатель, переводчик "Илиады" Н.И. Гнедич, крупный ученый-историк и литературный критик, ректор Московского университета М.Т. Каченовский [3] и многие другие. Одним из выдающихся выпускников Харьковского Коллегиума был и Василий Владимирович Петров (1761-1834) – профессор, член Петербургской Академии Наук, главным делом жизни которого оказалось открытие и исследование электрической дуги.

Несмотря на то, что открытие электрической дуги и первые опыты с дугой состоялись через 17 лет после завершения учебы в Харьковском Коллегиуме и учебы в столичных учебных заведениях (продолжение учебы в столицах и за рубежом было в те времена нормой для тех, кто хотел совершенствовать свое об-

разование), есть веские основания полагать, что свои первые знания по электричеству В.В. Петров получил именно в Харькове.

Известный историк Слободской Украины Д.И. Багалея приводит цитату из воспоминаний В.Н. Каразина: "Колегіум містився у великому кам'яному будинкові Шидловського. Що в Колегіумі займалися науками ще у царювання цариці Анни, про се свідчить лист академіка Юнкера до президента Академії барона Корфа, де він хвалить освіту тодішнього ректора і префекта Колегіума і підтримує прохання їх о тім, щоб їм вислано було електричну машину і воздушний насос". Если учесть, что правление Анны приходилось на 30-е годы XVIII века, и предположить (с высокой степенью вероятности), что запрос академика Юнкера был удовлетворен, то во время учебы в Харьковском Коллегиуме В.В. Петров наверняка наблюдал опыты с электричеством и эти опыты не могли не запасть в душу пытливого юноши.



Рис.1 Предполагаемый портрет В.В. Петрова

Но перенесемся в 1802 год. Василию Владимировичу 41 год, он многого достиг: в свои довольно молодые годы уже профессор физики и математики Медико-Хирургической Академии в Петербурге. Его лекции по физике пользуются огромным успехом – на них приходят не только студенты Академии, но и учащиеся других учебных заведений Петербурга, да и не только учащиеся. Педагогическому успеху

В.В. Петрова в немалой степени способствовали оригинальные опыты, которыми сопровождалась его лекция. А опыты были на чем проводить – физический кабинет, который он создал, по своей оснащенности был не только лучшим в России, но и, пожалуй, во всей Европе того времени. Пополнением оборудования физического кабинета В.В. Петров занимался на протяжении всей своей 40-летней деятельности в Медико-Хирургической Академии, причем, наряду с покупным оборудованием, кабинет пополнялся приборами, сделанными лично В.В. Петровым, либо по его проекту. В 1800 г. он построил небольшую электрическую батарею, на которой проводились демонстрационные опыты по электричеству. А спустя год по его проекту была построена самая крупная в мире батарея, состоявшая из 4200 медных и цинковых кружков (рис. 2), с помощью которой В.В. Петров выявил множество явлений, которые позже легли в основу ряда направлений быстро развивающейся электротехники. Во время одного из опытов с батареей была открыта электрическая дуга. Свое открытие В.В. Петров обнародовал 17 мая 1802 г. «в присутствии медицинской коллегии и многих именитых особ», а в 1803 г. результаты опытов он опубликовал в своем знаменитом научном трактате «Известие о гальвани-вольтовых опытах» (рис. 3). В этой книге он описывает выдающиеся для того периода физические и химические исследования в области электрических явлений, процессов окисления металлов и восстановления их из окислов под воздействием электрического тока, свечения фосфора, плавикового шпата, самосветящихся веществ органического происхождения, предложил способы пропитки маслом дерева, впервые приводит классификацию веществ по электропроводящим свойствам, разделяя их на изоляторы, «дурно» проводящие (читай полупроводники), «хорошо» проводящие (читай проводники), указывает на важность изоляции проводников, зависимость силы тока от площади поперечного сечения проводника и т.д.

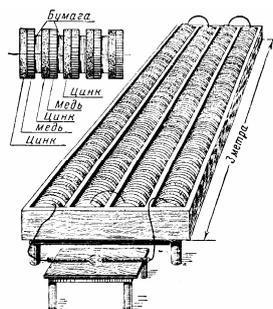


Рис. 2 Конструкция батареи, состоящей из 4200 медно-цинковых элементов, с помощью которой В.В. Петров открыл электрическую дугу

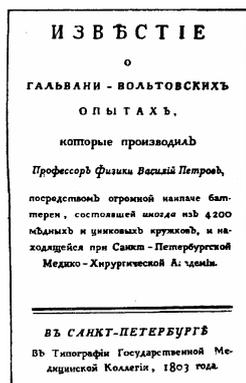


Рис. 3 Титульный лист трактата В.В. Петрова

Среди многих научных достижений В.В. Петрова все же самым значимым является открытие электрической дуги. Научно-технические последствия этого открытия столь разнообразны и значительны, что их рассмотрение по существу оказывается невозможным в одной статье и заставляет ограничиться лишь указанием на них. Прежде всего, заметим, что эти последствия проявились в двух взаимосвязанных аспектах – научном и производственно-техническом.

Электрическая дуга как объект и средство научных исследований

В научном плане это открытие электрической дуги стимулировало развитие фундаментальных исследований нового четвертого состояния материи – плазмы. В.В. Петровым впервые была показана принципиально новая возможность искусственного (руководного?) получения с помощью электрической дуги сверхвысоких температур, достижение которых не представлялось возможным никакими другими известными в то время способами. Тот факт, что электрическая дуга может существовать в широком диапазоне изменения тока (от единиц до сотен тысяч ампер) при относительно низких (от десятков вольт и выше) напряжениях, в любой газовой среде, практически при любых давлениях, при разных сочетаниях материала электродов и т.д. предоставил ученым мощное средство исследования многих неизвестных явлений, связанных как с процессами в самих разрядах и в плазме, так и с их взаимодействием с веществами во всех агрегатных состояниях (твердом, жидком, газообразном). Эти процессы оказались настолько сложными и глубокими, что их изучение до сих пор продолжается интенсивно, все более обогащая физическую науку новыми открытиями.

Рассматривая инженерно-технические и производственные аспекты, так или иначе связанные с электрической дугой, следует разделить два противоположные ее проявления – как полезное явление, широко и разнообразно применяемое в практике, и как вредное явление, с которым приходится бороться. То есть, если в первом случае стремятся получить устойчивую и управляемую электрическую дугу, то во втором, наоборот, возникает необходимость ее подавления. Кратко укажем на них.

Общей основой применения электрической дуги в машиностроении и металлургии является возможность с ее помощью эффективного преобразования электрической энергии в тепловую, возможность достижения высоких температур. При этом важным фактором является «управляемость» этими процессами относительно простыми способами, а также возможность автоматизации и использование робототехнических систем. Равновесная (термическая) дуга, возбуждаемая в условиях повышенных давлений (атмосферного и выше) обладает достаточно высокой энтальпией, среднемассовая температура ее ($T_0 \approx T_i \approx T_c$) достигает значений порядка 10^4 К и выше. В отличие от такой дуги в разреженных газах возникает дуга, в которой имеет место большой отрыв электронной температуры, т.е. $T_e > T_i \approx T_0$. Поэтому области их технологического применения существенно различны.

Электрическая дуга как источник света

В.В. Петров, исследуя электрические разряды между двумя проводниками, изолированными друг от друга, впервые отметил «светоносное явление», которое сопровождает разряды. Хотя целенаправленное, утилитарное использование электрической дуги как источника света, было практически осуществлено П.Н. Яблочковым значительно позже (в 1876 г.), нет сомнения, что обнаруженное В.В. Петровым «светоносное явление» здесь сыграло свою роль. Это, конечно, несколько не уменьшает заслуг П.Н. Яблочкова, как создателя первых дуговых свечей.

Значимость открытия В.В. Петровым электрической дуги, используемой в разнообразных формах в современных газоразрядных лампах, неопределима. Достоинством отметить, что в настоящее время около 2/3 всей генерируемой световой энергии в мире (на которую уходит почти 15 % всей вырабатываемой электрической энергии) приходится на газоразрядные лампы.

Электрическая дуга как средство выполнения неразъемных соединений металлов (электросварка)

Сегодня невозможно представить практически ни одну отрасль техники, которая не применяла бы электрическую дугу для выполнения разнообразных сварочных работ. При этом используется диапазон мощности дуговых разрядов - от нескольких ватт (микросварка) до десятков тысяч ватт. Процессы сварки осуществляются в различных газовых средах, под водой, под флюсом, свариваются различные по своим свойствам металлы и сплавы и в различных сочетаниях и т.д. Следует отметить, что в развитии электросварочной науки, техники и технологии выдающаяся роль принадлежит Институту Электросварки им. Е.О. Патона НАН Украины. Впервые же электрическая дуга между угольными электродами была использована для сварки Н.Н. Бенардосом в 1882 г.

Электрическая дуга для резки и размерная обработка металлов

Электрическая дуга находит применение для резки (резки) металлов и сплавов наряду и в сочетании с газовой сваркой и обладает тем преимуществом, что не имеет практически ограничений, обусловленных теплофизическими свойствами обрабатываемых материалов. Производительность процесса достаточно высока, он легко управляем и может применяться при выполнении подводных работ. Электрическая дуга (ее разновидность – импульсная дуга повышенной частоты) используется и для размерной обработки металлов.

Электродуговая (плазменная) плавка металлов

Электрическая дуга широко используется в металлургии для переплава заготовок, рафинирования и легирования кусковых, порошковых и шихтованных материалов. Существуют мощные (сотни тысяч кВт) электродуговые печи разнообразных конструкций для плавки, переплава и производства специальных сплавов в больших объемах (кубометры) и массах (десятки тонн). Важным фактором и здесь выступает отсутствие практически ограничений по свойствам и состоянию обрабатываемых материалов (стали, цветные металлы, сплавы, тугоплавкие материалы, в том числе и нетокопроводящие). Созданы плазменно-дуговые печи для получения специальных прецизионных сплавов, для выращивания крупногабаритных монокристаллов, восстановления окислов, тугоплавких металлов и т.д. С помощью плазменно-дуговой обработки осуществляется и обратный процесс – диспергирование материалов (сплавов, окислов, карбидов, нитридов, боридов), используемых в порошковой металлургии, а также сфероидизация частиц различного гранулометрического состава (вплоть до ультрадисперсных порошков).

Электродуговая наплавка и восстановление деталей

Электрическая дуга используется для нанесения покрытий (наплавки) одних материалов на другие с

целью повышения прочностных характеристик, а также восстановления изношенных рабочих поверхностей деталей. Характеристики обрабатываемых поверхностей зависят от режимов дугового разряда и применяемых материалов, и при соответствующем их подборе можно достигнуть приемлемой чистоты поверхности и повышенной износостойкости.

Плазмотронная техника и технология

Развитие технологических процессов в машиностроении и металлургии на основе использования электрической дуги привело к созданию множества специальных устройств для формирования дуги, плазменно-дуговых струй с управляемыми пространственно-временными характеристиками, температурными и энергетическими параметрами. Созданы и успешно применяются различные конструкции плазмотронов для выполнения вышеуказанных и других процессов. Имеются плазмотроны мощностью от сотен ватт, создающие микроплазменные струи для прецизионных технологий, до сотен кВт с различными плазмообразующими газами, которые позволяют осуществить процессы, не выполнимые никакими другими способами.

Электрическая дуга в «КИБ»-технологии

Последние десятилетия успешно применяются тонкие (микронные) покрытия поверхностей специальными пленками из карбидов, нитридов, боридов, оксидов, оксинитридов и т.п. с целью придания особых свойств поверхности путем имплантации на ней ионов. В этой технологии используется вакуумная дуга для генерирования ионов. Разработана гамма таких установок, в частности типа «Булат» (в ХФТИ НАНУ), на которых реализуется эта технология для многих целей – упрочнение инструмента, зубоорудочная техника и т.д.

Электрическая дуга в плазменно-химической технологии

Как отмечалось выше, существует много форм электрической дуги. В частности, электрическая дуга может быть сформирована в разреженных газах. В этом случае плазма дугового разряда, как правило, является существенно неравновесной с сильным отрывом температур электронов от температур ионов, атомов и молекул. Следовательно, можно получить «холодную» плазму (т.е. с относительно малой средне-массовой температурой), но содержащую в достаточной концентрации относительно высокоэнергетичные электроны. В таких видах разрядов осуществляются многие химические процессы, которые традиционными способами не удается реализовать. Физической основой таких процессов является использование взаимодействий электронов с атомами и молекулами, приводящих к их возбуждению и активации, способствующих осуществлению «необычных» химических эндотермических реакций для получения различных элементов и соединений.

Для получения "горячей" плазмы с высокой средне-массовой температурой, которая требуется для осуществления высокотемпературных реакций, используются интенсивные дуговые разряды (постоянного, переменного, высокочастотного тока) при повышенных давлениях.

Успехи науки в этом направлении привели к тому, что в настоящее время формируется новая отрасль техники – плазмохимия.

Электрическая дуга в МГД-генераторах

В последние десятилетия ведутся интенсивные поиски новых способов генерирования электрической энергии. К ним относятся использование плазмы, текущей в магнитном поле, для генерирования холловских ЭДС между электродами, расположенными перпендикулярно полю и потоку плазмы. И здесь дуговые разряды могут использоваться, по крайней мере в двух направлениях: как «имитатор» некоторых процессов в МГД-генераторах, и как средство улучшения свойств их рабочего тела – плазмы.

Первое обусловлено тем, что ряд процессов на электродах и в приэлектродных областях МГД-генераторов аналогичны процессам, которые имеют место в дуговых разрядах. Например, при больших токах, снимаемых с МГД-генераторов, на их электродах появляются пятна с высокой плотностью тока, сопровождающиеся эрозией, а следовательно, «загрязнением» рабочего тела.

Второе обусловлено тем, что с помощью дугового разряда можно влиять на свойства рабочего тела – плазмы, например, повышать ее электропроводность.

Электрическая дуга в ракетостроении и космонавтике

Существуют и используются плазменные, ионные и дуговые электрические двигатели, которые в состоянии обеспечить в непрерывном и импульсном режимах достаточно большую тягу для управления летательными аппаратами. Одним из достоинств дугового реактивного двигателя является то, что в условиях космоса получение дугового разряда становится реальным путем преобразования солнечной энергии в электрическую с помощью солнечных батарей, состоящих из термоэлементов или фотоэлементов, так как для горения дуги требуется относительно низкое напряжение – десятки вольт. Дуговые реактивные двигатели могут черпать энергию непосредственно от солнца или же от другого, например, ядерного источника, установленного на космическом объекте.

После краткого рассмотрения различных сфер технологического применения электрической дуги укажем еще на одну "нетехнологическую" область ее проявления.

Электрическая дуга в коммутационных аппаратах.

Электрическая дуга в коммутационных аппаратах проявляется двояко – как полезное и как вредное явление. В первом случае электрическая дуга выступает как среда, в которой рассеивается электромагнитная энергия коммутируемой цепи при прерывании в ней тока.

Случаи вредного проявления электрической дуги наиболее часто наблюдаются при функционировании электрических коммутационных аппаратов, которыми оснащена вся электроэнергетика, электроавтоматика, бытовая техника, электротранспорт, суда и самолеты и т.д. И поскольку электрическая дуга может образовываться, начиная с относительно малых токов (десятые доли ампер) и малых напряжений (десятки вольт) до сверхтоков перегрузок и коротких замыканий, то число возможных случаев возникновения электрической дуги исчисляется миллионами в час. Поскольку электрическая дуга является высокотемпературным

теплоносителем, то ее действие на элементы аппаратов и, прежде всего, на их контактные системы может быть весьма вредным, разрушительным.

Для того, чтобы рационально использовать полезное действие дуги и уменьшить ее вредные последствия, необходимо уметь управлять процессами ее формирования, движения и гашения, которые являются одними из сложных проблем электроаппаратостроения и решаются по-разному для различных типов аппаратов. В этом отношении особенно сложным оказываются процессы гашения дуги при больших токах и токах короткого замыкания. Недопустимая затяжка горения дуги может привести не только к разрушению аппаратов, но и невыполнению их назначения, что чревато весьма опасными последствиями. Например, неотключение дуги (или затяжка во времени) автоматическими выключателями или предохранителями может привести к аварийным ситуациям в защищаемых токоприемниках и даже во всей электроэнергетической системе. Кроме этого, имеется опасность появления и вторичных эффектов, как пожары и взрывы.

В других (относительно редко встречающихся) случаях в электрических цепях электрическая дуга может появиться самопроизвольно при пробоях между токоведущими элементами. Такие случаи возможны при старении изоляции под воздействием внешних условий (влаги, пыли и т.д.) случайных и металлических перекрытий открытых электропроводках и т.п. Поскольку в этих случаях может образовываться открытая дуга, то ее воздействия могут иметь негативные последствия, особенно в условиях взрыво- и пожароопасных объектов. Хотя все это учитывается как при создании коммутационных аппаратов, так и при их выборе для тех или иных условий применения, тем не менее, нельзя считать абсолютно исключенными указанные аварийные ситуации.

* * *

Масштаб применения и значимость открытия В.В. Петрова трудно переоценить. Не случайно поэтому в 100-летнюю годовщину со дня смерти первооткрывателя электрической дуги Президиум ЦИК СССР принял постановление, в соответствии с которым в Московском энергетическом, Ленинградском и Харьковском электротехническом институтах устанавливалась ежегодная премия за лучший дипломный проект на энергетическую тему [4]. Поскольку Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт" является правопреемником Харьковского электротехнического института, представляется целесообразным восстановить эту славную традицию именно в НТУ "ХПИ".

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Багалій Д.І. Історія Слобідської України. – Харків: Дельта, 1993. – 253 с.
- [2] Энциклопедический словарь Ф.А. Брокгауза и И.А. Ефрона. Том XV^A – С-Петербург, 1895.
- [3] Большая советская энциклопедия (В 30 томах). Изд. 3-е. М.: "Советская энциклопедия", 1970 – 1978.
- [4] Шнейберг Я.А. Василий Владимирович Петров. 1761 - 1834. – М.: Наука, 1985. – 253 с.

Поступила 04.04.03

ПРЕИМУЩЕСТВА И ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РАЗРЯДНЫХ ЛАМП ВЫСОКОГО ДАВЛЕНИЯ ТИПА ДРЛ

Постольник Н.В.

Харьковская государственная академия городского хозяйства.

Украина, 61002, Харьков, ул. Революции, 12, ХГАГХ, кафедра «Светотехника и источники света».

Тел. (0572) 45-99-42, E-mail: po100@list.ru.

Серда А.Г.

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт».

Украина, 61002, ул. Фрунзе, 21, НТУ «ХПИ», кафедра «Электрические аппараты».

Тел. (0572) 40-02-81, E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua, evl@kpi.kharkov.ua.

Розглядаються переваги розрядних ламп типу ДРЛ порівняно з іншими джерелами випромінювання, що основані на дуговому розряді високого тиску. Проаналізовані перспективи вдосконалення в галузі використання даного типу ламп

Рассматриваются преимущества разрядных ламп типа ДРЛ по сравнению с другими источниками излучения основанных на дуговом разряде высокого давления. Проанализированы перспективы совершенствования и области применения рассматриваемого типа ламп.

Разрядные лампы высокого давления типа ДРЛ получили наибольшее распространение среди источников света (ИС) высокой интенсивности. Благодаря высокой световой отдаче, большому сроку службы, удовлетворительной цветопередаче, приспособленности для работы в стандартных электрических сетях напряжением 220В и широкому диапазону производимых мощностей от 50Вт до 2кВт, лампы типа ДРЛ широко применяются для промышленного и наружного освещения [1]. Широкое применение в технике освещения ламп данного типа, объясняется их относительно низкой себестоимостью, что обусловлено наличием высокопроизводительного оборудования для их производства [2].

Существенным преимуществом ламп ДРЛ перед другими источниками света является их компактность, надёжность, продолжительный срок службы (до 15000 часов) и высокая плотность светового потока (свыше 60 Лм/Вт). Следует также отметить, что лампы типа ДРЛ эксплуатируются в широком диапазоне колебания температуры окружающей среды от -40°C до $+40^{\circ}\text{C}$ и зажигаются при этом практически сетевым напряжением без применения дополнительных импульсных зажигающих устройств [3]. Способностью зажигаться при низких температурах лампы типа ДРЛ зарекомендовали себя с наилучшей стороны именно в северных районах.

На современном этапе наблюдается неуклонное увеличение производства и потребления электрической энергии, как наиболее универсального типа энергии. С возрастающей проблемой экономии электроэнергии, встал вопрос об использовании в осветительных установках различного назначения наиболее экономичных источников света. Особенно это актуально для стран с ограниченными природными запасами энергоносителей, к которым относится и Украина. Многочисленные теоретические и экспериментальные исследования и практические разработки в этой области [4, 5, 6] указывают на преимущества металлогалогенных (МГЛ) и натриевых ламп высоко-

го давления (НЛВД) перед лампами типа ДРЛ. Однако срок службы металлогалогенных и натриевых ламп гораздо меньше, а цена существенно выше. Кроме того, необходимо отметить нестабильное включение и работу натриевых ламп в условиях нестабильного напряжения питания. Разрядные лампы высокого давления типа ДРЛ на сегодняшний день остаются самыми массовыми среди высокоинтенсивных источников света, как в производстве, так и в применении в установках промышленного и наружного освещения. Показательным в этом отношении является исследование российских специалистов [7], проводивших анализ структуры парка средств освещения в России по состоянию на 2000 год и сделавших прогноз на период до 2020 года. Результаты исследований представлены в табл. 1.

Таблица 1.

ПЕРСПЕКТИВА СТРУКТУРЫ ПАРКА СРЕДСТВ ОСВЕЩЕНИЯ В РОССИИ

Тип ИС	Количество светильников с данным типом ИС, в % от общего количества		
	2000 г.	2010 г.	2020 г.
ЛН	64	54	40
ЛЛ	26	29	34
ДРЛ	9	8	7
КЛЛ	0,05	6	12
МГЛ	0,08	0,8	1,5
НЛВД	0,4	1,3	4
ГЛН	0,47	0,9	1,5

Отмечается постепенная тенденция к уменьшению потребления светильников с лампами типа ДРЛ и, соответственно, увеличению его в отношении компактных люминесцентных ламп (КЛЛ), МГЛ и НЛВД. Однако в 2000 году, среди разрядных ламп высокого давления (рис. 1) лампы типа ДРЛ уверенно занимают первое место, что говорит о невозможности в кратчайшие сроки их повсеместной замены на более экономичные МГЛ и НЛВД. Причиной этого является, в первую очередь, нестабильная экономическая ситуация в странах СНГ, не позволяющая за короткий отрезок

зок времени воплотить в производство многочисленные разработки разрядных ламп с улучшенными экологическими (безртутные) и светотехническими характеристиками.

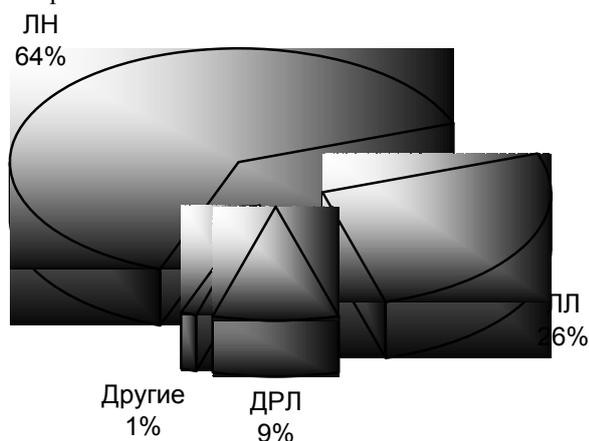


Рис. 1. Структура парка средств освещения в 2000 г.

По состоянию на 2000 год в России в таких отраслях народного хозяйства как промышленность и сельское хозяйство среди разрядных ламп высокого давления доля ламп типа ДРЛ в общем световом потоке составляет соответственно 56,3% и 67,0%, соответственно, что на порядок превышает показатели для ламп типа МГЛ и НЛВД. В жилом секторе по прежнему преобладают традиционные лампы накаливания (ЛН), 97%. Сфера услуг предпочитает люминесцентные лампы (ЛЛ), свыше 96%. В Украине и странах ближнего зарубежья ситуация схожая.

К 2010 году (рис. 2) прослеживается тенденция к увеличению потребления ламп типа КЛЛ. Однако повышенный интерес к этим лампам происходит за счет снижения потребления морально устаревших ламп накаливания. Потребление же ламп типа ДРЛ практически не изменится даже к 2020 году (рис. 3).

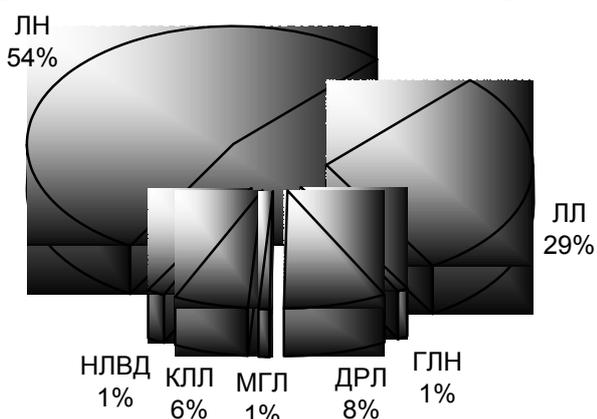


Рис. 2. Перспектива парка средств освещения к 2010 г.

В стране с нестабильным экономическим положением воплотить в массовое производство передовые теоретические разработки практически невозможно. Затраты на освоение нового изделия могут не только оказаться неприбыльными, но даже не окупить затраты на внедрение в производство. В связи с этим лампы типа ДРЛ выглядят предпочтительнее среди газоразрядных ламп высокого давления. Их производство на-

столько отлажено, что себестоимость их минимальна. Таким образом массовый потребитель будет склонен использовать более дешевые ДРЛ лампы, которые по надежности не уступают более дорогим аналогам, а на стадии зажигания даже надежнее.

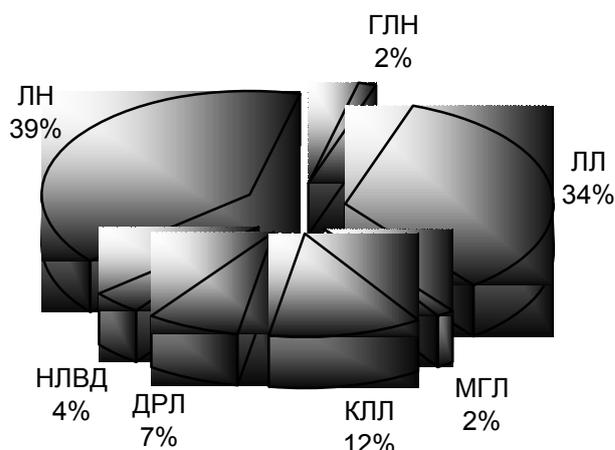


Рис. 3. Перспектива парка средств освещения к 2020 г.

В условиях рыночных отношений важнейшим достоинством является низкая цена лампы, которая в значительной степени зависит от трудоёмкости изготовления и снижения расхода энергопродуктов. В последнее время некоторыми научными организациями был проведен ряд теоретических и экспериментальных исследований направленных на улучшение электрических и светотехнических характеристик ламп типа ДРЛ.

Так, специалистами ОАО «Лисма», г. Саранск [3] для повышения стабильности светового потока ламп ДРЛ в процессе срока службы, а также снижения трудоёмкости их изготовления был предложен и внедрён способ нанесения оксидного покрытия на электроды ламп ДРЛ мощностью 250 и 400 Вт без замены существующих компонентов – окиси иттрия и цирконата бария. Анализ показал, что световой поток этих ламп после минимальной продолжительности горения превышает световой поток, нормируемый техническими условиями для ламп базовой конструкции. Также в результате работы было достигнуто уменьшение расхода энергопродуктов в расчете на одного работающего человека при изготовлении ламп ДРЛ мощностью 250 и 400 Вт. Разработаны лампы ДРЛ250(8)-1, ДРЛ400(8)-1, имеющие повышенную стабильность светового потока в течение всего срока службы.

Лампы типа ДРЛ стали главным объектом по исследованию возможности использования спеченных электродов в массовом производстве разрядных ламп высокого давления [8]. Электрод содержит вольфрамовый стержень, выдвинутый в направлении противоположного электрода, на котором запрессована спеченная масса вольфрама и эмиттера. Спеченные электроды для разрядных ламп высокого давления повышают надёжность ламп на стадии зажигания. Электроды изготавливаются по безотходной технологии, однако имеют высокую себестоимость. В ходе специальных экспериментов была установлена меньшая чувствительность ламп со спеченными электродами усовершенствован-

ной конструкции к перегрузкам по мощности и колебаниям напряжения питающей сети, что особенно важно, учитывая реальное состояние питающих сетей в Украине и странах ближнего зарубежья. Стабилизация напряжения зажигания позволила исключить дорогостоящий терморезистор, тем самым снизить себестоимость лампы.

В ОАО «Лисма» разработана конструкция ламп типа ДРЛ250ПН повышенной надёжности. При использовании спеченных электродов устранены операции, связанные с приготовлением оксидной суспензии и нанесением ее на специальные электроды с последующей термообработкой в вакуумной среде. Изготовлено и реализовано потребителям более миллиона штук ламп этого типа. Проводятся типовые испытания ламп мощностью 400, 700 и 1000 Вт. По мнению российских ученых в области светотехники, в ближайшие годы нельзя говорить о кардинальном изменении конструкции наиболее распространенных газоразрядных ламп. В выигрыше останутся лампы с весьма четкой перспективой стабилизации процесса зажигания и увеличения продолжительности горения. Кроме того, указанное улучшение параметров для ламп типа ДРЛ достигается при снижении себестоимости изготовления.

Относительно использования ламп типа ДРЛ в облучательных установках для светокультуры растений, а также в других отраслях сельского хозяйства (животноводческие помещения, птицефабрики) можно говорить о некоторой двоякости ситуации. С одной стороны, установки с лампами ДРЛ по своим технико-экономическим характеристикам уступают лампам ДРИ и ДНаТ и постепенно заменяются последними [5, 9]. Однако, основное направление повышения эффективности облучательных установок для оптических технологий в АПК состоит в переходе к переменному облучению объектов [10] и в совмещенном использовании различных источников облучения в установках с целью регулирования спектрального состава [11]. Лампы ДРЛ имеют в своём спектре излучения составляющие, такие как сине-фиолетовая область, необходимые для получения в условиях защищенного грунта высокоурожайных сортов наиболее массовых овощных культур – томата и огурца. Отмечается более надёжное включение и работа ламп ДРЛ по сравнению с НЛВД в условиях нестабильного напряжения при проведении исследований работы светильников с лампами типов ДРЛ125 и ДНаТ70 в животноводческих помещениях [12].

В заключении остановимся на вопросах исследования температурных характеристик внешних колб ламп типа ДРЛ и создания условий для предотвращения их разрушения. Актуальность проблемы продиктована негативным действием ультрафиолетового излучения, возникающего при разрушении внешней колбы горелки на растения и глаз человека. Подобные исследования проводятся в нашей стране и за рубежом [13]. Создан макетный образец лампы типа ДРЛ с защитным неразрушающимся покрытием, а также исследовано влияние полимерного покрытия на электрические и светотехнические параметры ламп типа ДРЛ мощностью 80, 125 и 250 Вт и проверена проч-

ность колбы с этим покрытием. Исследованиями в данной области и разработкой защитных отключающих устройств при разрушении внешней колбы ламп типа ДРЛ [14] занимаются авторы этой статьи.

Таким образом, с большой долей уверенности можно утверждать, что разрядные лампы типа ДРЛ ещё продолжительное время будут востребованы в осветительных установках различного назначения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Рохлин Г.Н. Разрядные источники света. – М.: Энергоатомиздат, 1991.
- [2] Антошкин Н.Ф., Салкин А.В., Харитонов А.В. Ртутные лампы высокого давления типа ДРЛ.- Издательство Мордовского университета, 1992.
- [3] Беляков В.И., Ермошин В.А., Минаев И.Ф. Ртутные лампы высокого давления с улучшенными эксплуатационными свойствами. // Светоизлучающие системы. Эффективность и применение: Тезисы докладов 3-й Всероссийской научно-технической конференции. – Саранск, 1999. – с.130-132.
- [4] Halogen – Metaldampfampe. DE: Elektro-und Gebaude-techn. 2001. 76 №12, с. 98.
- [5] Кунгс Я.А., Михеев И.А. Техничко-экономическое сопоставление облучательных установок защищенного грунта. // Светотехника, 2000., №6., с. 38-39.
- [6] Минаев И.Ф., Сарычев Г.С., Ашурков С.Г. О разработке и освоении производством экологически чистых безртутных газоразрядных ламп. // Тезисы докладов 4-й Международной светотехнической конференции “Светотехника на рубеже веков: достижения и перспективы”, Вологда, 2000., с. 132-133.
- [7] Айзенберг Ю.Б., Рожкова Н.В., Федюкина Г.В. Оценка перспективных возможностей энергосбережения в светотехнических установках России // Светотехника, 2001., №3, с. 9-13.
- [8] Коваленко А.И., Литюшкин В.В., Лишук Н.В, Минаев И.Ф, Прасицкий В.В, Хабибулин Р.И. Некоторые вопросы практического применения спеченных электродов в массовом производстве газоразрядных ламп высокого давления // Светотехника, 2000., №5, с. 26-27.
- [9] Троицкий А.М. Энергетическая эффективность осветительных установок защищенного грунта // Светотехника, 1996., №7, с. 10-12.
- [10] Андрийчук В.А. Підвищення ефективності опромінювальних устат для оптичних технологій в АПК. // Електроінформ, 2002., №3, с. 7-9.
- [11] Велит І.А., Кожушко Г.М., Сахно Т.В., Гавриш С.В. Джерела світла для рослинництва // Коммунальное хозяйство городов, 2002., №38, с. 235-245.
- [12] Косицын О.А., Овчукова С.А., Яковлев А.П. Особенности эксплуатации осветительных установок с высокоинтенсивными газоразрядными лампами // Механизация и электрификация сельского хозяйства (Москва). – 1999.- №2-3.- с. 16-19.
- [13] Федоренко А.С., Антошкин Н.Ф., Даваева Н.В, Лавренко Л.М, Микаева С.А. Исследование температурных характеристик и создание макетного образца лампы типа ДРЛ с защитным неразрушающимся покрытием // Светоизлучающие системы: Эффективность и применение: Тез. докладов 1-й Всероссийской научно-технической конференции. – Саранск, 1994. – с.5-6.
- [14] Постольник Н.В. Защита от неконтролируемого ультрафиолетового излучения, создаваемого горелками ламп типа ДРЛ // Коммунальное хозяйство городов, 2002., №38, с. 257-260.

Поступила 12.02.03

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА СУШКИ ИЗОЛЯЦИИ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

Рассальский А.Н., к.т.н., доцент
Запорожский национальный технический университет
Украина, 69063, г. Запорожье, ул. Жуковского, 64, ЗНТУ, кафедра «Электрические аппараты»
Тел. (0612) 69-83-49

Солодуненко Д.В., зам. начальника цеха
ОАО «Запорожский завод высоковольтной аппаратуры»
Украина, 69000, г. Запорожье, ул. Днепропетровское шоссе, 13, ОАО «ЗЗВА», ЦТО
Тел. (0612) 59-33-10, E-mail: asche@email.zp.ua

В статті розглянута зпроцненна модель аналітичного описання процесу сушки ізоляції трансформаторів струму, що дозволяє оцінити вологість ізоляцій у будь-який момент часу з використанням нескладного математичного алгоритму.

В статті рассмотрена упрощенная модель аналитического описания процесса сушки изоляции трансформаторов тока, которая позволяет оценить влагосодержание изоляции в любой момент времени с использованием простого математического алгоритма.

Влага в целлюлозных изоляционных материалах при положительной температуре может находиться в двух состояниях – жидком и газообразном, а явления внутреннего массопереноса в процессе обезвоживания могут иметь самый различный характер в зависимости от таких параметров состояния материала, как температура и влагосодержание.

В общем случае механизм переноса влаги определяется следующими явлениями [1]:

- капиллярным переносом влаги;
- ламинарным движением парогазовой смеси;
- диффузией пар – воздух;
- кнудсеновским молекулярным движением.

В общем случае аналитическая модель тепломассопереноса в процессе сушки описывается системой дифференциальных уравнений второго порядка в частных производных [2-4]. Однако такая система уравнений практически непригодна для описания процессов сушки реальных конструкций по следующим причинам:

1. система трудноразрешима даже в случае простых геометрических тел;
2. процесс сушки реальных конструкций может быть принят как квазистационарный, в таком случае температура и давление внутри изоляции зависят от технологических параметров режима, и нет необходимости в их определении;
3. для практических целей необходимо знать только распределение влагосодержания в изоляции в любой момент времени.

Для решения практических задач сушки реальных систем изоляции трансформаторов тока необходимо применение упрощенных моделей, которые могут быть легко разрешимы и приводят непосредственно к определению влагосодержания изоляции в любой момент времени.

Согласно [5], в фазе прогрева изоляции при обдуве горячим воздухом определяющее значение будет иметь диффузионный перенос влаги, что приводит к дифференциальному уравнению вида:

$$\frac{\partial W}{\partial \tau} = D_1 \frac{\partial^2 W}{\partial x^2}, \quad (1)$$

где W – влагосодержание изоляции; D_1 – коэффициент диффузии влаги под действием разности влагосодержаний.

В процессе вакуумной сушки определяющим фактором переноса влаги будет перепад давления водяного пара в изоляции и остаточного давления в рабочей камере. Поскольку средний размер пор в конденсаторной изоляции $< 10^{-6}$ м, то процесс паропереноса в общем случае может быть описан следующим уравнением:

$$G = S \frac{b}{\varepsilon} \cdot \frac{dP}{dx}, \quad (2)$$

где G – поток водяного пара, проходящего в 1с через поверхность переноса S ; dP/dx – перепад давления в материале; ε - коэффициент сопротивления, зависящий от структуры пор в материале; b – коэффициент, характеризующий вид переноса.

В том случае, когда определяющим видом переноса является ламинарное течение пара, что характерно при давлении 300–600 мм рт. ст., коэффициент b определяется следующим уравнением:

$$b = \frac{d^2 \gamma}{32 g \eta}, \quad (3)$$

где d – эквивалентный диаметр пор; γ - удельный вес пара; η - вязкость пара.

При эффузионном переносе коэффициент b определяется по формуле:

$$b = \frac{4}{3} d \sqrt{\frac{\mu}{2\pi RT}}, \quad (4)$$

Применительно к процессу глубоковакуумной сушки уравнение (2) может быть представлено в виде:

$$\rho \frac{dW}{d\tau} = \frac{b}{\varepsilon} \cdot \frac{d^2 P}{dx^2}, \quad (5)$$

где ρ - плотность изоляции.

Учитывая, что между влагосодержанием и давлением пара в изоляции во время сушки существует практически линейная зависимость, которая может быть выражена уравнением вида:

$$W = m \frac{P}{P_n} + a, \quad (6)$$

где m, a – коэффициенты; P_n – давление насыщенных паров, уравнение (5) может быть преобразовано к виду:

$$\frac{\partial W}{\partial \tau} = D_2 \frac{\partial^2 W}{\partial x^2}, \quad (7)$$

где D – эффективный коэффициент диффузии, равный:

$$D = \frac{\varepsilon P_n}{\varepsilon \rho m}, \quad (8)$$

Начальным условием этого уравнения является равномерность распределения влаги по толщине изоляции, т.е. $\tau=0$ $W(x)=W_0$.

Граничные условия этого уравнения определяют интенсивность переноса влаги во внешнюю среду и выражаются уравнениями:

$$\begin{aligned} \frac{dW}{dx}(x=0) &= K1(W - W_p) \\ \frac{dW}{dx}(x=L) &= K2(W - W_p) \end{aligned} \quad (9)$$

где L – толщина изоляции; $K1$ и $K2$ – коэффициент переноса влаги во внешнюю среду с внутренней и наружной стороны обмотки; W_p – равновесное влагосодержание окружающей среды.

Для решения полученного уравнения воспользуемся методом конечных разностей, для чего покроем область решения сеткой, образованной прямыми

$$X = ih, i=1..n; \quad \tau = kl, k = 1..m.$$

Введем обозначение $W(ih, kl) = W_{i,k}$. Тогда уравнение (7) можно преобразовать к виду:

$$\frac{W_{i,k+1} - W_{i,k}}{l} = D \frac{W_{i+1,k} - W_{i,k} + W_{i-1,k} - W_{i,k}}{h^2}, \quad (10)$$

Т.к. задано начальное условие для прямой $t = 0$, то можно определить значения W во внутренних точках области решения по следующей формуле:

$$W_{i,k+1} = \left(1 - \frac{2Dl}{h^2}\right) W_{i,k} + \frac{Dl}{h^2} (W_{i+1,k} + W_{i-1,k}), \quad (11)$$

Предложенная модель позволяет гораздо проще и быстрее оценить влагосодержание изоляции трансформаторов тока в любой момент процесса сушки и может быть решена с применением простых вычислительных способов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Großkatthoffer H.D. Der Trocknungsprozeß von Papierisolation und der Einfluß der Restfeuchte auf die elektrischen Eigenschaften des impragnierten Dielektrikums. Diss. Dokt. Ind. Fak. Maschinen. Techn. Univ. Hannover, 1973.
- [2] Шубин Г.С. Физические основы и расчет процессов сушки древесины. – М., «Лесная промышленность», 1973г..
- [3] Михайлов Ю.А. Сушка перегретым паром. – М., «Энергия», 1967г.
- [4] Лыков А.В., Михайлов Ю.А. Теория тепло- и массопереноса. – М., «Госэнергоиздат», 1963г.
- [5] Куц П.С., Пикус И.Ф., Кононенко В.Д. Аналитическое исследование тепло- и массопереноса в капиллярно-пористых телах в условиях вакуума. Теплообмен, т. V. – Мн., ИТМО АН БССР, 1976г.

Поступила 23.01.03

РАСЧЕТ НАГРЕВА МОЩНЫХ ТИРИСТОРОВ С ПРИПАЯННЫМИ КОНТАКТАМИ В СОСТАВЕ ЭЛЕКТРОННЫХ КЛЮЧЕЙ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ИМПУЛЬСОВ ТОКА ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ

Сосков А.Г., д.т.н., проф., Алаев П.Н., аспирант
Харьковская государственная академия городского хозяйства
Украина, 61002, г. Харьков, ул. Революции, 12, ХГАГХ, кафедра «Электротехника»,
Тел.(0572) 45-90-11

Соскова И.А., к.т.н.,
Украинская инженерно-педагогическая академия
Украина, 61003, г. Харьков, ул. Университетская, 16, УИПА, кафедра «Теоретическая и общая электротехника»,
Тел.(0572) 20-63-73

На базі запропонованої авторами симетричної тришарової теплової моделі потужних тиристорів із припаяними контактами отримані аналітичні вирази, що дозволяють розраховувати тепловий режим цих тиристорів при впливі імпульсів струму довільної форми.

На базе предложенной авторами симметричной трехслойной тепловой модели мощных тиристорov с припаянными контактами получены аналитические выражения, позволяющие рассчитывать тепловой режим этих тиристорov при воздействии импульсов тока произвольной формы.

Элементная база современной силовой электроники позволила расширить диапазон коммутируемых мощностей электронными ключами до единиц мегаватт при существенном увеличении верхнего уровня частоты их коммутации до сотен килогерц, что сделало возможным создавать на их основе гибридные и бесконтактные электронные аппараты управления, регулирования и защиты переменного и постоянного тока с высокими технико-экономическими показателями [1,2,3].

Однако в связи с тем, что и современные электронные ключи продолжают существенно уступать по перегрузочной способности по току контактным ключам традиционных аппаратов, по-прежнему, является актуальным решение тепловых задач, направленных на определение предельной перегрузочной способности электронных ключей, выполненных, как правило, на основе мощных тиристорov и используемых в составе указанных выше аппаратов. Это положение объясняется спецификой работы последних, где электронные ключи в отличие от устройств преобразовательной техники должны не только пропускать кратковременно аварийные токи, но и надежно их отключать, обеспечивая, таким образом, нормальное функционирование потребителей электрической энергии.

Целью данной работы является разработка аналитического метода расчета теплового режима широко распространенных мощных тиристорov (на токи до 320 А) с припаянными контактами при воздействии на них кратковременных (до 20 мс) импульсов тока произвольной формы, в том числе и имеющей место при использовании их в составе электронных ключей аппаратов.

В тиристорах этой конструкции кремниевая пластина с полупроводниковой структурой находится через слой припоя в тесном тепловом контакте с верхним и нижним вольфрамовыми термокомпенсаторами, которые, в свою очередь, припаяны к выпол-

ненным из меди верхнему выводу прибора и нижнему его основанию соответственно.

Авторами предлагается тепловая модель (рис.1) максимально отражающая реальную конструкцию тиристора с припаянными контактами, в которой учет слоев припоев был произведен за счет расширения слоя вольфрама на толщину, которая по тепловому сопротивлению была эквивалентна слою припоя [4].

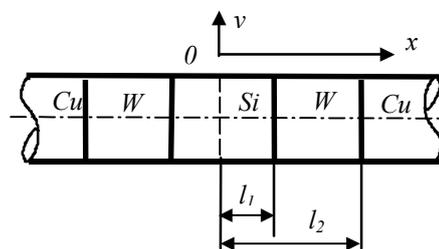


Рис.1. Тепловая модель тиристора с припаянными контактами

Представление вывода прибора и его основания в виде полуограниченных тел не вносит в расчет заметной погрешности, так как за рассматриваемый короткий промежуток времени (до 20 мс) тепло, как показано в [5], не успевает проникнуть более чем на несколько миллиметров вглубь этих материалов.

Расчет теплопроводности в предложенной модели проводится при следующих допущениях: отвод тепла от боковой поверхности при малом времени нагрева ($t_u \leq 20$ мс) отсутствует; распространение тепла в модели симметрично; все элементы конструкции (слои кремния, вольфрама и меди) имеют одинаковый диаметр, равный диаметру кремниевой пластины в ее узкой части; вся энергия потерь выделяется равномерно по объему слоя кремния; теплофизические параметры материалов не зависят от температуры; вольтамперная характеристика тиристора в прямом направлении аппроксимируется пороговым напряжением U_0 и линейной зависимостью от тока при $u > U_0$,

определяемой дифференциальным сопротивлением R_d . Правомерность таких допущений показана в [5,6]. Характер тепловых процессов в предложенной тепловой модели тиристора в течение воздействия теплового импульса определяется следующей системой уравнений

$$\begin{cases} \frac{\partial \theta_1}{\partial t} = a_1 \frac{\partial^2 \theta_1}{\partial x^2} + \frac{q}{c_1 \gamma_1}, \frac{\partial \theta_2}{\partial t} = a_2 \frac{\partial^2 \theta_2}{\partial x^2} \\ \frac{\partial \theta_3}{\partial t} = a_3 \frac{\partial^2 \theta_3}{\partial x^2} \end{cases}, \quad (1)$$

где переменные и параметры с индексом 1 - для кремниевой пластины, с индексом 2 - для вольфрама и индексом 3 - для меди; θ - превышение температуры;

$a = \frac{\lambda}{c \cdot \gamma}$ - коэффициент температуропроводности;

λ - коэффициент теплопроводности; c - удельная теплоёмкость; γ - удельная плотность; $q = \frac{p}{V_1}$ - удельная

мощность, выделяемая в кремниевой пластине объемом V_1 ; $p = i_T(U_0 + i_T R_d)$; i_T - мгновенное значение тока, протекающего через тиристор.

Решение системы уравнений (1) проводится при следующих граничных и начальных условиях:

$$1) x = 0, \frac{\partial \theta_1}{\partial x} = 0; 2) x = l_1, \begin{cases} \theta_1 = \theta_2 \\ -\lambda_1 \frac{\partial \theta_1}{\partial x} = -\lambda_2 \frac{\partial \theta_2}{\partial x}; \end{cases}$$

$$3) x = l_2, \begin{cases} \theta_2 = \theta_3 \\ -\lambda_2 \frac{\partial \theta_2}{\partial x} = -\lambda_3 \frac{\partial \theta_3}{\partial x}; \end{cases} 4) x \rightarrow \infty, \theta_3 = 0$$

при $t = 0 \theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = 0$.

Используя интегральное преобразование Лапласа, получим систему уравнений (1) в операторной форме

$$\begin{cases} p\theta_1(p) = a_1 \frac{\partial^2 \theta_1(p)}{\partial x^2} + F_1(p), p\theta_2(p) = a_2 \frac{\partial^2 \theta_2(p)}{\partial x^2} \\ p\theta_3(p) = a_3 \frac{\partial^2 \theta_3(p)}{\partial x^2} \end{cases} \quad (2)$$

где $F_1(p) = f_1(t) = \frac{q}{c_1 \gamma_1} = \frac{i_T}{c_1 \gamma_1 V_1} (U_0 + i_T R_d)$.

Решения данной системы:

$$\begin{cases} \theta_1(p) = A_1 sh \sqrt{\frac{p}{a_1}} x + A_2 ch \sqrt{\frac{p}{a_1}} x + \frac{F_1(p)}{p}, \\ \theta_2(p) = B_1 sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} x + B_2 ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} x, \\ \theta_3(p) = C_1 sh \sqrt{\frac{p}{a_3}} x + C_2 ch \sqrt{\frac{p}{a_3}} x. \end{cases} \quad (3)$$

Для определения коэффициентов воспользуемся граничными условиями. После соответствующих преобразований: $A_1 = 0$;

$$A_2 = A = -\frac{F_1(p)}{p} \cdot \frac{b_2 sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} (l_2 - l_1) + ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} (l_2 - l_1)}{K_1(p)},$$

$$K_1(p) = b_1 sh \sqrt{\frac{p}{a_1}} l_1 \left[b_2 ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} (l_2 - l_1) + sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} (l_2 - l_1) \right] + ch \sqrt{\frac{p}{a_1}} l_1 \left[b_2 sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} (l_2 - l_1) + ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} (l_2 - l_1) \right];$$

$$b_1 = \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \sqrt{\frac{a_2}{a_1}}; \quad b_2 = \frac{\lambda_2}{\lambda_3} \sqrt{\frac{a_3}{a_2}}; \quad B_1 = -B_2 K_2(p);$$

$$B_2 = \frac{A ch \sqrt{\frac{p}{a_1}} l_1 + \frac{F_1(p)}{p}}{ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} l_1 - K_2(p) sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} l_1};$$

$$K_2(p) = \frac{b_2 sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} l_2 + ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} l_2}{b_2 ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} l_2 + sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} l_2};$$

$$C_1 = -C_2 = \frac{B_1 sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} l_2 + B_2 ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} l_2}{sh \sqrt{\frac{p}{a_3}} l_2 - ch \sqrt{\frac{p}{a_3}} l_2};$$

Подставив значения коэффициентов в выражения (3), можно получить в операторном виде температуру в любом слое модели. Для искомой температуры полупроводниковой структуры $\theta_1(p)$ получим

$$\theta_1(p) = F_1(p) \left\{ \frac{1}{p} - \frac{ch \sqrt{\frac{p}{a_1}} \left[b_2 sh \sqrt{\frac{p}{a_2}} (l_2 - l_1) + ch \sqrt{\frac{p}{a_2}} (l_2 - l_1) \right]}{p K_1(p)} \right\}$$

или $\theta_1(p) = F_1(p) F_2(p)$, (5)

где $F_2(p)$ - выражение, стоящее в фигурных скобках.

Оригинал $F_1(p)$ известен. Для нахождения оригинала $F_2(p)$ воспользуемся теоремой обращения [7]

$$f_2(t) = \frac{2}{2\pi i} \int_{\alpha - i\infty}^{\alpha + i\infty} F_2(p) e^{pt} dp \quad (6)$$

Применяя для решения интеграла (6) теорию вычетов [7], после ряда преобразований получим

$$f_2(t) = \frac{2b_1 b_2}{\pi} \int_0^\infty \frac{\sin p_1 u \cdot \cos p_1 \frac{x}{l_1} u \cdot e^{-u^2 t}}{u(A_0^2 + B_0^2)} du \quad (7)$$

где u - действительная переменная;

$$p_1 = \frac{l_1}{\sqrt{a_1}}; \quad p_2 = \frac{l_2}{\sqrt{a_2}};$$

$$A_0 = \cos p_1 u \cdot \cos p_2 u - b_1 \sin p_1 u \cdot \sin p_2 u;$$

$$B_0 = b_1 b_2 \sin p_1 u \cdot \cos p_2 u + b_2 \sin p_2 u \cdot \cos p_1 u.$$

На основании теоремы Бореля:

$$\theta_1(x,t) = \int_0^t f_1(t-\tau) \cdot f_2(\tau) d\tau. \quad (8)$$

$$\theta_1(x,t) = K \int_0^t i_T(t-\tau) [U_0 + i_T(t-\tau)R_\delta] \times$$

$$\times \int_0^\infty \frac{\sin p_1 u \cdot \cos p_1 \frac{x}{l_1} u \cdot e^{-u^2 \tau} du}{u(A_0^2 + B_0^2)} d\tau \quad (9)$$

где $K = \frac{2b_1 b_2}{\pi v_1 c_1 \gamma_1} = \frac{2\lambda_1 \sqrt{a_3}}{\pi \lambda_3 \sqrt{a_1} v_1 c_1 \gamma_1}$, $0 < t \leq t_u$, t_u - длительность импульса тока.

Превышение температуры в центре кремниевой пластины ($x = 0$) является основным, т. к. характеризует температуру в самой нагретой части структуры.

$$\theta_1(0,t) = \theta_m(t) = K \int_0^t i_T(t-\tau) [U_0 + i_T(t-\tau)R_\delta] \cdot f_{2m}(\tau) d\tau, \quad (10)$$

$$\text{где } f_{2m}(\tau) = \int_0^\infty \frac{\sin p_1 u \cdot e^{-u^2 \tau} du}{u(A_0^2 + B_0^2)} d\tau.$$

Ниже приводятся выражения для определения температуры полупроводниковой структуры при воздействии импульсов тока наиболее распространенных форм в цепях электронных ключей при использовании их в составе аппаратов:

а) импульс тока прямоугольный, $i_T(t) = I_u$

$$\theta_m(t) = KI_u(U_0 + I_u R_\delta) \cdot \int_0^t f_{2m}(\tau) d\tau, \quad 0 < t \leq t_u \quad (11)$$

где I_u - величина тока в импульсе;

б) импульс тока изменяется по синусоидальному закону, $i_T = I_m \sin(\omega t + \varphi)$

$$\theta_m(t) = KI_m \cdot \int_0^t \{U_0 \sin[\omega(t-\tau) + \varphi] + I_m R_\delta \sin^2[\omega(t-\tau) + \varphi]\} \cdot f_{2m}(\tau) d\tau$$

$0 < t \leq \frac{\pi - \varphi}{\omega}$, где I_m - амплитуда тока, φ - угол включения тиристора, $\omega = 2\pi f$, f - частота сети;

в) импульс тока изменяется по экспоненциальному закону, $i_T = I_0 e^{-\frac{t}{\tau}}$

$$\theta_m(t) = KI_0 \cdot \int_0^t (U_0 e^{-\frac{t-\tau}{\tau_1}} + I_0 R_\delta e^{-\frac{2(t-\tau)}{\tau_1}}) f_{2m}(\tau) d\tau, \quad (13)$$

$$0 < t \leq t_u$$

г) импульс тока представляет сумму синусоидальной и экспоненциальной составляющих. Такой ток имеет место в случае симметричного трехфазного короткого замыкания в цепи электронного ключа

$$i_T = I_{nm} \left[\sin(\omega t - \varphi_K) + e^{-\frac{t}{T_K}} \sin \varphi_K \right],$$

где I_{nm} - амплитудное значение установившегося тока короткого замыкания; φ_K - угол нагрузки в цепи короткого замыкания; $T_K = \frac{L_K}{R_K}$, L_K, R_K - суммарные значения индуктивности и активного сопротивления в контуре короткого замыкания.

$$\theta_m(t) = KI_{nm} \cdot \int_0^t \left\{ \sin[\omega(t-\tau) - \varphi_K] + e^{-\frac{t-\tau}{T_K}} \sin \varphi_K \right\} \times$$

$$\times \left\{ U_0 + I_{nm} R_\delta \left[\sin[\omega(t-\tau) - \varphi_K] + e^{-\frac{t-\tau}{T_K}} \sin \varphi_K \right] \right\} f_{2m}(\tau) d\tau,$$

$0 < t \leq t_u$, а t_u может в пределе достигать величины периода питающей сети T_C (для промышленной частоты $T_C = 20$ мс).

Таким образом, зная аналитическое выражение для импульса тока через тиристор $i_T(t)$, мы всегда сможем с помощью ПК, используя стандартные программы для численного решения выражения (10), найти перегрев полупроводниковой структуры тиристора на любом отрезке времени от 0 до t_u , в том числе и значение температуры структуры в конце импульса тока, которая и определяет возможность тиристора обеспечить надежное отключение электрической цепи.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Электрические и электронные аппараты: Учебник для вузов // Под редакцией Ю.К. Розанова. 2-е изд. Перераб. и доп. - М.: Информэлектро, 2001. - 420 с.
- [2] Сосков А.Г., Соскова И.А., Форкун Я.Б., Ягуп В.Г. Основные направления развития низковольтных электронных аппаратов и их анализ // Вестник ХГПУ. - 2000. - Вып. 128. - С. 158-164.
- [3] Сосков А.Г., Соскова И.А., Форкун Я.Б. Современные направления разработки низковольтных электронных контакторов постоянного тока // Вестник ХГПУ. - 2000. - Вып. 84. - С. 176-178.
- [4] Рабинерсон А.А., Ашкинази Г.А. Режимы нагрузки силовых полупроводниковых приборов. - М.: Энергия, 1976. - 296 с.
- [5] Намитоков К.К., Сосков А.Г., Юрченко С.М. К методике расчета нестационарного температурного поля тиристора // Электромеханика. - 1988. - №11. - С. 79-82.
- [6] Соскова И.А. Исследование нагрева силовых тиристорных в полупроводниковых ключах электронных аппаратов // Вестник ХГПУ. - 1999. - Вып. 45. - С. 61-63.
- [7] Лавренчев М.А., Шабат Б.В. Методы теории функций комплексного переменного. - М.: Наука, 1973. - 253 с.
- [8] Соскова И.А. Исследование нагрева полупроводниковой структуры силового тиристора в импульсном режиме на основе упрощенной модели // Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье: Сб. науч. тр. ХГПУ. - 1999. - Вып. 7. - Ч.3. - С. 160-165.

Поступила 15.03.03

СИМУЛЯЦІЯ КОМУТАЦІЙНИХ ПЕРЕНАПРУГ АСИНХРОННОГО МОТОРА, ЩО ЖИВИТЬСЯ ЧЕРЕЗ КАБЕЛЬ

Чабан В., д.т.н., проф., Ковівчак Я., к.т.н., Кашка лов В., к.т.н., Чабан А., к.т.н
 Національний університет "Львівська політехніка", вул. С. Бандери, 12, м. Львів, 79013, Україна,
 E-mail: vipurtov@polynet.lviv.ua.

Запропоновано метод розрахунку комутаційних перехідних процесів насиченого асинхронного мотора, що живиться через кабель. Диференціальні рівняння системи записуються в нормальній формі Коші. Результати комп'ютерної симуляції служать для оптимізації захисту мотора від комутаційних перенапруг за допомогою конденсаторних батарей. Подаються результати розрахунку.

Предложен метод расчета коммутационных переходных процессов насыщенного асинхронного двигателя, питаемого через кабель. Дифференциальные уравнения системы записываются в нормальной форме Коши. Результаты расчета на ЭВМ назначаются для оптимизации защиты двигателя от коммутационных перенапряжений с помощью конденсаторных батарей. Приводятся результаты расчета.

ВСТУП

Асинхронний мотор - основний споживач електромагнетної енергії в світі. Більшість електроприводів рідко обходяться без цього типу машин. Тому задача математичного моделювання перехідних і усталених процесів, діагностики асинхронних моторів належить до важливих теоретичних проблем електромеханіки. У даній роботі досліджується одна із актуальних задач асинхронного приводу – математичне моделювання перенапруг асинхронного мотора, що живиться через довгий кабель, при знеструмленні обмотки статора після вимикання джерела живлення. Такі перенапруги спричиняють часті пошкодження обмотки статора, що врешті-решт значно скорочує час служби мотора, завдає значних матеріальних збитків його користувачеві. Симуляція низки відповідних перехідних процесів уможливорює оптимізувати систему захисту мотора, основним компонентом якої згідно з нашим патентом [1] є конденсаторні батареї.

На практиці в таких випадках звертаються до експерименту. Але експеримент може бути порівняно коштовним, а в багатьох випадках унеможливленій у практичній реалізації. Математична модель бере на себе функції вчителя і практичного порадирика.

Досконалу математичну модель асинхронної машини можна побудувати лише на підставі теорії електромагнетного поля. Але такі моделі є надто складні й використати їх у практичних розрахунках поки що не вдається. Не тільки із-за непомірного об'єму обчислень, але перш за все із-за цілої низки нерозв'язаних теоретичних проблем електродинаміки в дискретному просторі. Тому ми обмежимося розглядом лише прийнятої *колової математичної моделі*. Вона будується на підставі методів теорії електромагнетних кіл [2], а не електричних, як це загальноприйнято. Така модель має низку важливих переваг над традиційною. Головна з них – запис диференціальних рівнянь електромеханічного стану в нормальній формі Коші. Відсутність операції обернення матриці коефіцієнтів значно спрощує обчислювальний процес, підвищує точність і відкриває реальні можливості аналізу в тривалих і надтривалих перехідних процесів.

1. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ

Диференціальні рівняння асинхронного мотора запишемо у вигляді [1]

$$\begin{aligned} \frac{di_S}{dt} &= A_S(u_S - R_S i_S) + A_{SR}(\Omega \Psi_R - r_R i_R); \\ \frac{di_R}{dt} &= A_{RS}(u_S - R_S i_S) + A_R(\Omega \Psi_R - r_R i_R). \end{aligned} \quad (1)$$

Тут $i_S = (i_{SA}, i_{SB})_t$; $i_R = (i_{RA}, i_{RB})_t$ – колонки фазних струмів статора й перетворених струмів ротора; A_S, A_{SR}, A_{RS}, A_R – матриці коефіцієнтів:

$$A_S = \alpha_S(1 - \alpha_S G); \quad A_{SR} = A_{RS} = -\alpha_S \alpha_R G; \quad A_R = \alpha_R(1 - \alpha_R G), \quad (2)$$

де G - матриця

$$G = \begin{bmatrix} T + b_A i_A & b_B i_A \\ b_A i_B & T + b_B i_B \end{bmatrix}, \quad (3)$$

причому

$$\begin{aligned} b_A &= b(2i_A + i_B); \quad b_B = b(i_A + 2i_B); \quad b = \frac{2R - T}{3i_m^2}; \\ R &= \frac{1}{\alpha_S + \alpha_R + \rho}; \quad T = \frac{1}{\alpha_S + \alpha_R + \tau}. \end{aligned} \quad (4)$$

Тут τ, ρ - обернені статична й диференціальна індуктивність, їх знаходимо за характеристикою намагнетчування (холостого стану) машини $\Psi_m = \Psi_m(i_m)$ як:

$$\tau = \left[\frac{\Psi_m(i_m)}{i_m} \right]^{-1}; \quad \rho = \left[\frac{d\Psi_m(i_m)}{di_m} \right]^{-1}, \quad (5)$$

де i_m – модуль просторового вектора намагнетчувальних струмів

$$i_m = 2\sqrt{(i_A^2 + i_A i_B + i_B^2)/3}; \quad i_A = i_{SA} + i_{RA}; \quad i_B = i_{SB} + i_{RB}. \quad (6)$$

При відсутності насичення характеристика намагнетчування вироджується в пряму $i_m = \alpha_m \Psi_m$, де α_m – обернена основна індуктивність машини, матриця (3) вироджується згідно з (4), (5), (6) у скаляр

$$G = \frac{1}{\alpha_S + \alpha_R + \alpha_m}, \quad (7)$$

що значно спрощує рівняння (1). У такому разі ми отримуємо найпростішу з усіх відомих математичну модель асинхронного мотора. Треба сказати, що на-

сичення в асинхронних моторах враховується рідко. Воно стосується таких станів як динамічне, конденсаторне, вентиляне гальмування, перенапруги тощо. R_s, R_r – матриці опорів

$$R_s = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2r_{SA} + r_{SC} & r_{SC} - r_{SB} \\ r_{SC} - r_{SA} & 2r_{SB} + r_{SC} \end{bmatrix}; \quad R_r = r_r, \quad (8)$$

причому r_{SA}, r_{SB}, r_{SC} – опори фаз статора; r_r – приведений опір лобових частин обмотки ротора. Матриця R_s одержана з урахуванням напруги зміщення нейтралей джерела й обмотки статора. За умови $r_{SA} = r_{SB} = r_{SC} = r_s$ матриця R_s вироджується в скаляр: $R_s = r_s$ подібно до випадку симетричного ротора.

Ω = матриця кутової швидкості

$$\Omega = \frac{\omega}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} -1 & -2 \\ 2 & 1 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Колонку повних потокозчеплень обмотки ротора $\Psi_R = (\Psi_{RA}, \Psi_{RB})_t$ знаходимо згідно з (5)-(6)

$$\Psi_{Rj} = \frac{1}{\tau} i_j + \frac{1}{\alpha_R} i_{Rj}, \quad j = A, B. \quad (10)$$

Рівняння електромагнетного стану слід доповнити рівняннями механічного стану, щоб обчислити кутову швидкість ω , що фігурує в (9). Це рівняння одержане на підставі рівняння Лагранжа другого роду, нехтуючи штивністю й дисипацією тіла ротора,

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p_0}{J} (M_E - M(\omega)), \quad (11)$$

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

$$M_E = \sqrt{3} p_0 (i_{RA} i_{SB} - i_{RB} i_{SA}) / \tau. \quad (12)$$

Формулу (12) одержано, виходячи з запасу електричної енергії в контурах машини.

Система диференціальних рівнянь (1), (11) становить математичну модель асинхронного мотора. Ця модель призначається для аналізу перехідних і установлених процесів.

На рис. 1 показано заступну схему системи живлення мотора. На підставі методу трансфігурації усі конденсатори можна звести до еквівалентної зірки, фазну ємність якої позначимо $C = C_0 + 3(C_C + C_B)$.

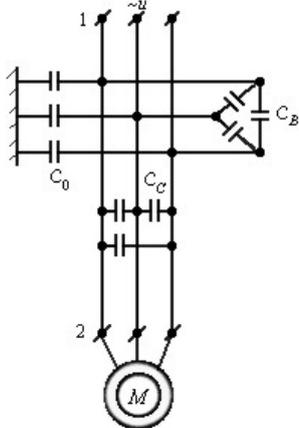


Рис. 1. Заступна схема системи живлення мотора

Диференціальні рівняння еквівалентної батареї конденсаторів запишемо так

$$\frac{du_S}{dt} = C^{-1} i_S, \quad (13)$$

оскільки напруга конденсаторної батареї дорівнює напрузі статора мотора. Резистивно-індуктивні параметри кабеля зазвичай включаються в резистивний опір та індуктивність розсіяння обмотки статора мотора.

Для практичного користування запропонованою нами необхідно знати такі вхідні дані:

- r_s, r_r – опори обмоток статора й ротора;
- α_s, α_r – обернені індуктивності дисипації обмоток статора й ротора;
- характеристику холостого стану $\psi_m = \psi_m(i_m)$, а при неврахуванні насичення головного магнетного кола – обернену основну індуктивність машини α_m ;
- p_0, J – число пар магнетних полюсів і момент інерції ротора;
- C – еквівалентну ємність фази;
- r_k, L_k – опір і індуктивність кабеля, якими з достатньою точністю для практики інколи можна знехтувати.

Вхідними сигналами є:

- $u_{SA} = U_m \sin(\omega t + \varphi), u_{SB} = U_m \sin(\omega t + \varphi - 120^\circ)$ – фазні напруги живлення;
- $M = M(\omega)$ – механічний момент на валу.

Вихідними величинами є:

- $i_{SA}, i_{SB}, i_{SC} = -i_{SA} - i_{SB}$ – фазні струми статора;
- напруги статора (мережі або конденсаторної батареї);
- ω, M_E – кутова швидкість ротора та електромагнетний момент.

2. РЕЗУЛЬТАТИ СИМУЛЯЦІЇ

Результати симуляції виконані для вхідних даних, що приблизно відповідають реальним експлуатаційним умовам асинхронного мотора А12-52-8А ($P_H = 320$ кВт, $U_H = 6$ кВ, $I_H = 39$ А, $\omega_H = 740$ об/хв):

$r_s = 1,27$ Ом, $r_r = 1,31$ Ом, $\alpha_s = 38,9$ Гн⁻¹, $\alpha_r = 35,7$ Гн⁻¹; характеристика холостого стану $\psi_m = \psi_m(i_m)$:

$$\psi_m = \begin{cases} 9i_m, & \text{if } i_m \leq 11; \\ 9 + 0,818(i_m - 11) + 0,0064(i_m - 11)^2 + \\ + 0,000147(i_m - 11)^3, & \text{if } 11 < i_m < 40; \\ 0,2375 + 13i_m, & \text{if } 40 \leq i_m; \end{cases}$$

$p_0 = 4, J = 64,5$ Нм²; $C = 0,00001$ Ф; $r_k = L_k = 0$. Ємність завідомо завищена, щоб показати наочніше її ефективність.

Вхідні сигнали:

$$u_{SA} = 4900 \sin(314t), u_{SB} = 4900 \sin(314t - 120^\circ);$$

$$M = M(\omega) = 2900 \text{ Н.м.}$$

Розраховувався перехідний процес у системі за схемою рис. 1, що відповідав запуску мотора з наступним вимиканням джерела мережі.

На рис. 2 і 3 показані результати комп'ютерної симуляції перехідного процесу асинхронного мотора потужністю 320 кВт, 750 об/хв, що живиться через кабель від мережі 6000 В. Процес супроводжується двома комутаціями – вмикання мотора в мережу й вимикання з мережі на 2 с перехідного процесу.

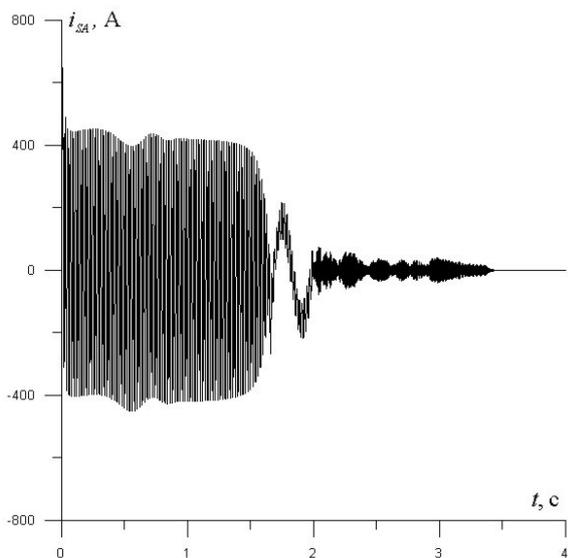


Рис. 2. Струм фази A статора в стані запуску, нормальній роботі і гальмуванні при вимкненні в момент 2 с джерела напруги мережі.

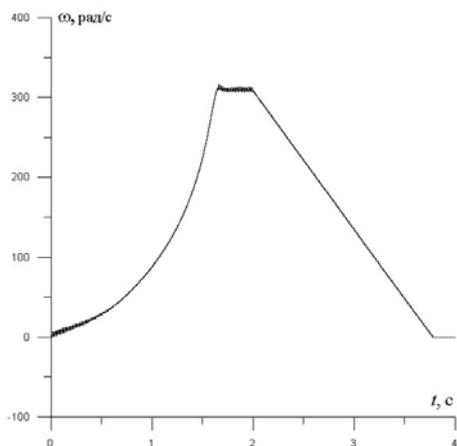


Рис. 3. Кутова швидкість у перехідному процесі, що відповідає процесові, показаному на рис. 2.

Найбільший практичний інтерес мають криві, показана на рис. 4 - 6, що стосується перенапруги на обмотці статора. При відсутності батареї конденсаторів перенапруга може досягати багатократного значення. Варіюючи ємністю батареї конденсаторів C_B , можна цю перенапругу зменшити до прийняттого значення.

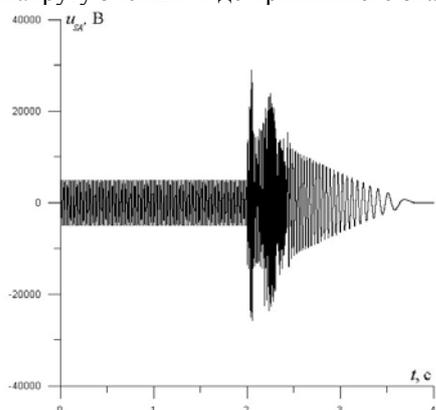


Рис. 4. Напруга фази A статора в перехідному процесі, що відповідає процесові, показаному на рис. 2, $C = 0,2$ мкФ (ємність кабеля).

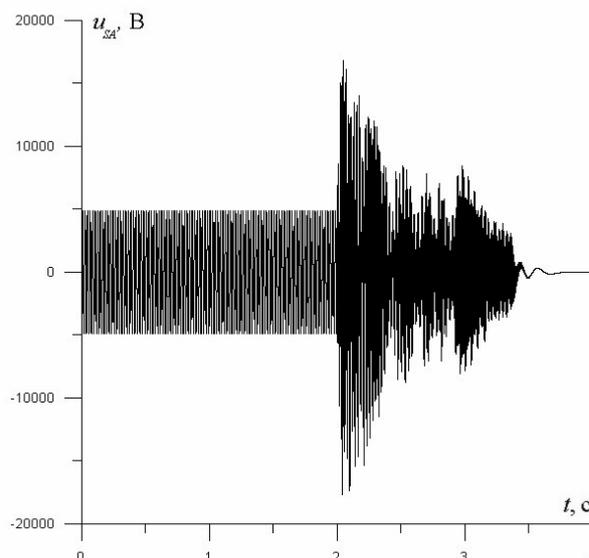


Рис. 5. Напруга фази A статора в перехідному процесі, що відповідає процесові, показаному на рис. 2, $C = 1$ мкФ.

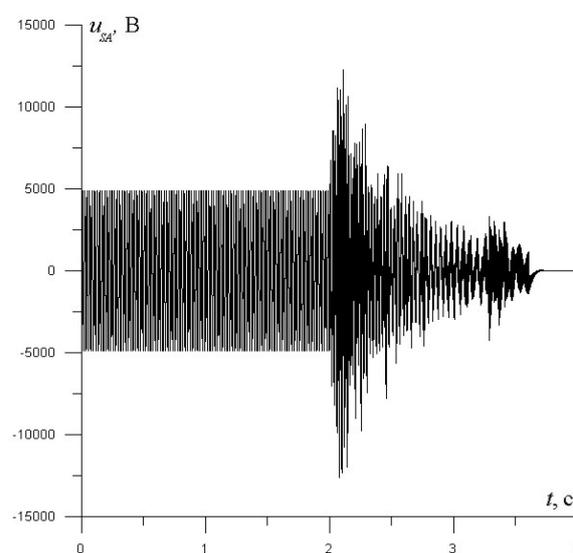


Рис. 6. Напруга фази A статора в перехідному процесі, що відповідає процесові, показаному на рис. 2, $C = 10$ мкФ.

ЛІТЕРАТУРА

- [1]. Кашкалов В.І. Пристрій обмеження перенапруги на струмоприймачі змінної напруги (Патент на винахід № 38557А, Н02Н7/00, Н02Н7/09). – Бюл. № 4 від 15. 05. 2001 р.
- [2] Чабан В. Математичне моделювання електромеханічних процесів. – Львів, 1997, 344 с.

Надійшла 25.02.03

КАТЕГОРИЯ РОДА В ТАКСОНОМИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЕ ЭВОЛЮЦИОННОЙ СИСТЕМАТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Шинкаренко В.Ф., д-р техн. наук, Платкова Н.А.

Национальный технический университет Украины “Киевский политехнический институт”

Украина, 03056, г. Киев – 56, ул. Политехническая, 37, корп. 20, НТУУ “КПИ”, кафедра “Электромеханика”

Тел./факс (044) 241-76-38; E-mail: ntuukafem@ua.fm

Розглянуто проблему систематики. Обґрунтовано генетичні критерії для визначення рангу родів електричних машин та їх меж в таксономічній структурі систематики. Розглянуто структуру генофонду і особливості еволюції родового таксону. Пояснено причини аналогій в ієрархії основних таксонів систематики електромеханічних і біологічних систем. Показано прогностичні властивості еволюційної систематики електричних машин.

Рассмотрена проблема систематики. Обоснованы генетические критерии для определения ранга и границ родов электрических машин в таксономической структуре систематики. Рассмотрены структура генофонда и особенности эволюции родового таксона. Объяснены причины аналогий в иерархии основных таксонов систематики электромеханических и биологических систем. Показаны прогностические свойства эволюционной систематики электрических машин.

ВВЕДЕНИЕ

Электромеханические преобразователи энергии относятся к уникальному классу развивающихся электромеханических систем (ЭМ-систем), природно-антропогенного происхождения, обладающих собственной генетической структурой. Наиболее характерными признаками современного этапа эволюционной дивергенции ЭМ-систем являются расширение их структурного разнообразия, постепенная смена поколений новыми, более совершенными, структурная интеграция с компонентами других технических и биологических подсистем, непрерывное увеличение объемов сопровождающей информации. Это обстоятельство выдвигает на первый план необходимость разработки методологических концепций, позволяющих исследовать закономерности структурной организации и поведения сообществ систем в процессе их развития и обеспечивающих упорядочение знаний в условиях увеличивающихся объемов информации.

Общепризнанным научным подходом к проблеме анализа структурного разнообразия и классификации эволюционирующих сложных систем является систематика [2,3]. Предметом исследования систематики являются пространственно-временные целостные системы, т.е., сообщества родственных индивидуумов различного ранга. Поэтому построение концепции систематики возможно только на принципах генетического родства эволюционирующих структур. С методологической точки зрения, систематика не только упорядочивает накопленные знания о сложных системах, но, что не менее важно, развивает системный способ мышления и формирует мировоззренческую культуру исследователя.

Основу эволюционной систематики составляет сложная концепция вида. Системное понятие базового вида ЭМ-системы как фундаментальной категории, определяющей генетическую природу эволюции, и являющейся основой будущей систематики электрических машин (ЭМ), обосновано в предыдущих работах [8,9]. Основная задача следующего этапа на пути построения систематики состоит в обосновании основных таксономических категорий и распределению их по рангам. В биологической систематике эта проблема относится к наиболее спорным вопросам таксономии, дискуссии по существу которой не прекра-

щаются до сих пор [3]. В данной статье впервые рассматриваются структура, генетическая основа и границы существования одной из основных таксономических категорий – рода ЭМ, которая занимает высший (после базового вида) ранг в иерархии таксонов эволюционной систематики.

ПРОБЛЕМА СИСТЕМАТИКИ

Длительное время систематика относилась исключительно к предметной области биологической науки, задачи которой определялись изучением и описанием существующего разнообразия организмов по характерным признакам их сходства. Успехи и фундаментальный характер биологической систематики способствовали тому, что ее основополагающие принципы и методы постепенно стали проникать в другие научные дисциплины. Значение современной систематики как междисциплинарной и синтетической науки осознается уже не только биологами, но и представителями других развивающихся наук.

Стремительное развитие техники и устойчивая тенденция прогрессирующего увеличения номенклатуры создаваемых технических объектов, число особей которых неуклонно приближается к числу биологических, обусловили необходимость постановки этой задачи и по отношению к развивающимся техническим системам (ТС) [5,6]. Однако попытка механического переноса принципов биологической систематики для классификации структурного разнообразия объектов технического происхождения, не привела к желаемым результатам по причине отсутствия научного обоснования сложного понятия вида ТС и наличия существенных различий в строении и функционировании представителей различных классов ТС. Попытки построения, так называемых «единых» и «общих» классификаций ТС, также не увенчались успехом из-за проблемы неизбежного увеличения размерности пространства классификационных признаков и последующего их пересечения, а также невозможности предсказания такими классификациями новых классов и разновидностей систем.

Научно обоснованная постановка задачи эволюционной систематики в области ТС впервые осуществлена применительно к классу электромеханических систем. Генетическая теория эволюции ЭМ-систем

позволила дать научное объяснение причин общности генетических механизмов наследственности и изменчивости в формо- о структурообразовании статических (электромагнитных) и динамических (электро-механических) преобразователей энергии, установив сложную системную природу категории вида ЭМ-системы, показать определяющую роль человека в процессах конкурентного отбора и функциональной адаптации объектов электромеханики, а также объяснить причины возникновения многочисленных параллелизмов, аналогий и гомологий в эволюционирующих структурных классах ЭМ [8].

Главная задача систематики заключается в обозначении и описании всех индивидуумов класса путем нахождения такой структуры систематических единиц, которая была бы устойчивой по отношению к непрерывно изменяющемуся разнообразию развивающихся видов систем, т.е., максимально приближенной к той, которая возможно существует в самой природе. Поэтому проблема систематики принадлежит к разряду сложных фундаментальных задач системного характера, решению которой должны предшествовать определенный уровень развития структурно-системных исследований и теории эволюции систем, относящихся к изучаемой предметной области. Успешное решение этой проблемы невозможно также без наличия научных кадров, имеющих фундаментальную подготовку в исследуемой предметной области, обладающих развитым системным мышлением и способных решать классификационные задачи высокого уровня сложности. С решением проблемы систематики ЭМ непосредственно связаны задачи стандартизации и технической терминологии, принципы построения объектно-ориентированных классификаций и информационных баз данных, упорядочение и рациональное построение учебных дисциплин, учебников и справочников.

Современная систематика – синтетическая научная дисциплина, объединяющая такие важные и взаимосвязанные ее разделы как классификация, таксономия и номенклатура. Задача классификации заключается в распределении индивидуумов по родственным группам на основе установления признаков родства. Таксономия – самостоятельная научная дисциплина о принципах построения и способах классификации иерархических систем (таксонов). Задача номенклатуры заключается в выработке и присвоении отличительных названий соответствующим систематическим группам. Номенклатура служит средством, позволяющим избежать путаницы и создать единую терминологическую основу при построении систематики. Поэтому окончательное принятие решений по номенклатуре развивающихся классов объектов должно происходить в соответствии с согласованными международными правилами, подобно существующей практике использования “Международного кодекса ботанической номенклатуры”, действующего в систематике растений [1].

Системно-временная сущность категории вида ЭМ-системы, обуславливает основной принцип систематики – эволюционный. Поэтому задачу построения систематики ЭМ следует рассматривать как принципиально новое научное направление исследований в фундаментальной электромеханике, синтези-

рующее теоретические положения таких же новых научных дисциплин как структурная и генетическая электромеханика, теория видообразования, методология генетического и эволюционного синтеза ЭМ-систем. Ее решение в существенной степени будет зависеть от эффективности использования современного методологического аппарата смежных дисциплин: дискретной математики и теории классификации, генетики и популяционной биологии, системологии и информатики, теории информации и кодирования.

Осознание эволюционной парадигмы и последующая задача построения систематики ЭМ, требуют также пересмотра некоторых исторически сложившихся стереотипных представлений и отказа от имеющих место ошибочных положений (системного, семантического и терминологического характера), которые встречаются в учебной и научно-технической литературе по электромеханике. Такого рода некорректности при отсутствии систематики становятся неизбежными для любой научной дисциплины. В рассматриваемой предметной области они являются логическим следствием ограниченности предмета исследования классической электромеханики, базирующейся на положениях теории обобщенной вращающейся электрической машины, которая отражает свойства лишь незначительной (хотя достаточно изученной и очень важной) части генерального сообщества структур ЭМ-систем.

КАТЕГОРИЯ РОДА

В процессе эволюции виды образуют таксономические единицы более высокого ранга. Распределение видов в структуре вышестоящих таксонов, т.е., разбиение множества видов на подмножества и научное объяснение их родства в пределах указанных подмножеств, составляет основную задачу систематики. Расположение таксонов в виде восходящего ряда соподчиненных категорий – основа классической структуры эволюционной систематики в биологии [2,3]. Этот метод относится к одному из древнейших научных приемов и своими корнями восходит к аристотелевой логике. Однако иерархическая соподчиненность рангов в концепции систематики ЭМ (табл.1), имеет свое логическое происхождение, обусловленное генетической природой строения электромагнитных и электромеханических структур и управляемых человеком процессов видообразования и функциональной адаптации ЭМ-систем.

Таблица 1

Иерархия рангов и таксономическая структура систематики ЭМ (на примере электрических машин семейства асинхронных)

Таксон	Ранг представления системы
Класс	Электромеханические преобразователи энергии (ЭМПЭ)
<i>Подкласс</i>	Индуктивные ЭМПЭ
Отряд	Электрические машины
<i>Подотряд</i>	Индукционные
Семейство	Асинхронные машины
<i>Подсемейство</i>	Например, трехфазные с твердотельной подвижной частью
Род	Например, цилиндрические
<i>Подрод</i>	Например, вращательного движения
Базовый вид	Например, цилиндрические вращающиеся ЦЛ 0.2 у
<i>Подвид</i>	Например, с короткозамкнутым ротором

Таким образом, положение таксона в иерархической структуре систематики ЭМ определяется его рангом. Ранг таксона эквивалентен его мощности, т.е., числу составляющих его видов. Чем выше ранг таксона, тем выше его мощность.

Сочетание генетической природы происхождения базовых видов и периодического закона их размещения в структуре ГК существенно упрощает установление степени их генетического родства как в пределах отдельных групп, так и периодов, а также позволяет определить естественные границы их существования. Местоположение произвольного базового вида ЭМ-системы в структуре ГК определяется двумя признаками: геометрическим классом поверхности и видом электромагнитной симметрии источника поля. Следует отметить, что подобной устойчивой разрешающей способностью до этого обладала только одна классификация – периодическая система химических элементов Д.И. Менделеева, в которой положение произвольного химического элемента определяется валентностью и его атомным весом. Наличие такой системной аналогии указывает на общность генетических принципов видообразования в развивающихся системах различной физической природы (электромеханических, биологических, химических и т.д.).

Однозначность определения генетической информации на генетическом уровне представления первичных электромагнитных структур можно рассматривать как характерное проявление принципа сохранения генетической информации вида. Это позволяет определять генофонд как известных, так и потенциально возможных видов ЭМ (еще не известных на данном этапе эволюции) и по их генетическому коду однозначно идентифицировать их наследственную информацию.

Это обстоятельство дает основание использовать общепринятую для биологической систематики структуру и ранговую соподчиненность основных систематических категорий, и сохранить традиционные наименования таксонов в пределах иерархической последовательности: *Species (Vid)* → *Genus (Pod)* → *Familia (Семейство)*, положив их в основу будущей систематики ЭМ.

Общим родовым признаком для группы базовых видов является принадлежность их первичных источников к одному геометрическому классу (периоду в расширенном варианте структуры ГК). Это условие распространяется также на виды-близнецы и виды-двойники, входящие в структуру рода. Таким образом, характерным таксономическим признаком произвольного рода ЭМ есть общность геометрической формы порождающего источника поля (цилиндрической, конической, плоской и т.д.). Геометрическому критерию в систематике ЭМ соответствует морфологический критерий в биологии, который остается основным методом систематики живых организмов. Дискретность представления геометрических классов в предметной области ГК, устанавливает одновременно и четкие межродовые границы, что гарантирует устойчивость родовых отличий в процессе образования новых видов ЭМ (табл.2).

Корректность выбора родовых таксономических признаков получила дальнейшее подтверждение при исследовании генетических принципов структурообразования ЭМ-систем [8]. Принадлежность базовых

видов к одному геометрическому классу является необходимым условием для осуществления процедур внутривидовых скрещиваний как на уровне родительских электромагнитных хромосом, так и на уровне комбинаторного скрещивания хромосом-потомков. Как известно, это свойство также является ключевым в процедурах определения видовой принадлежности индивидуумов биологического происхождения [3].

Таблица 2
Границы родов электрических машин в структуре генетической классификации первичных источников поля (первый большой период)

		Г Р П П Ы					
		0.0	0.2	2.0	2.2		
ЦЛ	Род цилиндрических					П Е Р И О Д Ы	
КН	Род конических						
ПЛ	Род плоских						
ТП	Род тороидальных плоских						
СФ	Род сферических						
ТЦ	Род тороидальных цилиндрических						



Данный родовой признак инвариантен к принципу действия, уровню сложности и функциональной принадлежности ЭМ-системы, т.е., он будет соблюдаться для произвольных видов ЭМ, входящих в структуру рода. С точки зрения генетической эволюции ЭМ-систем, способность особей родственных видов к скрещиванию является одним из основных источников популяционного разнообразия ЭМ-структур и эффективным механизмом образования синтезированных видов ЭМ с полифункциональными и гибридными свойствами.

Общая генетическая основа происхождения категорий базового вида и рода ЭМ-систем, обуславливает их инвариантность относительно принципа действия и функционального назначения ЭМ. Это фундаментальное свойство подтверждает правильность выбора основных таксонов и объясняет причины существования геометрически подобных разновидностей ЭМ-структур, принадлежащих к различным семействам или отрядам ЭМ.

На генетическом уровне в пределах произвольного рода, можно получить полную информацию о порождающих структурах базовых видов, включая как известные, так и неясные виды (отсутствующие на данном этапе эволюции). Наличие информации о генофонде родового таксона соответствует понятию «идеального рода», в отличие от реально существующих родов, количество и уровень развития видов которых будет зависеть от времени эволюции.

В качестве примера рассмотрим структуру одного из наиболее мощных родовых таксонов – рода цилиндрических ЭМ семейства асинхронных (табл. 3). “Идеальный род” цилиндрических асинхронных машин (АМ) на генетическом уровне объединяет 16 видов, в том числе 6 базовых (генетические коды выделено шрифтом) и 10 видов-близнецов, 9 из которых относятся к неясным видам, представленных источниками-изотопами.

Анализ видов цилиндрических АМ по характеру реализуемого пространственного движения (вращательного или поступательного) показывает, что их количество по этому признаку распределено поровну. Такое

соотношение видов по данному признаку не случайно, оно является результатом проявления принципа парности источников поля. Согласно этому принципу, произвольная пространственная форма источника на генетическом уровне всегда представлена парой (x и y) ориентируемых геометрически эквивалентных поверхностей [8].

Группы видов, имеющие сходство по характерному таксономическому признаку внутри одного рода, при необходимости могут быть обособлены при

помощи вспомогательного таксона *Подрод (Subgenus)*. Например, для рода цилиндрических ЭМ статусу подрода отвечают родственные группы видов по таксономическому признаку пространственного движения подвижной части машины (вращательного, поступательного или вращательно-поступательного), по топологии активной поверхности статора (цилиндрическая замкнутая или дуговая), или по другим признакам того же уровня.

Таблица 3

Структура и отличительные таксономические признаки базовых видов АМ рода цилиндрических

Генетический код вида ЭМ	Топология и геометрия источника поля	Электромагнитная симметрия. Концевые эффекты	Характер пространственного движения волны поля	Уровень эволюции вида
ЦЛ 0.0x	Двухсторонняя, замкнутая, без края. Цилиндрическая	x-y симметрия Отсутствуют	Поступательный	Неявный
ЦЛ 0.0y			Вращательный	Реально-информационный
ЦЛ 0.2y	Двухсторонняя, замкнутая, с краем. Цилиндрическая	x-симметрия у-асимметрия Поперечный		Вращательный инверсный
ЦЛ 0.2y ₁			Неявный (вид-близнец)	
ЦЛ 0.2y ₂	Двухсторонняя, замкнутая, с краем. Цилиндрическая, дуговая	Поперечный	Поступательный инверсный	Неявный (вид-близнец)
ЦЛ 0.2y ₃	Двухсторонняя, замкнутая, с краем. Цилиндрическая, концентрическая		Вращательный	Неявный (вид-близнец)
ЦЛ 2.0x	Двухсторонняя, замкнутая, с краем. Цилиндрическая	x-асимметрия; у-симметрия Продольный	Поступательный	Реально-информационный
ЦЛ 2.0x ₁	Двухсторонняя, замкнутая, с краем. Цилиндрическая, дуговая		Вращательный	Информационный (вид-близнец)
ЦЛ 2.0x ₂	Двухсторонняя, замкнутая, с краем. Цилиндрическая, концентрическая			Неявный (вид-близнец)
ЦЛ 2.0x ₃			Поступательный инверсный	Неявный (вид-близнец)
ЦЛ 2.2x	Двухсторонняя, разомкнутая, с краем. Цилиндрическая, дуговая	x-y асимметрия Продольно-поперечный	Поступательный	Реально-информационный
ЦЛ 2.2x ₁			Поступательный инверсный	Неявный (вид-близнец)
ЦЛ 2.2x ₂				Вращательный
ЦЛ 2.2y			Реально-информационный	
ЦЛ 2.2y ₁			Вращательный инверсный	Неявный (вид-близнец)
ЦЛ 2.2y ₂			Вращательный	Неявный (вид-близнец)

РОДОВЫЕ ПРИЗНАКИ И ГЕНЕТИЧЕСКИЙ КОД

Структура генетического кода произвольного базового вида ЭМ-системы кодирует наследственную генетическую информацию, позволяющую идентифицировать данный вид от остальных, включая и близкородственные виды (например, виды-близнецы). С другой стороны, генетический код однозначно определяет местоположение порождающего источника поля (родительской электромагнитной хромосомы) в структуре ГК. Буквенная составляющая генетического кода указывает на принадлежность вида к конкретному геометрическому классу источников поля, т.е., его родовую принадлежность. В соответствии с генетическим кодом определяется и название вида ЭМ. По аналогии с правилами биологической номенклатуры, название базового вида ЭМ состоит из названия рода и слова, характеризующего отличительные признаки данного вида. Например, «Цилиндрические вращающиеся» (ЦЛ 0.2y), «Плоские односторонние» (ПЛ 2.2x), «Сферические дуговые» (СФ 2.2y) и т.д. Таким образом, каждый базовый вид ЭМ обладает всеми характерными признаками своего рода, сохраняя при этом свои индивидуальные отличия (вид поля, топологические признаки, разновидность геометрической поверхности и электромагнитные свойства источника поля).

Некоторые трудности могут возникать при по-

пытке идентификации генотипа видов-близнецов, так как их генетическая информация идентична информации соответствующего базового вида. Для большинства из них отличительными признаками служат геометрическая разновидность формы и ориентируемость источника поля, которые должны определяться при помощи графических баз данных генофондов, составленных для соответствующих родов ЭМ. Отличительные признаки видов-близнецов в структуре генетического кода кодируются нижним цифровым индексом возле показателя ориентируемости источника ($x_1, x_2, \dots; y_1, y_2, \dots$).

Принадлежность рода к определенному периоду ГК обуславливает наличие внутривидовой иерархии составляющих его видов, порядок следования которых определяется соподчиненностью изменения топологических признаков и электромагнитной диссимметризацией порождающих источников поля. Это свойство, которое кодируется цифровой составляющей генетического кода, подчиняется общесистемному принципу диссимметрии-симметрии Кюри-Шубникова [8]. В структуре ГК этот принцип конкретизируется правилом соподчиненности элементов, которое устанавливает иерархию их расположения в зависимости от степени проявления и вида первичных концевых электромагнитных эффектов, начиная с симметричных

(ЦЛ 0.0x,y) и заканчивая асимметричными (ЦЛ 2.2x,y) источниками. Эта системная закономерность является следствием проявления принципа сохранения симметрии, поэтому она соблюдается для всех родов ЭМ и обнаруживается во всех структурных популяциях, входящих в них видов.

ЭВОЛЮЦИЯ РОДА

Еще одно таксономическое сходство электромеханического и биологического родов заключается в наличии единой предковой структуры, положившей начало рода. Если в биологии установление предковых форм весьма проблематично, что связано с необходимостью проведения глубоких палеонтологических исследований, то для произвольного рода соответствующего семейства ЭМ, существует своя исторически подтвержденная порождающая структура, с которой началась эволюция первого вида ЭМ. Статусу предковой структуры, например, отвечают [8]:

- двигатель Уинстона (1845 г.; базовый вид ПЛ2.2x; род плоских; семейство синхронных электромагнитных; подсемейство ЭМ с катящимся ротором);
- двигатель Г. Феррариса (1885 г.; базовый вид ЦЛ 0.2y; род цилиндрических; семейство асинхронных; подсемейство двухфазных);
- двигатель М.О. Доливо-Добровольского (1889 г.; базовый вид ЦЛ 0.2y; род цилиндрических; семейство асинхронных; подсемейство трехфазных).

Время эволюции таксономической категории зависит от ее ранга и определяется временем эволюции составляющих ее видов. Чем выше ранг таксона в иерархии системы, тем более длительное время он эволюционирует. Эта закономерность носит системный характер, поэтому она имеет место как для электромеханических, так и для биологических систем.

Категория рода на генетическом уровне объединяет конечное множество порождающих источников, количество и местоположение которых в структуре ГК определяется правилом расположения элементов в пределах произвольного периода. Вполне очевидно, что в результате технико-экономического отбора, темпы и время эволюции родственных видов ЭМ будут различными. Чем ближе функциональное родство видов, тем жестче конкуренция. Указанная закономерность в общем случае, обобщается принципом неравномерности развития видов ЭМ-систем [8]. Скорость эволюционного процесса родового таксона будет существенно зависеть от того в пределах какой эволюционной эпохи он протекает, т.е., какими проблемами и какими условиями научно-технического, экономического, экологического и социального характера он сопровождается. По мере развития производительных сил время эволюции таксона неизбежно будет сокращаться а ее темпы будут возрастать.

С течением времени эволюции T_3 , макроструктура рода постепенно пополняется новыми базовыми видами из числа неявных. Но в результате конкурентного отбора, количество реальных базовых видов всегда будет меньше потенциально возможного их числа, составляющего понятие "идеального рода".

Рассмотрим особенности эволюции родового таксона на примере рода цилиндрических ЭМ семейства асинхронных (рис.1). Процесс видообразования цилиндрических АМ, как известно, начался с момента описания Г. Феррарисом явления вращающегося

магнитного поля в явнополусной двухфазной машине, которая положила начало базовому виду ЦЛ 0.2y. В этом же году, Н. Тесла независимо от Феррариса запатентовал (английский патент № 6481) ряд конструктивных разновидностей двухфазной машины. Некоторые варианты АМ содержали хорошо известную на то время распределенную кольцевую обмотку статора [7]. Такое представление структуры АМ означало появление ее нового вида ЦЛ 0.0y.

Если геометрическими предшественниками базовых видов ЦЛ 0.2y и ЦЛ 0.0y были машины постоянного тока и структурные представители синхронных ЭМ, то появление третьего базового вида ЦЛ 2.2y непосредственно связано с эволюцией АМ. Порождающей структурой этого вида стала цилиндрическая вращающаяся машина с дуговым статором, которую П. Тромбетта предложил в 1922 г. для привода дыропробивного пресса [8]. Популяционная структура этого вида в значительной степени была сформирована конструкциями дуговых асинхронных машин, созданных по оригинальным техническим решениям П.А. Фридкина [6].

В 1937 г. Л.И. Штурман создал первый трехфазный цилиндрический асинхронный двигатель, который по всей вероятности положил начало цилиндрическим асинхронным машинам поступательного движения (ЦЛ 2.0x). Рождение очередного базового вида рода цилиндрических, связано с изобретением совмещенной АМ вращательно-поступательного движения (Г.С. Вайнберг, А. св. СССР, №73412, 1946 г.). Генетическая структура этой машины представляет один из возможных вариантов пространственной электромагнитной хромосомы из хромосомного набора четвертого поколения $2ЦЛ 0.2y \times 2ЦЛ 2.2x$. X-ориентированный источник поля этой структуры положил начало четвертому базовому виду цилиндрических асинхронных машин ЦЛ 2.2x. В соответствии с принципом парности, электрические машины, синтезированные на источниках ЦЛ 2.2y и ЦЛ 2.2x относятся к видам-двойникам. Все структурные разновидности асинхронных машин базового вида ЦЛ 2.2x имеют дуговой статор, но в отличие от своего геометрического аналога ЦЛ 2.2y, реализуют поступательное движение.

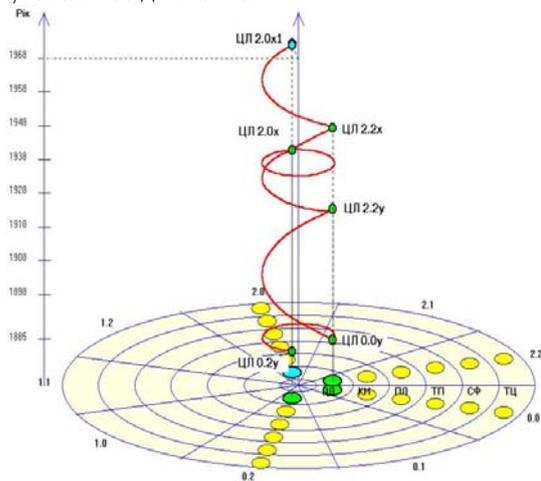


Рис.1. Модель макроэволюции рода цилиндрических электрических машин семейства асинхронных ($T_3 = 117$ лет).

На данное время эволюции (табл. 3) род цилиндрических АМ объединяет 6 видов (37,5 % генофонда), реально-информационного уровня развития (выделе-

ны на сером фоне), 5 из которых относятся к базовым и один (ЦЛ 2.0x₁) является представителем вида-близнеца. Мощность популяционной структуры известных видов неоднородна. Доминирующим видом рода является вид ЦЛ 0.2y, образовавший в процессе своей эволюции несколько крупных подвидов и разветвленную популяционную структуру вращающихся цилиндрических АМ общепромышленного и специального назначения. Среди АМ поступательного движения лидирует вид ЦЛ 2.0x. Структурные представители этого вида – линейные цилиндрические асинхронные двигатели нашли применение в системах автоматики и короткоходовых приводах возвратно-поступательного движения. Виды-близнецы, образованные на источниках-изотопах ЦЛ 2.0x и ЦЛ 2.0x₁, имеют начальную популяционную структуру.

Сравнительный анализ процесса видообразования рода цилиндрических АМ свидетельствует о том, что наиболее активная его фаза фактически завершена, так как оставшиеся неявные виды представлены в основном источниками-изотопами, которые в большинстве случаев будут уступать при отборе своим более сильным конкурентам - базовым видам. Вместе с тем, анализ модели макроэволюции (рис.1) дает основание предположить, что дальнейшее продолжение процесса видообразования рода будет связано прежде всего, с появлением структурных представителей, относящихся к трем неявным видам-близнецам, представленных в структуре «идеального рода» источниками-изотопами ЦЛ 0.2y₁, ЦЛ 0.2y₂ и ЦЛ 2.0x₂. Генофонд этих будущих видов потенциально содержит ряд перспективных структурных разновидностей АМ.

Одним из продуктивных направлений в структурообразовании рода цилиндрических служат процессы гибридизации структур ЭМ, которые с точки зрения генетической концепции, необходимо рассматривать как результат внутривидовых комбинаторных скрещиваний (одним из классов гибридных ЭМ, являющихся например, двухступенные машины). На данном этапе эволюция рода цилиндрических АМ продолжается по двум направлениям: в направлении усовершенствования особей и расширения популяций известных видов (микроэволюционные процессы) и в направлении образования синтезированных видов цилиндрических ЭМ с гибридными свойствами (процессы макроэволюции). Темпы инновационных процессов по первому направлению являются преобладающими.

Таким образом, генетический и эволюционный анализ родового таксона позволяет извлечь системную информацию касающуюся не только технического и эволюционного уровней развития известных видов ЭМ, но и осуществить прогноз возможных направлений дальнейшего развития структурного разнообразия рода. Возможность реализации предсказательной функции на основе анализа эволюции основных таксонов является отличительным и фундаментальным свойством систематики ЭМ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты данного исследования позволяют обобщить характерные свойства таксономической категории рода в таксономической структуре эволюционной систематики электрических машин следующими положениями:

- род ЭМ представляет собой основную таксономическую категорию, объединяющую генетически родственные группы видов электрических машин по признаку общности пространственной формы порождающих источников поля;

- в иерархической структуре рангов род выполняет роль естественного высшестоящего таксона по отношению к элементарному таксону систематики - базовому виду ЭМ-системы;

- категории рода и базового вида инвариантны к принципу действия, уровню сложности и функциональной принадлежности ЭМ, что обеспечивает устойчивость родового таксона во времени;

- границы и мощность генофонда “идеальных родов” ЭМ на генетическом уровне, строго определяются границами и мощностью элементной базы соответствующих периодов в структуре ГК;

- определение родовой принадлежности ЭМ осуществляется путем идентификации генетического кода (его буквенной составляющей) порождающего источника поля;

- результаты анализа процессов макро- и микроэволюции родового таксона позволяют получить необходимую информацию для прогноза возможных направлений структурообразования и направленного синтеза принципиально новых видов и разновидностей ЭМ.

Конечная цель систематики как науки состоит в описании разнообразия живой природы и создаваемых человеком видов технических систем через построение логической системы классификаций, отражающей их естественную эволюцию. Ни одна научная дисциплина не может дать столь обширных и упорядоченных знаний о развивающихся системах, как систематика. Электромеханика стала первой из технических дисциплин, где создана научная основа для построения эволюционной систематики расширяющегося разнообразия классов ЭМ. Поэтому дальнейшее развитие теории эволюции и построение систематики электрических машин необходимо рассматривать как одно из актуальных направлений электромеханической фундаментальной науки.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Джеффри Ч. Биологическая номенклатура. – М.: Мир, 1980. – 120 с.
- [2] Заренков Н.А. Лекции по теории систематики. – М.: Изд. Моск. университет., 1976. – 140 с.
- [3] Майр Э. Принципы зоологической систематики. – М.: Мир, 1971. – 454 с.
- [4] Половинкин А.И. Законы строения и развития техники. – Волгоград, 1985. – 202 с.
- [5] Федотов А.Г. Системный подход к построению естественной классификации технических изделий. – В кн.: Системные исследования, 1991. - М.: Наука, 1991. – С. 307 – 325.
- [6] Фридкин П.А. Безредукторный дугостаторный электропривод. – Л.: Энергия, 1970. – 140 с.
- [7] Шенфер К.И. Асинхронные машины. – М.-Л.: Госиздат, 1929. – 460 с.
- [8] Шинкаренко В.Ф. Основи теорії еволюції електромеханічних систем. – К.: Наук. думка, 2002. – 288 с.
- [9] Шинкаренко В.Ф. Принципы построения эволюционной систематики структур электромеханических систем // Техн. электродинамика. - 2000. - № 2. - С. 45 – 49.

Поступила 20.02.03

ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКАЯ СТОЙКОСТЬ ИЗОЛИРОВАННЫХ ПРОВОДОВ И КАБЕЛЕЙ К ВОЗДЕЙСТВИЮ БОЛЬШИХ ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ МОЛНИИ

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. (0572) 40-08-41, Факс (0572) 40-01-33, E-mail: nipkimolniya@kpi.kharkov.ua

Приведено результати досліджень з перевірки при прямому ударі блискавки (ПУБ) електротермічної стійкості ізолюваних проводів і кабелів, що знаходяться під дією першої компоненти імпульсного струму блискавки з часовими параметрами 2/50 мкс. Визначено мінімально допустимі та критичні перерізи мідних та алюмінієвих жил (екранів) проводів (кабелів) з полівінілхлоридною, резиновою та поліетиленовою ізоляцією з умов їх електротермічної стійкості і електричного вибуху при ПУБ в залежності від амплитуди імпульсного струму блискавки 2/50 мкс. Отримано середні по перерізу жил (екранів) досліджуваних проводів (кабелів) чисельні значення гранично допустимої та критичної щільностей імпульсного струму блискавки 2/50 мкс.

Приведены результаты исследований по проверке при прямом ударе молнии (ПУМ) электротермической стойкости изолированных проводов и кабелей, испытывающих воздействие первой компоненты импульсного тока молнии с временными параметрами 2/50 мкс. Определены минимально допустимые и критические сечения для алюминиевых и медных жил (экранов) проводов (кабелей) с поливинилхлоридной, резиновой и полиэтиленовой изоляцией по условиям их электротермической стойкости и электрического взрыва при ПУМ в зависимости от амплитуды импульсного тока молнии 2/50 мкс. Получены усредненные по сечению жил (экранов) исследуемых проводов (кабелей) численные значения предельно допустимой и критической плотностей импульсного тока молнии 2/50 мкс.

ВВЕДЕНИЕ

При прямом ударе молнии (ПУМ) в технические объекты, размещенные в околоземной атмосфере, на земле или под землей, в последних возникает комплекс сложных электромагнитных, электротермических и электромеханических процессов, приводящих, как правило, к дестабилизации (сбою) в работе их основных устройств и систем жизнеобеспечения или к необратимым явлениям, вызывающим выход из строя объектов в целом с катастрофическими последствиями. Это прежде всего относится к летательным аппаратам (ЛА) и силовым электроэнергетическим объектам (ЭЭО) [1,2,5,7,18]. Для ЛА и ЭЭО и поныне актуальной остается проблема повышения степени их молниезащиты, для решения которой необходима как разработка и создание усовершенствованных защитных устройств от ПУМ, так и уточненной нормативно-технической документации, направленных в комплексе на обеспечение безопасности полетов ЛА, работы ЭЭО и обслуживающего персонала, предохранение объектов авиационно-космической техники и электроэнергетики от возможных возгораний, взрывов и разрушений, сопровождающих обычно ПУМ. При этом одной из важных задач, решаемой в рамках указанной проблемы, является проверка проводов, кабелей и шин ответственных электрических цепей радио- и электротехнического оборудования защищаемых от ПУМ объектов на электротермическую стойкость к воздействию больших импульсных токов (БИТ) молнии, характеризующихся амплитудами в десятки и сотни килоампер и длительностями в десятки (сотни) микросекунд [4,7,17,18]. Как известно, под электротермической стойкостью изолированных проводов и кабелей при ПУМ понимается способность последних противостоять действию температуры нагрева их проводниковых и изоляционных материалов, вызванной воздействием на них импульсного тока

молнии, без нарушения работоспособного состояния кабельно-проводниковой продукции в целом [3,4]. Заметим, что аналогичную задачу требуется решать при лабораторных и натурных испытаниях ЛА и ЭЭО на молниестойкость с помощью высоковольтных электрофизических установок (ВЭФУ), моделирующих прямые эффекты молнии [5,7,8], в случае когда генераторы импульсных напряжений и токов ВЭФУ с емкостными накопителями энергии (ЕНЭ) подключаются к испытываемым объектам изолированными проводами или кабелями. Знание электротермической стойкости проводов (кабелей) к импульсным высокоинтенсивным воздействиям при ПУМ позволяет на стадии разработки ЛА или ЭЭО правильно выбирать кабельно-проводниковую продукцию, устанавливаемую в опасные электрические цепи защищаемых объектов и повышать надежность их функционирования в условиях электрически активной земной атмосферы.

Известные расчетные методики, приведенные в [8,10,12], для проверки на электротермическую стойкость электрических аппаратов и проводников к аварийным токам короткого замыкания (КЗ) промышленной частоты 50 Гц и токам молнии позволяют выполнять только грубую оценку рассматриваемой стойкости проводов (кабелей) к ПУМ, при которой их импульсный нагрев оказывается существенно заниженным и не отражающим реального теплового состояния проводника и его изоляции при ПУМ [4].

Целью данной статьи является разработка уточненной инженерной методики для оценки при ПУМ электротермической стойкости и выбора минимально допустимых и критических сечений одно- и многожильных проводов (кабелей) с медными и алюминиевыми жилами (экранами) и поливинилхлоридной (ПВХ), резинового (Р) и полиэтиленовой (ПЭ) изоляцией, испытывающих воздействие импульсного тока молнии.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И ПРИНЯТЫЕ ДОПУЩЕНИЯ

Рассмотрим прямолинейный провод (кабель) с твердой изоляцией, по круглой немагнитной металлической жиле (экрану) которого в продольном направлении протекает импульсный ток молнии $i_L(t)$, приближенно описываемый во времени t следующим выражением:

$$i_L(t) = \beta_L I_m \sum_{k=1}^2 (-1)^{k+1} \cdot \exp(-\alpha_k t), \quad (1)$$

где I_m - амплитуда первой компоненты импульса тока молнии; α_k - коэффициенты формы первой компоненты импульса тока молнии ($\alpha_1 \approx 0,76/\tau_p$; $\alpha_2 \approx 2,37/\tau_f$); τ_f , τ_p - соответственно длительность фронта и длительность первой компоненты импульса тока молнии, определяемые между уровнями 0,1-0,9 и на уровне 0,5 от его амплитуды;

$\beta_L = \left[(\alpha_1/\alpha_2)^{\alpha_1/(\alpha_2-\alpha_1)} - (\alpha_1/\alpha_2)^{\alpha_2/(\alpha_2-\alpha_1)} \right]^{-1}$ - нормирующий коэффициент.

Следует отметить, что согласно результатам наземных натурных испытаний ЛА на молниестойкость [5] в соединительных электрических цепях их бортового оборудования наводимые импульсы напряжения (тока) имеют сложную форму, в которой можно выделить три основные составляющие: повторяющую по форме первую компоненту воздействующего на металлическую обшивку ЛА импульса тока молнии вида (1), ее производную и высокочастотную. Кроме того, результаты расчетов наведенных импульсных напряжений и токов в экранированных коаксиальных кабелях связи при ПУМ в их металлический экран, выполненные с учетом влияния нестационарного поверхностного эффекта в экране, свидетельствуют о том, что протекающие в этом случае по жиле и экрану, нагруженных на обоих концах кабеля на свое волновое сопротивление, импульсные токи практически повторяют аperiодическую форму тока молнии [17]. В связи с этим использование в дальнейших расчетах исходного выражения (1) представляется достаточно обоснованным и более того необходимым на этапе разработки практических рекомендаций по экспертной оценке при ПУМ электротермической стойкости и дальнейшему выбору на стадии проектирования ЛА и ЭЭО сечений изолированных проводов (кабелей), предназначенных для работы в их ответственных сетях и схемах испытаний ЛА и ЭЭО на молниестойкость. Заметим, что в настоящее время в странах СНГ при имитации в лабораторных условиях ПУМ и проведении испытаний радио- и электротехнического оборудования ЛА и ЭЭО на молниестойкость первая компонента импульсного тока молнии характеризуется следующими нормированными амплитудно-временными параметрами (АВП) [7,8]: $I_m = 200 \text{кА}$; $\tau_f/\tau_p = 2/50 \text{мкс}$; $\alpha_1 = 1,529 \cdot 10^4 \text{с}^{-1}$; $\alpha_2 = 1,188 \cdot 10^6 \text{с}^{-1}$; $\beta_L = 1,072$.

Примем, что для удельной электропроводности γ_i материала жилы ($i=1$) или экрана ($i=2$) провода (кабеля) справедлива следующая аналитическая зависимость [6]:

$$\gamma_i = \gamma_{0i} / (1 + \theta_i^*), \quad (2)$$

где γ_{0i} - удельная электропроводность материала жилы (экрана) провода (кабеля) до воздействия на него ПУМ при температуре окружающей среды θ_0 , равной $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$ (для алюминия $\gamma_{0i} = 3,61 \cdot 10^7 \text{См/м}$;

для меди $\gamma_{0i} = 5,81 \cdot 10^7 \text{См/м}$ [6]); $\theta_i^* = \theta_i / \theta_{bi}$;

$\theta_i = \theta_{ii} - \theta_0$ - превышение температуры материала жилы (экрана) провода (кабеля); θ_{ii} - температура материала жилы (экрана) провода (кабеля) после воздействия на него ПУМ; $\theta_{bi} = 1/C_{0i} \cdot \beta_{0i}$ - базисное превышение температуры материала жилы (экрана) провода (кабеля) (для алюминия $\theta_{bi} = 172,4^\circ\text{C}$; для меди $\theta_{bi} = 194,2^\circ\text{C}$ [6]); $C_{0i} = d \cdot \overline{C_{0i}}$ - удельная теплоемкость, отнесенная к единице объема материала жилы (экрана) провода (кабеля) (для алюминия $C_{0i} = 2,7 \cdot 10^6 \text{Дж/м}^3 \cdot ^\circ\text{C}$; для меди $C_{0i} = 3,92 \cdot 10^6 \text{Дж/м}^3 \cdot ^\circ\text{C}$ [6]); d - плотность материала жилы (экрана) провода (кабеля); $\overline{C_{0i}}$ - удельная теплоемкость, отнесенная к единице массы материала жилы (экрана) провода (кабеля); $\beta_{0i} = \alpha_{0i} / C_{0i}$ - тепловой коэффициент удельной электропроводности материала жилы (экрана) провода (кабеля) (для алюминия $\beta_{0i} = 2,14 \cdot 10^{-9} \text{м}^3/\text{Дж}$; для меди $\beta_{0i} = 1,31 \cdot 10^{-9} \text{м}^3/\text{Дж}$ [6]); α_{0i} - температурный коэффициент удельной электропроводности материала жилы (экрана) провода (кабеля).

Отметим, что согласно экспериментальным данным в интервале от 0°C до температуры плавления θ_{im} материала жилы (экрана) провода (кабеля) соотношение (2) аппроксимирует температурную зависимость удельной электропроводности γ_i для алюминия и меди с погрешностью не более 5% [6]. Учитывая практически адиабатический характер протекающих при ПУМ в материале жилы (экрана) провода (кабеля) ЛА и ЭЭО электротермических процессов, влиянием теплоотдачи с поверхностей жилы (экрана) и их твердой изоляции и теплопроводности их проводниковых и изоляционных материалов на импульсный нагрев исследуемых проводов (кабелей) пренебрегаем [3,4].

КРИТЕРИЙ ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКОЙ СТОЙКОСТИ ПРИ ПУМ ИЗОЛИРОВАННЫХ ПРОВОДОВ И КАБЕЛЕЙ

Считаем, что при ПУМ электротермическая стойкость рассматриваемых проводов (кабелей) лимитируется их предельно допустимым кратковременным превышением температуры θ_{ik} , зависящим от степени снижения механической прочности материала жилы (экрана) и тепловых условий работы изоляции проводов (кабелей) при импульсном кратковременном нагреве последних током молнии. Принимая, что значение θ_{ik} соответствует известной предельно

допустимой кратковременной температуре θ_{ikd} изолированных проводов (кабелей) при их кратковременном нагреве током КЗ промышленной частоты 50 Гц [12] в безразмерном виде получаем:

$$\theta_{ik}^* = \theta_{ikd}^* - \theta_0^*, \quad (3)$$

где $\theta_{ik}^* = \theta_{ik} / \theta_{bi}$; $\theta_{ikd}^* = \theta_{ikd} / \theta_{bi}$; $\theta_0^* = \theta_0 / \theta_{bi}$.

Согласно [12] значение предельно допустимой кратковременной температуры θ_{ikd} для изолированных проводов (кабелей) с медными и алюминиевыми жилами (экранами) и ПВХ и Р изоляцией, широко используемых в низко- и высоковольтных бортовых электрических цепях (БЭЦ) ЛА и силовых электрических цепях (СЭЦ) ЭЭО [1,11], составляет величину $\theta_{ikd} = 150^\circ\text{C}$.

Тогда из (3) при $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$ следует, что для указанных выше проводов (кабелей) с медными жилами $\theta_{ik}^* = 0,67$,

а с алюминиевыми – $\theta_{ik}^* = 0,75$. Для изолированных проводов (кабелей) с медными и алюминиевыми жилами (экранами) и ПЭ изоляцией ($\theta_{ikd} = 120^\circ\text{C}$), широко применяемых в силовых разрядных цепях (СРЦ) ВЭФУ, приемно-передающих трактах антенно-фидерных устройств ЛА, кабельных линиях электропередачи (КЛЭП) и связи (КЛС) ЭЭО [8,11], нормированные значения предельно допустимых кратковременных превышений температуры θ_{ik}^* при $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$ составляют соответственно $\theta_{ik}^* = 0,51$ и $0,58$.

В качестве критерия, определяющего электротермическую стойкость изолированных проводов (кабелей) ЛА и ЭЭО к воздействию ПУМ, выбираем следующее условие:

$$\theta_i^* \leq \theta_{ik}^*. \quad (4)$$

Из (4) следует, что при известных значениях θ_{ik}^* проверка изолированных проводов (кабелей) на электротермическую стойкость к воздействию БИТ молнии сводится к расчету безразмерного превышения температуры θ_i^* материала их жил (экранов) за время действия ПУМ.

В [4] было показано, что при ПУМ задача о нахождении решения линейного неоднородного дифференциального уравнения для нормированного превышения температуры θ_i^* в материале круглого сплошного (трубчатого) металлического провода с переменной удельной электропроводимостью $\gamma_i(\theta_i)$ при начальном условии вида $\theta_i^*(0) = 0$ представляет собой задачу Коши, решение которой применительно к рассматриваемой расчетной электротепловой модели может быть записано в следующем виде:

$$\theta_i^* = \exp\left(\frac{2J_{ci}}{\mu_0\gamma_{0i}h_{ci}^2}\right) - 1, \quad (5)$$

где $J_{ci} = \int_0^{\tau_p} \delta_{zi}^2(r,t) dt$ – интеграл тока при ПУМ для жилы (экрана) изолированного провода (кабеля);

$\delta_{zi}(r,t)$ – плотность аксиального тока молнии в жиле (экране) провода (кабеля); r – текущий радиус жилы (экрана) провода (кабеля); $h_{ci} = (2/\mu_0\beta_{0i})^{0,5}$ – характеристическая напряженность импульсного азимутального магнитного поля тока молнии (для алюминия $h_{ci} = 2,467 \cdot 10^7 \text{ А/м}$; для меди $h_{ci} = 3,422 \cdot 10^7 \text{ А/м}$ [6]); $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$ – магнитная постоянная.

Для сравнения с вышеуказанным решением (5) приведем решение одномерного теплового уравнения (6) из [4] при постоянной удельной электропроводимости $\gamma_i = \gamma_{0i}$ материала жилы (экрана) изолированного провода (кабеля), испытывающего воздействие ПУМ:

$$\theta_i^* = \frac{2J_{ci}}{\mu_0\gamma_{0i}h_{ci}^2}. \quad (6)$$

На рис.1 приведены нормированные зависимости превышения поверхностной температуры θ_i^* для изолированных проводов (кабелей) с медными (кривые 2,4) и алюминиевыми (кривые 1,3) сплошными жилами (экранами) от интеграла тока молнии J_{ci} , рассчитанные соответственно по формулам (5) и (6). Пунктирными прямыми 5 и 6 на рис.1 изображены безразмерные значения предельно допустимых кратковременных превышений поверхностной температуры $\theta_i^* = \theta_{ik}^*$ для медных жил (экранов) проводов и кабелей с ПВХ, Р и ПЭ изоляцией соответственно, а пунктирными прямыми 7 и 8 – безразмерные температуры плавления $\theta_{im}^* = (\theta_{im} - \theta_0) / \theta_{bi}$ для алюминия ($\theta_{im} = 658^\circ\text{C}$) и меди ($\theta_{im} = 1083^\circ\text{C}$) соответственно [6].

Из принятой зависимости (2) для γ_i от θ_i^* следует, что при достижении точки плавления для алюминиевой жилы (экрана) провода или кабеля будет выполняться равенство $\gamma_{0i} / \gamma_i = 4,7$, а для медной – $\gamma_{0i} / \gamma_i = 6,47$. Пунктирные прямые 9 и 10 на рис.1 отражают предельные значения интеграла тока $J_{ci} = J_{si}$, при которых начинаются фазовые переходы в материалах жилы (экрана) провода (кабеля). Отметим, что для алюминия $J_{si} = 0,32 \cdot 10^{17} \text{ А}^2 \cdot \text{с} \cdot \text{м}^{-4}$, а для меди $J_{si} = 0,89 \cdot 10^{17} \text{ А}^2 \cdot \text{с} \cdot \text{м}^{-4}$ [6].

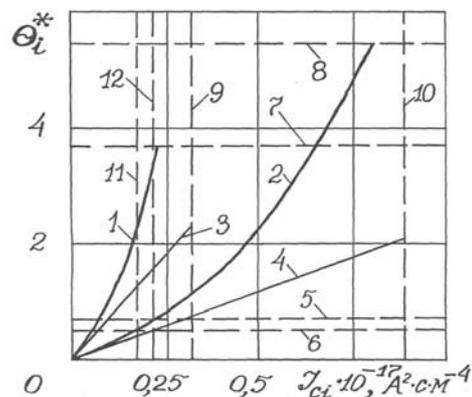


Рис.1

Из кривых 1-4 на рис.1 видно, что расчеты импульсного нагрева при ПУМ жил (экранов) изолиро-

ванных проводов и кабелей по формуле (6), фактически используемой в известных работах [8,10] по молниестойкости и не учитывающей влияние безразмерного превышения температуры θ_i^* на значения удельной электропроводимости γ_i их материала, могут приводить к значительным погрешностям (десяткам и сотням процентов) при определении θ_i^* .

Для интеграла тока J_{ci} электротермически стойких к ПУМ изолированных проводов и кабелей должно выполняться следующее условие:

$$J_{ci} \leq J_{cik}, \quad (7)$$

где J_{cik} – интеграл тока при ПУМ для жилы (экрана) провода (кабеля), безразмерное превышение поверхностной температуры материала которых равно $\theta_i^* = \theta_{ik}^*$.

Из (5) следует, что для изолированных проводов и кабелей с ПВХ и Р изоляцией и сплошных медных жил (экранов) $J_{cik} = 2,19 \cdot 10^{16} \text{A}^2 \cdot \text{с} \cdot \text{м}^{-4}$, а для алюминиевых – $J_{cik} = 0,77 \cdot 10^{16} \text{A}^2 \cdot \text{с} \cdot \text{м}^{-4}$. Для изолированных проводов и кабелей с ПЭ изоляцией и сплошными медными жилами (экранами) $J_{cik} = 1,76 \cdot 10^{16} \text{A}^2 \cdot \text{с} \cdot \text{м}^{-4}$, а с алюминиевыми – $J_{cik} = 0,63 \cdot 10^{16} \text{A}^2 \cdot \text{с} \cdot \text{м}^{-4}$. Пунктирные прямые 11 и 12 на рис.1 как раз и соответствуют рассматриваемым значениям интеграла тока J_{cik} для исследуемых проводов и кабелей с ПЭ, ПВХ и Р изоляцией и сплошными медными жилами (экранами).

Из кривых на рис.1 видно, что для того, чтобы при ПУМ материал жилы (экрана) изолированного провода или кабеля оставался в твердом состоянии необходимо выполнение следующего условия:

$$J_{ci} \leq J_{si}. \quad (8)$$

Такой подход позволил в свое время автору выполнить расчетные оценки при ПУМ предельно допустимых «сверху» кратковременных токовых нагрузок для круглых неизолированных алюминиевых и медных проводов [19], которые могут быть использованы для выбора токоведущих частей силовых цепей моделирующих молнию ВЭФУ с крайне ограниченным сроком службы.

Выполним приближенную оценку превышения поверхностной температуры θ_{ip}^* для расщепленной жилы одно- и многожильных изолированных проводов (кабелей) с учетом данных расчета по формуле (5) превышения поверхностной температуры θ_i^* для круглой сплошной жилы провода (кабеля) эквивалентного поперечного сечения S_y . Рассмотрим случай резкого скин-эффекта, когда круглая жила одно- и многожильных изолированных проводов (кабелей) выполнена с высоким коэффициентом заполнения металлом поперечного сечения, а глубина проникновения Δ_i магнитного поля тока молнии в материал жилы существенно меньше ее поперечных размеров, т.е. $b/\Delta_i = b(\pi f_k \mu_0 \gamma_{oi})^{0,5} \gg 1$, где $f_k \approx 0,4/\tau_f$ [4,6] – граничная частота в спектре импульса тока молнии

(при длительности фронта импульса тока $\tau_f = 2 \text{мкс}$ значение частоты равно $f_k = 200 \text{кГц}$, а глубина проникновения поля в медь составляет величину $\Delta_i = 0,147 \text{мм}$); b – радиус жилы провода (кабеля).

Тогда в соответствии с формулой (4.38) из [6] отношение безразмерных превышений поверхностных температур для сплошной и расщепленной немагнитных жил круглого поперечного сечения из идентичного материала одно- и многожильных изолированных проводов (кабелей) ЛА или ЭЭО с импульсным током молнии в адиабатическом приближении может быть записано в виде:

$$\frac{\theta_i^*}{\theta_{ip}^*} = \frac{H_{si}^2(t)}{H_{sip}^2(t)}, \quad (9)$$

где $H_{si}(t)$, $H_{sip}(t)$ – напряженности азимутального импульсного магнитного поля тока молнии соответственно на наружной поверхности сплошной и расщепленной на отдельные проволоки жилы провода (кабеля).

Учитывая (9) и эквивалентность импульсных токовых нагрузок при ПУМ для сплошной и расщепленной жил, для нормированного превышения поверхностной температуры расщепленной жилы одно- и многожильных изолированных проводов (кабелей) окончательно находим:

$$\theta_{ip}^* = \theta_i^* \cdot \frac{nd_p^2}{D_p^2}, \quad (10)$$

где n , d_p – соответственно число и диаметр проволок в расщепленной жиле; D_p – наружный диаметр расщепленной жилы; θ_i^* – превышение поверхностной температуры для круглой сплошной жилы эквивалентного поперечного сечения $S_y = n S_n$, определенное по формуле (5); $S_n = \pi d_p^2 / 4$ – поперечное сечение проволоки в расщепленной жиле.

Расчеты θ_{ip}^* по формуле (10) для расщепленной медной жилы, например, радиочастотного кабеля РК 50-9-11, с использованием параметров ее расщепления, приведенных в [11], свидетельствуют о том, что поверхностная температура расщепленной жилы рассматриваемого кабеля будет примерно на 23% меньше, чем поверхностная температура для его сплошной круглой жилы эквивалентного сечения S_y .

Для проверки достоверности полученных результатов расчета импульсного нагрева материала жилы (экрана) изолированного провода (кабеля) сравним значения безразмерного превышения поверхностной температуры θ_i^* для сплошной круглой жилы изолированного провода (кабеля), рассчитанные по предлагаемой методике и с помощью известной формулы (10.85) из [9]. Известная аналитическая зависимость для приближенного расчета в установившемся режиме превышения поверхностной температуры скин-слоя массивного круглого соленоида (сплошно-витка) за первый полупериод разрядного тока ЕНЭ

ВЭФУ в принятых нами обозначениях применительно к круглой сплошной жиле провода (кабеля) с аperiодическим импульсом тока молнии амплитудой I_m имеет вид:

$$\theta_i^* = \frac{I_m^2}{4\pi b^2 h_{ci}^2} \quad (11)$$

Заметим, что область применения формулы (11) ограничена таким нагревом, когда изменение удельной электропроводности γ_i материала проводника из-за его нагрева токовым импульсом невелико [9]. Выполняя эти ограничения, для сплошной медной жилы $\varnothing 5\text{мм}$ радиочастотного кабеля РК 75-33-17 [11] при $I_m = 100$ и 200кА по известной формуле (11) получаем, что превышения поверхностной температуры жилы при рассматриваемых токовых воздействиях будут соответственно равны $\theta_i^* = 0,108$ ($21,1^\circ\text{C}$) и $0,434$ ($84,4^\circ\text{C}$). Расчеты по предложенной формуле (5) для данного случая показывают, что превышения поверхностной температуры жилы принимают соответственно значения равные $\theta_i^* = 0,095$ ($18,6^\circ\text{C}$) и $0,308$ (60°C). Расхождения примерно равные 11 и 28% между сопоставляемыми значениями превышения поверхностной температуры θ_i^* в исследуемой жиле могут быть объяснены принятыми в [9] допущениями (ограничениями) и приближенным характером формулы (11), при которых не учитывается процесс перехода части тока с приповерхностных более нагретых слоев жилы в ее более глубокие и менее нагретые слои. Данный процесс перераспределения импульсного тока будет приводить к определенному снижению поверхностной температуры жилы и соответственно к уменьшению указанных расхождений.

Из (4)–(6), (10) и представленных на рис.1 зависимостей видно, что расчетная оценка электротермической стойкости изолированных проводов (кабелей) ЛА и ЭЭО к воздействию БИТ молнии в итоге сводится к определению значений интеграла тока J_{ci} для их проводящих жил (экранов) с заданными геометрическими и электрофизическими характеристиками.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНТЕГРАЛА ТОКА ПРИ ПРЯМОМ УДАРЕ МОЛНИИ И ПРЕДЕЛЬНО ДОПУСТИМЫХ КРАТКОВРЕМЕННЫХ ТОКОВЫХ НАГРУЗОК ДЛЯ ИЗОЛИРОВАННЫХ ПРОВОДОВ И КАБЕЛЕЙ

На рис.2 приведены зависимости интеграла тока J_{ci} для экранированного провода низкого напряжения БПВЛЭ с медной жилой $\varnothing 7,35\text{мм}$ (кривая 1) и медным экраном (кривая 4) и ПВХ изоляцией, используемого в БЭЦ авиационной техники [11], от значений амплитуды I_m импульса тока молнии $2/50$ мкс. Там же представлены значения интеграла тока J_{ci} для радиочастотных кабелей типа РК со сплошной ПЭ изоляцией и медными жилами (экранами) [11], применяемых в СРЦ ВЭФУ, БЭЦ ЛА и КЛС ЭЭО: РК 75-33-17 (для жилы, кривая 2), РК 50-13-15 (для жилы, кривая 3). РК 50-9-11 (для экрана, кривая 5) и РК 75-

13-17 (для жилы, кривая 6). Расчеты интеграла тока J_{ci} для указанных кабелей и провода БПВЛЭ были выполнены по формулам (5) и (10) применительно к поверхностям скин-слоев их жил (экранов) с учетом результатов численного решения нестационарной нелинейной электротепловой задачи для немагнитного сплошного (трубчатого) провода, испытывающего воздействие ПУМ с токовым импульсом $2/50$ мкс [3]. Пунктирные прямые 7 и 8 на рис.2 соответствуют значениям интеграла тока J_{cik} для проводов (кабелей) с медными жилами (экранами) и ПЭ (кривая 7), ПВХ и Р (кривая 8) изоляцией. Пунктирная прямая 9 отражает предельное значение интеграла тока J_{si} для медных жил (экранов). Позициями I, II, III на рис.2 и 3 обозначены соответственно жила, экран и изоляция провода (кабеля).

Приведенные на рис.2 зависимости позволяют при известных значениях амплитуды I_m воздействующего импульса тока молнии определить расчетные значения интеграла тока J_{ci} для рассматриваемых кабелей РК и провода БПВЛЭ. Далее зная J_{ci} , по кривой 2 на рис.1, формулам (5) и (10) находим при ПУМ безразмерные превышения поверхностной температуры θ_i^* и θ_{ip}^* для сплошной или расщепленной жилы (экрана) провода (кабеля) и для проверки их на электротермическую стойкость сопоставляем согласно (4) полученные значения θ_i^* и θ_{ip}^* с заданным безразмерным предельно допустимым кратковременным превышением температуры θ_{ik}^* .

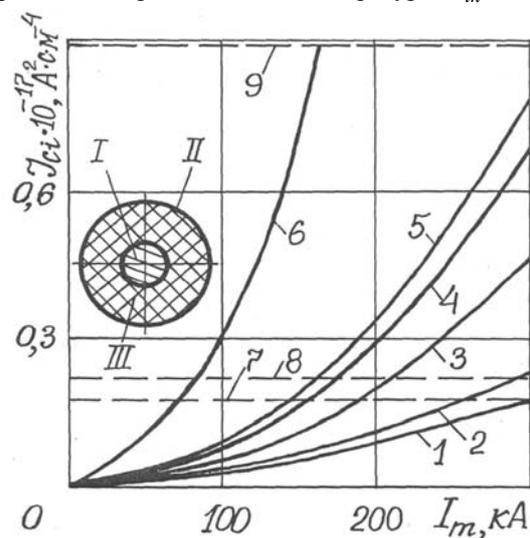


Рис.2

Кривые 1-8 на рис.2 позволяют также выполнить расчетные оценки при ПУМ предельно допустимых «снизу» кратковременных токовых нагрузок I_{mk} для исследуемых кабелей РК и провода БПВЛЭ с медными жилами (экранами). При этом токовые нагрузки I_{mk} соответствуют на рис.2 точкам пересечения сплошных кривых 1-6 и пунктирных прямых 7, 8. Так, согласно кривой 4 на рис.2 для медного экрана прово-

да БПВЛЭ с внешним Ø11,2мм [11] при ПУМ предельно допустимой «снизу» кратковременной токовой нагрузкой I_{mk} является грозовой импульс тока 2/50 мкс амплитудой равной $I_m = I_{mk} = 174$ кА. Максимальное значение плотности тока молнии δ_{z2} при этом вблизи внутренней поверхности экрана провода БПВЛЭ составляет величину $0,35 \cdot 10^{11}$ А/м². Для сплошной медной жилы Ø2мм кабеля РК 75-13-17 [11] (кривая 6 на рис.2) при ПУМ рассматриваемая токовая нагрузка равна $I_{mk} = 71$ кА. В этом случае вблизи наружной поверхности медной жилы амплитуда плотности тока молнии δ_{z1} достигает значения около $0,58 \cdot 10^{11}$ А/м², что соответствует скорости ввода плотности тепловой энергии в медную жилу примерно равной $0,69 \cdot 10^{14}$ Дж/м³·с.

Для сравнения полученных численных данных относительно плотности тока молнии δ_{zi} с известными отметим, что в изолированных проводах и кабелях при их продолжительной работе в электрических цепях ЭЭО плотность тока промышленной частоты 50Гц составляет до 10^7 А/м², для сетевого плавкого предохранителя в режиме плавления и медного провода при КЗ в промсети для кратковременного режима работы – до 10^9 А/м², а для электрически взрываемого синусоидальным затухающим током в разрядной цепи ВЭФУ с ЕНЭ медного провода – до 10^{11} А/м² [14-16, 20].

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МИНИМАЛЬНО ДОПУСТИМОГО И КРИТИЧЕСКОГО СЕЧЕНИЙ ДЛЯ ИЗОЛИРОВАННЫХ ПРОВОДОВ И КАБЕЛЕЙ ПРИ ПУМ

Примем, что до воздействия ПУМ изолированные провода (кабели) были электрически полностью загружены и максимальная температура их жил (экранов) была равна длительно допустимой температуре θ_{id} . Известно, что для рассматриваемых проводов и кабелей ЛА и ЭЭО с ПВХ, Р и ПЭ изоляцией $\theta_{id} = 65^\circ\text{C}$ [12]. Считая, что при воздействии первой компоненты импульса тока молнии $i_L(t)$ жила (экран) провода (кабеля) нагревается до предельно допустимой кратковременной температуры θ_{ikd} для минимально допустимого поперечного сечения S_{im} жилы (экрана) изолированных проводов (кабелей) по условиям их электротермической стойкости к воздействию БИТ молнии получаем:

$$S_{im} = \frac{J_d^{0,5}}{C_{im}}, \quad (12)$$

где $J_d = \int_0^{\tau_{p1}} i_L^2(t) dt$ – интеграл действия импульсного тока молнии; $C_{im} = (J_{cik} - J_{cid})^{0,5}$; J_{cid} – интеграл тока молнии для проводов (кабелей), превышение поверхностной температуры материала жилы (экрана) которых составляет $\theta_i = \theta_{id} - \theta_0$.

Из расчетов по формуле (5) при $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$ значений интеграла тока J_{cid} следует, что для проводов (кабелей) с ПВХ, Р и ПЭ изоляцией и алюминиевых

сплошных жил (экранов) $J_{cid} = 0,32 \cdot 10^{16}$ А²·с·м⁻⁴, а для медных – $J_{cid} = 0,88 \cdot 10^{16}$ А²·с·м⁻⁴. В табл. 1 указаны численные значения коэффициентов C_{im} для проводов (кабелей) со сплошными медными и алюминиевыми жилами (экранами) и ПВХ, Р и ПЭ изоляцией при $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$. Из анализа полученных значений для C_{im} и их сравнения с известными в области молниезащиты коэффициентами C_{ii} для голых проводов [4] следует, что для сплошных медных жил (экранов) проводов (кабелей) разница между рассматриваемыми коэффициентами достигает 40%, а для алюминиевых – 30%.

Таблица 1

Наименование изоляции в проводах (кабелях)	Наименование материала жил (экранов) проводов (кабелей)	Значение коэффициента C_{im} , 10^8 А·с ^{1/2} ·м ⁻²	Значение коэффициента D_{ik} , 10^8 А·с ^{1/2} ·м ⁻²
ПВХ, Р	Медь	1,14	4,31
	Алюминий	0,67	3,25
ПЭ	Медь	0,93	4,31
	Алюминий	0,55	3,25

В табл. 2 с достаточной для практических целей точностью приведены приближенные численные данные для интеграла действия J_d импульсного тока молнии 2/50 мкс в зависимости от его амплитуды I_m . При этом в расчетном выражении для J_d принималось, что $\tau_{p1} = 500$ мкс. Точные численные данные для интеграла действия J_d импульсного тока молнии 2/50 мкс могут быть вычислены по формуле (15) из [4].

Таблица 2

Амплитудное значение импульса тока молнии I_m , кА	Значение интеграла действия импульса тока молнии J_d , А ² ·с
1,0	$0,361 \cdot 10^2$
5,0	$9,04 \cdot 10^2$
10,0	$3,61 \cdot 10^3$
20,0	$1,45 \cdot 10^4$
30,0	$3,25 \cdot 10^4$
50,0	$9,04 \cdot 10^4$
70,0	$1,77 \cdot 10^5$
100,0	$3,61 \cdot 10^5$
150,0	$8,13 \cdot 10^5$
200,0	$1,45 \cdot 10^6$
250,0	$2,26 \cdot 10^6$
300,0	$3,25 \cdot 10^6$

На рис.3 изображены рассчитанные при ПУМ по формуле (12) зависимости для минимально допусти-

мых сечений S_{im} изолированных проводов и кабелей с ПВХ, Р и ПЭ изоляцией соответственно с медными (сплошные кривые 1,2) и алюминиевыми (сплошные кривые 3,4) сплошными круглыми жилами (экранами) от амплитуды I_m импульса тока молнии 2/50 мкс. Пунктирные прямые 1-4 на рис.3 отражают рассматриваемые зависимости S_{im} в функции от амплитуды I_m при отсутствии первоначальной токовой загрузки в проводах (кабелях), т.е. при $J_{cid}=0$. Из данных рис.3 легко определяются усредненные по сечению S_{im} сплошных жил (экранов) изолированных проводов (кабелей) предельно допустимые амплитудные значения плотности $\delta_{zcm} = I_m / S_{im}$ импульсного тока молнии 2/50 мкс.

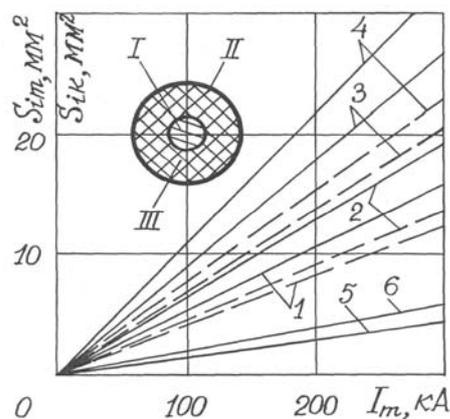


Рис. 3

Отметим, что вносимая в этом случае погрешность в определение при ПУМ значений δ_{zcm} для медных жил (экранов) при $S_{im} \leq 5 \text{ мм}^2$ и алюминиевых

жил (экранов) при $S_{im} \leq 7 \text{ мм}^2$ не превышает 1%. Это подтверждается результатами теоретических исследований автора по установлению для грозового импульса тока вида (1) границ применимости расчетной электротепловой модели с равномерным распределением импульсного аксиального тока по поперечному сечению круглого цилиндрического проводника [13].

В табл. 3 приведены численные значения δ_{zcm} для рассматриваемых проводниковых и изоляционных материалов проводов (кабелей). Полученные значения для предельно допустимой плотности δ_{zcm} импульсного тока молнии в изолированных проводах и кабелях ЛА и ЭЭО с ПЭ и ПВХ, Р изоляцией оказываются для сплошных медных жил (экранов) соответственно на 39 и 27%, а для алюминиевых – на 31 и 16% меньше соответствующих известных для ПУМ предельно допустимых значений плотности тока молнии δ_{zid} в неизолированных проводах [4].

Исходя из условия электрического взрыва (ЭВ) проводника [6], для критического поперечного сечения S_{ik} жилы (экрана) изолированных проводов (кабелей) при ПУМ получаем:

$$S_{ik} = \frac{J_d^{0,5}}{D_{ik}}, \quad (13)$$

где $D_{ik} = (J_{vi} - J_{cid})^{0,5}$ – коэффициент, численные значения которого для исследуемых проводов (кабелей) при $\theta_0 = 20^\circ \text{C}$ приведены в табл. 1; J_{vi} – критическое значение интеграла тока J_{ci} (для алюминия $J_{vi} = 1,09 \cdot 10^{17} \text{ A}^2 \cdot \text{с} \cdot \text{м}^{-4}$, а для меди $J_{vi} = 1,95 \cdot 10^{17} \text{ A}^2 \cdot \text{с} \cdot \text{м}^{-4}$ [6]).

Таблица 3

Наименование изоляции в проводах (кабелях)	Наименование материала жил (экранов) проводов (кабелей)	Амплитудное значение плотности импульсного тока молнии 2/50 мкс в сплошных жилах (экранах) изолированных проводов и кабелей ЛА и ЭЭО	
		Предельно допустимое δ_{zcm} , кА/мм ²	Критическое δ_{zik} , кА/мм ²
ПВХ, Р	Медь	19	73
	Алюминий	11	53
ПЭ	Медь	16	73
	Алюминий	9	53

На рис.3 прямые 5 и 6 отражают рассчитанные по формуле (13) зависимости для критических сечений S_{ik} исследуемых проводов (кабелей) соответственно со сплошными медными и алюминиевыми жилами (экранами) от амплитуды I_m тока молнии. Из (13) и представленных на рис.3 результатов расчета S_{ik} следует, что при протекании по изолированным проводам (кабелям) первой компоненты грозового импульса тока 2/50 мкс амплитудой $I_m = 200 \text{ кА}$ для алюминиевых жил (экранов) явление абляции [3] и их ЭВ [6] будут наблюдаться при $S_{ik} \leq 3,7 \text{ мм}^2$ (прямая 6), а для медных (прямая 5) – при $S_{ik} \leq 2,8 \text{ мм}^2$. Заметим, что при абля-

ции, характеризующейся расплавлением и испарением поверхностного слоя проводника, и для электрически взрывающейся при ПУМ жилы (экрана) провода или кабеля достигается температура кипения и парообразное состояние их металла. В этом случае для меди $\gamma_{0i} / \gamma_i = 15,7$, а для алюминия $\gamma_{0i} / \gamma_i = 10,8$. Согласно прямой 5 на рис.3 явление ЭВ сплошной медной жилы $\emptyset 1,13 \text{ мм}^2$ радиочастотного кабеля РК 75-7-15 или расщепленной медной жилы сечением 1 мм^2 провода БПВЛЭ внешним $\emptyset 3,8 \text{ мм}$ [11], испытывающих воздействие БИТ молнии, будет наблюдаться примерно при амплитуде $I_m = 73 \text{ кА}$ первой компоненты импульсного тока молнии с временными параметрами 2/50 мкс.

На основании анализа полученных результатов установлено, что при абляции и ЭВ металлических жил (экранов) изолированных проводов (кабелей) ЛА и ЭЭО, вызванных воздействием ПУМ с рассматриваемыми АВП, усредненные по сечению S_{ik} амплитудные значения критической плотности $\delta_{zik} = I_m / S_{ik}$ импульсного тока молнии 2/50 мкс для медных жил (экранов) составляют $\delta_{zik} \geq 73 \text{ кА/мм}^2$, а для алюминиевых – $\delta_{zik} \geq 53 \text{ кА/мм}^2$. Из приведенных в табл. 3 данных видно, что при ПУМ отношение критических плотностей δ_{zik} кратковременных импульсных токовых нагрузок $i_L(t)$ в медных и алюминиевых жилах (экранах) проводов и кабелей численно равно примерно 1,37, что весьма близко к известному соотношению между плотностями тока в медных и алюминиевых жилах (экранах) при длительно допустимых токовых нагрузках промышленной частоты 50 Гц в проводах (кабелях) ЭЭО с ПВХ, Р и ПЭ изоляцией, численно равному в среднем 1,33 [11].

ВЫВОДЫ

1. Предложена уточненная инженерная методика по проверке на электротермическую стойкость изолированных одно- и многожильных проводов и кабелей ЛА и ЭЭО к воздействию ПУМ, сопровождающегося протеканием по металлическим жилам и экранам проводов (кабелей) БИТ молнии микросекундной длительности.

2. Определены минимально допустимые S_{im} и критические S_{ik} поперечные сечения для алюминиевых и медных жил (экранов) проводов и кабелей с ПВХ, Р и ПЭ изоляцией по условиям их электротермической стойкости и электрического взрыва при ПУМ в зависимости от амплитуды I_m импульсного тока молнии с временными параметрами 2/50 мкс.

3. Показано, что при ПУМ усредненные предельно допустимые амплитудные значения плотности δ_{zcm} импульсного тока молнии 2/50 мкс в проводах и кабелях с ПВХ и Р изоляцией для сплошных медных жил (экранов) составляют не более 19 кА/мм^2 , для алюминиевых – не более 11 кА/мм^2 , а с ПЭ изоляцией соответственно не более 16 и 9 кА/мм^2 .

4. Установлено, что при явлении абляции и электрического взрыва при ПУМ сплошных металлических жил (экранов) изолированных проводов и кабелей усредненные критические амплитудные значения плотности δ_{zik} импульсного тока молнии 2/50 мкс для медных жил (экранов) составляют не менее 73 кА/мм^2 , а для алюминиевых – не менее 53 кА/мм^2 .

ЛИТЕРАТУРА

[1] Авакян Г.О., Бабинов М.Б., Борисов Р.К., Ларионов В.П. Воздействие молнии на бортовое оборудование летательных аппаратов// Известия АН СССР. Энергетика и транспорт.-1990.-№5.-С.101-107.
[2] Базелян Э.М., Горин Б.Н., Левитов В.И. Физические и инженерные основы молниезащиты.-Л.: Гидрометеоиздат, 1978.-223с.

[3] Баранов М.И., Бондина Н.Н. Нестационарные электромагнитные и тепловые процессы в цилиндрических проводниках при воздействии на них тока молнии// Электричество.-1992.-№10.-С.9-15.
[4] Баранов М.И. Термическая стойкость неизолированных проводов при прямом ударе молнии// Технічна електродинаміка.-1997.-№6.-С.9-15.
[5] Борисов Р.К., Григорьев О.А., Ларионов В.П. Методы испытания бортового оборудования летательных аппаратов на молниестойкость// Электричество.-1993.-№7.-С.21-27.
[6] Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля.-М.: Мир, 1972.-391с.
[7] Колушко Г.М., Кравченко В.И., Ларионов В.П., Борисов Р.К., Прохоров Е.Н. Методы испытания радиоэлектронного и электротехнического оборудования на молниестойкость// Известия вузов СНГ. Энергетика.-№9-10.-1992.-С.45-50.
[8] Кравченко В.И. Грозозащита радиоэлектронных средств.-М.: Радио и связь, 1991.-264с.
[9] Техника больших импульсных токов и магнитных полей/ Под ред. В.С. Комелькова.-М.: Атомиздат, 1970.-472с.
[10] Техника высоких напряжений/ Под общей ред. Д.В. Раезвига.-М.: Энергия, 1976.-488с.
[11] Электрические кабели, провода и шнуры: Справочник/ Н.И. Белоруссов, А.Е. Саакян, А.И. Яковлева: под ред. Н.И. Белоруссова. М.: Энергоатомиздат, 1988.-536с.
[12] Электротехнический справочник. Производство и распределение электрической энергии/ Под ред. И.Н. Орлова и др.- М.: Энергоатомиздат, т.3, кн. 1, 1988.-880с.
[13] Баранов М.И. Сравнение двух моделей для электротепловых расчетов цилиндрических проводников при воздействии на них больших импульсных токов// Технічна електродинаміка.-1999.-№3.-С.14-19.
[14] Лебедев С.В. О механизме электрического взрыва металла// Теплофизика высоких температур.-1980.-т.18.-№2.-С.273-278.
[15] Герасимов Л.С., Икрянников В.И. Температурная неустойчивость металлического проводника при высоких плотностях тока// Электричество.-1993.-№8.-С.54-60.
[16] Баранов М.И., Бондина Н.Н., Бочаров В.А. Моделирование нелинейной электротепловой задачи для цилиндрических изотропных токопроводов электрофизических установок при получении больших импульсных токов// Технічна електродинаміка.-1998.-№4.-С.19-22.
[17] Баранов М.И., Бондина Н.Н., Кравченко В.И. Расчет наведенных напряжений и токов в кабелях связи при прямом ударе молнии в их оболочку// Технічна електродинаміка.-2000.-№1.-С.14-18.
[18] Uman M.A. Natural and artificially-initiated lightning and lightning test standards// Proceeding of the IEEE.-1988.-Vol. 76.-№12.-p.1548-1565.
[19] Varanov M.I. Estimation of ultimate current loadings for cylindric conductors being influenced by the lightning current// Proceeding of the 9th International Symposium on High Voltage Engineering. Graz, Austria, 1995.-Vol.6.-p.6805-1-6805-4.
[20] Баранов М.И., Бондина Н.Н., Даценко В.П. Математическое моделирование нестационарной нелинейной электротепловой задачи для цилиндрических токопроводов силовых электроустановок при коротком замыкании// Технічна електродинаміка.-2002.-№6.-С.8-12.

Поступила 25.01.03

МОЩНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ ПРЕДЕЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ СИЛОВОГО ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

Баранов М.И., д.т.н., Бочаров В.А., Игнатенко Н.Н., Колобовский А.К.

НИПКИ «Молния» Национального технического университета

«Харьковский политехнический институт»

Украина, 61013, г. Харьков, ул. Шевченко, 47, НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»

Тел. (0572) 40-08-41, Факс (0572) 40-01-33, E-mail: nipkimolniya@kpi.kharkov.ua

Наведено та описано основні електричні схеми, конструкції та технічні характеристики діючих генераторів імпульсних напруг (ГИН) і струмів (ГИТ) зовнішнього розташування енергоємністю до 1 МДж, які призначені для отримання потужних випробувальних імпульсів напруги амплітудою до 4 МВ та струму амплітудою до 200 кА мікро – і мілісекундної тривалості. Ці ГИН, ГИТ та їх вимірвальні засоби можуть бути використані при тестуванні силового електроенергетичного устаткування стандартними аперіодичними зрзовими та комутаційними імпульсами напруги і струму.

Приведены и описаны основные электрические схемы, конструкции и технические характеристики действующих генераторов импульсных напряжений (ГИН) и токов (ГИТ) наружной установки энергоемкостью до 1 МДж, предназначенных для получения мощных испытательных импульсов напряжения амплитудой до 4 МВ и тока амплитудой до 200 кА микро – и миллисекундной длительности. Данные ГИН, ГИТ и их измерительные средства могут быть использованы при тестировании силового электроэнергетического оборудования стандартными аперіодическими зрзовыми и коммутационными импульсами напряжения и тока.

ВВЕДЕНИЕ

Грозовые и коммутационные перенапряжения и вызываемые ими аварийные сверхтоки представляют серьезную опасность для изоляции и токоведущих частей силового электроэнергетического оборудования (ЭЭО), в том числе воздушных и кабельных линий электропередачи, силовых трансформаторов, выключателей, разъединителей, шунтирующих реакторов, устройств продольной компенсации и электрических машин высокого напряжения [14,15]. Известно, что уровни данных перенапряжений в линиях электропередачи сверхвысокого напряжения (500 кВ и выше) могут превышать $3U_{\delta}$, где U_{δ} – фазное напряжение линии [15,18]. Для снижения вероятности аварийного повреждения изоляции силового ЭЭО указанными перенапряжениями используется контроль состояния его изоляционных конструкций, включающий согласно ГОСТ 1516.2-76 [6] проведение их высоковольтных электрических испытаний стандартными аперіодическими грозовыми 1,2/50 мкс и коммутационными 250/2500 мкс импульсами напряжения. Кроме того, для оценки электромагнитной, электротермической и электродинамической стойкостей силового ЭЭО к воздействию грозовых разрядов согласно ГОСТ 30585-98 (ДСТУ 3681-98) [7] должны проводиться его электрические испытания стандартными аперіодическими импульсами тока молнии 2/50 мкс. При формировании таких испытательных импульсов напряжения и тока широко применяются генераторы импульсных напряжений (ГИН) и токов (ГИТ), выполненные на базе емкостных накопителей энергии (ЕНЭ) [4,5,12,13]. В зависимости от класса напряжения и вида испытываемого ЭЭО в рассматриваемых ГИН (ГИТ) выходные импульсы напряжения микро – и миллисекундной длительности характеризуются амплитудами от нескольких десятков киловольт (для класса 3 кВ) до нескольких мегавольт (для классов сверхвысокого напряжения), а тока амплитудой до 200 кА [6,7,10]. Разработка и создание новых ГИН и ГИТ на указанные амплитудно-временные параметры (АВП) формируемых в них импульсов напря-

жения (тока) требует значительных материальных затрат, которые могут окупиться только после многократного и многолетнего применения этих генераторов по прямому назначению. Заметим, что согласно данным международного рынка электротехнологий стоимость ГИН (ГИТ) в перерасчете на 1 кДж запасаемой в них электромагнитной энергии составляет примерно 10^3 у.е. [9]. В связи с этим актуальной задачей является модернизация и использование для вышеуказанных целей существующих в Украине мощных ГИН и ГИТ, предназначавшихся изначально для выполнения специальных физических исследований с применением мощных импульсных электромагнитных полей микро – и миллисекундного диапазонов.

Целью данной статьи является описание основных электрических схем, конструкций и технических характеристик разработанных и созданных в Научно-исследовательском и проектно-конструкторском институте (НИПКИ) «Молния» Национального технического университета «Харьковский политехнический институт» мощных действующих ГИН и ГИТ наружной установки энергоемкостью до 1 МДж и их основных измерительных средств, которые могут быть использованы для тестирования силового ЭЭО стандартными аперіодическими грозовыми и коммутационными импульсами напряжения амплитудой до 4 МВ и тока амплитудой до 200 кА.

ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ НА 3 МВ (ГИН-3)

На рис.1 приведена принципиальная электрическая схема ГИН-3, реализованного по традиционной схеме Аркадьева-Маркса [10,12], где приняты следующие обозначения: C – емкость конденсатора; F – неуправляемый коммутатор; F_1 – управляемый коммутатор (тригatron); R_z – зарядный резистор; R_p – разрядный резистор; R_y – успокоительный резистор; $OИ$ – объект испытаний; R_{ϕ} – фронтовой резистор; C_n – емкость нагрузки.

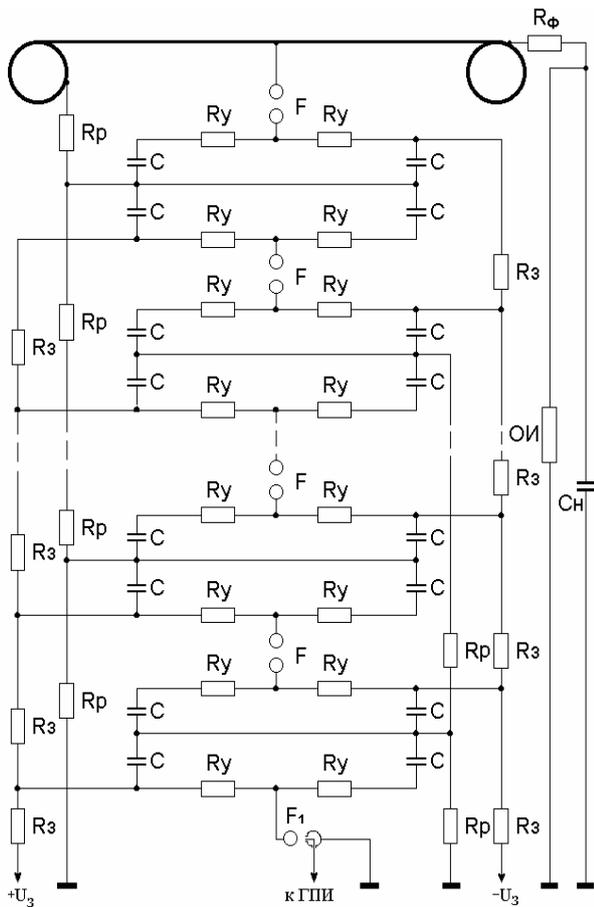


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема ГИН-3.

Стационарный ГИН-3 предназначен для генерирования на открытом воздухе на ОИ (силовом ЭЭО) мощных испытательных униполярных импульсов напряжения амплитудой до 3 МВ микро – и миллисекундной длительности при максимальной энергии в разряде равной 0,48 МДж. ГИН-3 состоит из следующих основных частей: изоляционной несущей конструкции (ИНК), зарядно-разрядного контура (ЗРК) и повысительно-выпрямительной установки (ПВУ).

ИНК ГИН-3 выполнена в виде высотного сооружения на основе вертикально установленных стеклопластиковых труб типа ТСЭФ 120/150 с изоляционными горизонтальными межэтажными площадками, предназначенными для размещения и техобслуживания элементов ЗРК. В шестиэтажной ИНК для повышения ее механической прочности применены балки и раскосы из древесно-слоистого пластика типа ДСПБ-Э толщиной 40мм. Для защиты от атмосферных воздействий ИНК снаружи обшита защитной конструкцией на базе блочного пенополиуретана толщиной 100мм. Сверху ИНК размещена металлическая крыша, по краям которой установлен стальной цилиндрический экран Ø0,4м, уменьшающий градиент электрического потенциала в зоне крыши до приемлемых величин.

ЗРК ГИН-3 содержит 12 каскадов на зарядное напряжение $U_{\zeta} = 250$ кВ и включает в себя (см. рис. 1): высоковольтные импульсные конденсаторы (ВИК) C (48шт.), высоковольтные коммутаторы (ВК) F (12шт.), зарядные резисторы (ЗР) R_z (24шт.), разрядные резисторы (РР) R_p (23шт.), успокоительные рези-

сторы (УР) R_y (48шт.), тригatron F_1 (1шт.) и соединительную ошиновку. Каждый каскад состоит из четырех конденсаторов C в изоляционном корпусе типа КБКГИ-125/1,28 ($U_{\zeta} = 125$ кВ; $C = 1,28$ мкФ) разработки НИПКИ «Молния», соединенных в две параллельные группы. Каждая группа содержит по два последовательно соединенных и размещенных на 48 изоляционных горизонтальных полках конденсатора C , причем параллельное подсоединение этих групп ВИК друг к другу выполнено посредством двух УР, средние точки которых подключены к ВК F . Параллельный заряд конденсаторов C до полного зарядного напряжения U_{ζ} осуществляется от ПВУ через цепи ЗР R_z за время равное примерно 50 с. Для равномерного заряда конденсаторов C каждого каскада в ГИН-3 применены две ветви резисторов R_z , подключенных к заземленному основанию генератора. УР R_y обеспечивают в разрядной цепи ГИН-3 демпфирование высокочастотных колебаний и ограничение токов короткого замыкания (КЗ) [10,12]. В качестве ВК F в ГИН-3 применены разработанные в нашем институте двухэлектродные шаровые разрядники (ДШР) из меди Ø125мм с изменяемой длиной искровых промежутков, работающие в воздушной среде при атмосферном давлении. Высоковольтные выводы конденсаторов C двух соседних каскадов ЗРК на каждом этаже ГИН-3 расположены друг против друга, а между ними размещены указанные ДШР.

ПВУ в ГИН-3, собранная по симметричной схеме удвоения напряжения, предназначена для получения выпрямленного регулируемого напряжения, необходимого для заряда конденсаторов C . ПВУ размещена в отдельном помещении вблизи ГИН-3, а ее питание производится от силовой трехфазной сети напряжением 380 В, 50 Гц. Высокое напряжение в ПВУ обеспечивается испытательным трансформатором типа ИОМ-100/25, первичное напряжение которого изменяется при помощи регулировочного трансформатора с моторным приводом типа РОТ-25/0,5. Высокое постоянное напряжение от выпрямителей ПВУ по кабелю типа КПВ-1/300 подается на конденсаторы C ЗРК и регулируется в пределах от нуля до ± 125 кВ. Контроль величины U_{ζ} конденсаторов C положительной и отрицательной полярностей осуществляется с помощью измерительных устройств, состоящих из омических делителей напряжения на 125 кВ (ОДН-125) и специально разработанных и проградуированных микроамперметров со шкалой в киловольтах. Управляемый запуск ГИН-3 производится генератором пусковых импульсов (ГПИ), от которого на поджигающий электрод тригatronа F_1 [13], установленного между первым каскадом и заземленным выводом ГИН-3, подается пусковой импульс напряжения амплитудой 10 кВ. При отключении ГИН-3 его зарядные цепи и соответственно конденсаторы C заземляются посредством электромагнитных короткозамыкателей. Описанная конструкция ГИН-3 позволяет получить значение его удельной собственной индуктивности, не превышающее 10 мкГн/МВ. В табл. 1 представлены основные технические характеристики ГИН-3.

Таблица 1. Основные технические характеристики генератора импульсных напряжений ГИН-3

Наименование характеристики	Значение характеристики
Максимальное значение выходного напряжения, кВ	3000
Максимальное значение разрядного синусоидального тока в режиме КЗ, кА	135
Емкость в разряде, мкФ	0,106
Запасаемая энергия, кДж, не более	480
Собственная индуктивность, мкГн	30
Собственное активное сопротивление, Ом	2,1
Число каскадов, шт.	12
Число конденсаторов КБКГ И-125/1,28, шт.	48
Число коммутаторов ДШР, шт.	12
Ресурс, число разрядов, не менее	$2 \cdot 10^4$
Высота, м	11,5
Размеры в плане, м	$6,5 \times 7,5$

ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ НА 4 МВ (ГИН-4)

Стационарный ГИН-4 наружной установки функционально предназначен для формирования на ОИ (силовом ЭЭО) микро – и миллисекундных импульсов напряжения амплитудой до 4 МВ при энергии в разряде не более 1 МДж [11]. Принципиальная электрическая схема ГИН-4 представлена на рис. 2, где используемые обозначения соответствуют принятым на рис. 1.

ЗРК ГИН-4 содержит 16 каскадов при зарядном напряжении каскада $U_c = 250$ кВ, в которых размещены (см. рис. 2): ВИК C в металлическом корпусе типа КБМГ-125/1 ($U_c = 125$ кВ; $C = 1$ мкФ) разработки

НИПКИ «Молния» (128шт.), управляемые ВК F типа ДШР $\varnothing 125$ мм (16шт.), ЗР R_z (31шт.), РР R_p (17шт.) и УР R_y (9шт.). Каждый каскад состоит из восьми конденсаторов C , соединенных трубчатой ошиновкой в две последовательно включенные группы, каждая из которых выполнена в виде четырех параллельно подключенных ВИК. Конденсаторы C расположены на 32 металлических горизонтальных полках многоколонной несущей конструкции этажерочного типа ГИН-4, выполненной на основе фарфоровых опорных изоляторов типа КО-400С (576шт.). Для усиления восьмиэтажной ИНК в ГИН-4 использованы раскосы из древесно-слоистого пластика типа ДСПБ-Э толщиной 30мм. Параллельный заряд ВИК в ГИН-4 осуществляется от отдельной ПВУ, характеристики которой аналогичны вышеописанной ПВУ ГИН-3. Время заряда конденсаторов C ГИН-4 до полного значения U_c составляет около 60 с. Как и в ГИН-3 запуск ГИН-4 выполняется ГПИ на 10 кВ, пусковой импульс напряжения от которого обеспечивает срабатывание триггера F_1 [13] первого каскада ГИН-4 и дальнейшее срабатывание всех его ДШР. Снаружи ИНК для защиты ЗРК ГИН-4 от вредного воздействия атмосферы обшита рулонным электротехническим материалом типа РЭМ толщиной 0,8мм. На ИНК ГИН-4 сверху расположена металлическая крыша-экран, по конструкции аналогичная примененной в ГИН-3. Схемные и конструкционные решения, использованные в ГИН-4, обеспечивают получение его удельной собственной индуктивности равной примерно 20 мкГн/МВ. Основные технические характеристики ГИН-4 приведены в табл. 2.

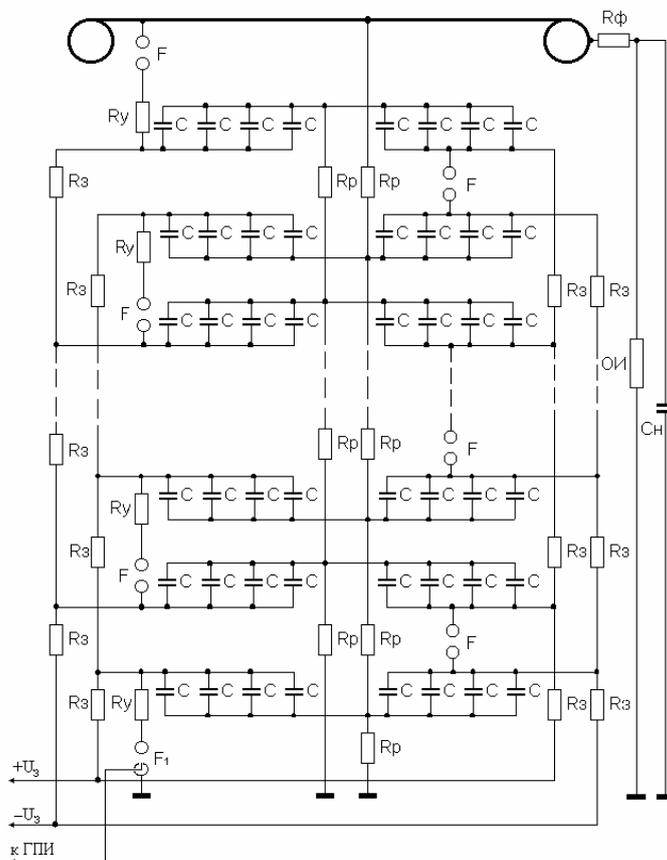


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема ГИН-4.

Таблица 2. Основные технические характеристики генератора импульсных напряжений ГИН-4

Наименование характеристики	Значение характеристики
Максимальное значение выходного напряжения, кВ	4000
Максимальное значение разрядного синусоидального тока в режиме КЗ, кА	127
Емкость в разряде, мкФ	0,125
Запасаемая энергия, кДж, не более	1000
Собственная индуктивность мкГн	80
Собственное активное сопротивление, Ом	4,5
Число каскадов, шт.	16
Число конденсаторов КБМГ-125/1, шт.	128
Число коммутаторов ДШР, шт.	16
Ресурс, число разрядов, не менее	$2 \cdot 10^4$
Высота, м	12,5
Размеры в плане, м	$7 \times 8,5$

Следует отметить, что проведенные нами теоретические и экспериментальные исследования в рамках работ по модернизации и расширению технических возможностей описанных ГИН свидетельствуют о том, что при применении специальных схем формирования импульсных напряжений (токов) [9,13], использующих параллельную работу ГИН-3 и ГИН-4, в низкоиндуктивной (до 12 мкГн) *RL*-нагрузке могут быть получены согласно требованиям ГОСТ 30585-98 [7] мощные апериодические импульсы тока молнии с временными параметрами $2/50$ мкс и амплитудой до 200 кА [3]. В этих импульсных режимах работы ГИН реализуются огромные скорости выделения в проводниках их разрядных цепей плотности электромагнитной энергии, достигающие порядка 10^{14} Дж/м³·с [2]. Важно заметить, что для получения с помощью ГИН-3 (ГИН-4) стандартных униполярных грозовых и коммутационных импульсов напряжения нами используются известные испытательные схемы [6,10], содержащие фронтные резисторы (ФР) R_{ϕ} и емкостную нагрузку C_{μ} (см. рис.1, 2). При этом перестройка ГИН-3 (ГИН-4) и испытательной схемы с грозовых на коммутационные апериодические импульсы напряжения для одной и той же нагрузки связана лишь с заменой в них ФР R_{ϕ} и РР R_p .

ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ НА 5 кВ (ГИТ-5)

Назначение стационарного ГИТ-5 – формирование при выходном напряжении 5 кВ в *ОИ* мощных апериодических миллисекундных импульсов тока амплитудой до 25 кА с энергией в разряде не более 0,975 МДж. Собран ГИТ-5 по классической схеме [10,13], содержащей 557 параллельно включенных малоиндуктивных импульсных конденсаторов в металлическом корпусе типа ИМ2-5-140 ($U_{\zeta}=5$ кВ; $C=140$ мкФ) промышленного изготовления (завод «Конденсатор», г. Серпухов). Данные конденсаторы соединены плоской медной ошиновкой погруппно и размещены на трехэтажной металлической несущей конструкции (МНК), изолированной от земли при помощи фарфоровых опорных изоляторов типа ОНСУ-40/10000 (28шт.). Межэтажное соединение конденсаторов осуществлено радиочастотным кабелем типа РК 50-13-15 без медной оплетки, проходящим в круглых отверстиях стальных полок МНК ГИТ-5. Для

защиты ВИК и ограничения выделяемой в аварийных режимах в местах их возможного повреждения электромагнитной энергии при заряде (разряде) конденсаторов все высоковольтные выводы последних подсоединены к защитным резисторам типа ТВО-60-100 Ом (557шт.). Режим работы ГИТ-5 – однократный. Время параллельного заряда его ВИК от ПВУ, аналогичной примененной в ГИН-3 (ГИН-4), до полного напряжения U_{ζ} не превышает 3 мин. Для повышения надежности работы ГИТ-5 в нем использован лишь один мощный воздушный ДШР, электроды которого с целью уменьшения их эрозии выполнены из электротехнического угля. Значение удельной собственной индуктивности ГИТ-5 составляет около 0,8 мкГн/кА. В табл. 3 указаны основные технические характеристики ГИТ-5.

Таблица 3. Основные технические характеристики генератора импульсных токов ГИТ-5

Наименование характеристики	Значение характеристики
Максимальное значение зарядного напряжения, кВ	5
Максимальное значение разрядного апериодического тока в режиме КЗ, кА	27
Емкость в разряде, мкФ	77980
Запасаемая энергия, кДж, не более	975
Собственная индуктивность, мкГн	20
Собственное активное сопротивление, Ом	0,179
Число конденсаторов ИМ2-5-140, шт.	557
Число коммутаторов ДШР, шт.	1
Высота, м	6
Размеры в плане, м	4×6

ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ НА 100 кВ (ГИТ-100)

Стационарный ГИТ-100 с энергией в разряде не более 0,84 МДж предназначен для получения при выходном напряжении 100 кВ в *ОИ* мощных апериодических импульсов тока амплитудой до 30 кА миллисекундной длительности. В качестве ЕНЭ в ГИТ-100 использован промышленный малоиндуктивный ВИК типа ИК-50-3 ($U_{\zeta}=50$ кВ; $C=3$ мкФ) в металлическом корпусе, выпускаемый заводом «Конденсатор» (г. Серпухов).

Общее количество установленных в ГИТ-100 конденсаторов составляет 224шт., которые в виде двух групп (по 112 шт. в каждой группе) размещены на двухэтажной ИНК, изготовленной из фарфоровых опорных изоляторов типа ОНС-110/2000 и расположенной вблизи МНК ГИТ-5. Конденсаторы каждой группы включены параллельно, а группы конденсаторов между собой – последовательно. Между первым и вторым этажами ИНК ГИТ-100 расположено сплошное металлическое перекрытие толщиной 3мм. В каждой группе ВИК использована плоская медная ошиновка, между группами конденсаторов применена кабельная ошиновка на базе радиочастотного кабеля типа РК 50-13-15 со снятой медной оплеткой, а на каждом высоковольтном выводе конденсаторов установлены защитные резисторы типа ТВО-60-100 Ом (672шт.). Как и в ГИТ-5 время параллельного заряда от отдельной ПВУ конденсаторов ГИТ-100 до полного напряжения U_{ζ} составляет около 3 мин. В ГИТ-100, работающем в однократном режиме, использован один мощный воз-

душный ДШР с электродами из латуни Л62. Удельная собственная индуктивность для ГИТ-100 принимает значение примерно равное 0,3 мкГн/кА. Перекомпоновка в ГИТ-100 (ГИТ-5) ВИК и замена их защитных резисторов позволяет изменять АВП формируемых в нагрузке мощных импульсов тока. В табл. 4 приведены основные технические характеристики ГИТ-100.

Таблица 4. Основные технические характеристики генератора импульсных токов ГИТ-100

Наименование характеристики	Значение характеристики
Максимальное значение зарядного напряжения, кВ	100
Максимальное значение разрядного аperiodического тока в режиме КЗ, кА	35
Емкость в разряде, мкФ	168
Запасаемая энергия, кДж, не более	840
Собственная индуктивность, мкГн	10
Собственное активное сопротивление, Ом	2,68
Число конденсаторов ИК-50-3, шт.	224
Число коммутаторов ДШР, шт.	1
Высота, м	5
Размеры в плане, м	4 × 6

ОМИЧЕСКИЙ ДЕЛИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ НА 2,5 МВ (ОДН-2,5)

Передвижной экранированный ОДН-2,5 служит для измерения с погрешностью не более 10% на силовом ЭЭО аperiodических грозовых и коммутационных импульсов напряжения амплитудой до 2,5 МВ. Высоковольтное плечо ОДН-2,5 выполнено в виде шести последовательно включенных R-секций длиной 1,4м, размещенных в стеклопластиковой трубе ТСЭФ 110/120. Каждая R-секция ОДН-2,5 содержит десять последовательно соединенных резисторов типа ТВО-10-1,2 кОм, собранных и закрепленных на изоляционной планке из стеклотекстолита типа СТЭФ-5 шириной 50мм и длиной 1400мм. Суммарное активное сопротивление R-секции делителя составляет 12 кОм, а высоковольтного плеча ОДН-2,5 – 72 кОм. Низковольтное плечо ОДН-2,5 собрано из резисторов типа ТВО-2-2 Ом и его суммарное активное сопротивление равно 3 Ом. R-секции делителя установлены на передвижной тележке, на краях которой закреплены четыре растяжки из профильного стеклопластика типа СПП-ЭА Ø20мм, поддерживающие вертикально расположенную ИНК ОДН-2,5 высотой 9м на базе стеклопластиковых труб типа ТСЭФ 110/120. Сверху ОДН-2,5 установлен металлический тороидальный экран Ø2м [10], который исключает появление короны на делителе при номинальных напряжениях, способствует выравниванию напряженности электрического поля вдоль ОДН-2,5 и уменьшению паразитного влияния на измерение рядом размещенных с делителем высокого напряжения объектов. ОДН-2,5 укомплектован распределительной экранированной коробкой, в которой расположены низковольтное плечо делителя с демпфирующей индуктивностью $L_d=5$ мкГн [17], корректирующая RC-цепочка ($R_k=15$ Ом; $C_k=15$ нФ) [10] и коаксиальный разъем для согласованного подключения передающего полезный сигнал радиочастотного кабеля типа РК 75-13-15 длиной до 100м к запоминающему осциллографу С8-13 (С8-12). Экспериментальная оценка времени реакции T_R делителя напряжения на прямоугольный импульс [17] показала, что для ОДН-2,5 она равна

примерно $T_R=170$ нс. При этом было установлено, что для ОДН-2,5 характерным искажением является сглаживание фронта измеряемых импульсов напряжения [9]. Сопоставление метрологических параметров ОДН-2,5 с характеристиками известных универсальных измерителей высокого напряжения [8] и рекомендациями МЭК [16] свидетельствует о том, что описанный делитель высокого напряжения соответствует основным современным требованиям и разработкам в области высоковольтной измерительной техники. Основные технические характеристики ОДН-2,5 приведены в табл. 5.

Таблица 5. Основные технические характеристики омического делителя напряжения ОДН-2,5

Наименование характеристики	Значение характеристики
Максимальное значение измеряемого импульсного напряжения 1,2/50 мкс, кВ	2500
Активное сопротивление высоковольтного плеча делителя, кОм	72
Активное сопротивление низковольтного плеча делителя, Ом	3
Коэффициент деления, K_R	$24 \cdot 10^3$
Высота, м	9
Размеры в плане, м	3×3
Масса, кг	370

ИЗМЕРИТЕЛЬ ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ НА 200 кА (ИИТ-200)

Переносной ИИТ-200 предназначен для измерения с погрешностью до 10% в силовом ЭЭО аperiodических грозовых и коммутационных и синусоидальных (частотой 50 Гц при КЗ и более) импульсов тока амплитудой до 200 кА. Выполнен ИИТ-200 в виде пояса Роговского [9,10], охватывающего токопровод с измеряемым током. Измеритель содержит две параллельно включенные с перекрещивающимися витками тороидальные катушки, намотанные на круглый стеклопластиковый каркас прямоугольного поперечного сечения величиной 25мм² с наружным Ø74мм и внутренним Ø70мм медным проводом типа НВ Ø0,12мм и имеющие по 45 витков в каждой.

На рис.3 показана электрическая схема замещения ИИТ-200 с интегрирующей RC-цепочкой в измерительной цепи, где приняты такие обозначения: L_k , R_k – соответственно индуктивность и активное сопротивление катушек измерителя; Z_k – волновое сопротивление измерительного коаксиального кабеля; $R_c=Z_k$ – согласующее активное сопротивление; $R_{и}$, $C_{и}$ – соответственно активное сопротивление и емкость интегратора. На основании расчетов [6,9] и результатов проведенных экспериментов для ИИТ-200 было принято, что $L_k=2,8$ мкГн, $R_k=0,61$ Ом, $R_c=Z_k=50$ Ом, $R_{и}=2,2$ кОм, $C_{и}=0,22$ мкФ.

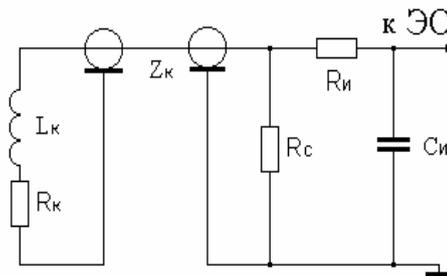


Рис. 3. Электрическая схема замещения ИИТ-200.

Для уменьшения погрешности измерений в ИИТ-200 интегрирующая RC-цепочка размещена в отдельной экранированной коробке, удаленной от контура с измеряемым током, а снаружи тороидальных катушек установлен цилиндрический латунный экран толщиной 1мм. Максимальные значения напряжения на выходе тороидальных катушек ИИТ-200 при номинальных токах не превышают 3 кВ [10], что определяет выбор их изоляции, элементной базы для коаксиальных кабелей, разъемов, R_c , R_n и C_n . Для изолирования тороидальных катушек и экрана ИИТ-200 от контура с измеряемым током и удобства в работе по центру измерителя размещен отрезок длиной 0,7м высоковольтного радиочастотного кабеля типа РК 75-44-17 с медной жилой $\varnothing 6,6$ мм и без медной оплетки, фиксируемый относительно измерителя при помощи двух стержневых упоров из стеклотекстолита. Полученные нами опытные данные свидетельствуют о том, что для ИИТ-200 определяющим является искажение, связанное со сглаживанием фронта измеряемого импульса тока [10]. Заметим, что если по технологическим причинам или из-за своих габаритных размеров ИИТ-200 не может быть применен при измерениях в ОИ рассматриваемых импульсов тока, то данную метрологическую задачу может выполнить малогабаритный низкоиндуктивный дисковый шунт, разработанный в НИПКИ «Молния» и описанный в [1]. Основные технические характеристики ИИТ-200 сведены в табл. 6.

Таблица 6. Основные технические характеристики измерителя импульсных токов ИИТ-200

Наименование характеристики	Значение характеристики
Максимальное значение измеряемого тока, кА	200
Минимальное значение измеряемого тока, кА	1
Частотный диапазон импульсов измеряемого тока, кГц	0,05-10 ⁴
Чувствительность измерителя для импульса тока 2/50 мкс, мВ/кА	69
Наружный диаметр, мм	120
Внутренний диаметр, мм	53
Длина измерителя, мм	175
Масса, кг	2

ВЫВОДЫ

Рассмотренное и не имеющее аналогов в Украине действующее электрофизическое оборудование на основе ГИН и ГИТ энергоемкостью до 1 МДж и их измерительных средств обеспечивает формирование и измерение мощных мегавольтных импульсов напряжения и импульсов тока амплитудой в десятки (сотни) килоампер микро – и миллисекундной длительности и может быть использовано при электромагнитных испытаниях силового ЭЭО на стойкость к воздействию стандартных аperiodических грозовых 1,2/50 мкс и коммутационных 250/2500 мкс импульсных напряжений и импульсных токов молнии 2/50 мкс.

ЛИТЕРАТУРА

[1] А.с. №1662272 СССР, МКИ H01C3/02. Шунт для измерения импульсов тока/ М.И. Баранов, Н.И. Бойко, С.А. Кузнецов. Заявл. 19.09.88. Зарегистр.08.08.91.-4с.
 [2] Баранов М.И. Термическая стойкость неизолированных проводов при прямом ударе молнии// Технічна електродинаміка.-1997.-№6.-С.9-15.

[3] Баранов М.И., Игнатенко Н.Н., Колобовский А.К. О применении высоковольтного кабельного трансформатора в разрядной цепи генератора больших импульсных токов молнии// Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Електроенергетика і перетворююча техніка.-Харків: НТУ "ХПІ".-2003.-№1, т.1.-С.131-136.
 [4] Бочаров В.А., Пекарь И.Р. Малоиндуктивные генераторы импульсных напряжений// Приборы и техника эксперимента.-1982.-№3.-С.115-117.
 [5] Бочаров В.А., Гладков В.С., Зябка Ю.П., Мельников П.Н. Низкоиндуктивные мегавольтные генераторы импульсов напряжения наружной установки// Приборы и техника эксперимента.-2002.-№2.-С.86-89.
 [6] ГОСТ 1516.2-76. Электрооборудование и электроустановки переменного тока на напряжение 3 кВ и выше. Общие методы испытаний электрической прочности изоляции. М.: Изд-во стандартов, 1977.-56с.
 [7] ГОСТ 30585-98. Стойкость к воздействию грозовых разрядов. Технические требования и методы испытаний (Рук. разработки – В.И. Кравченко). Киев: Госстандарт Украины, 1998.-27с.
 [8] Гуров С.А., Владимиров Г.А. Универсальные измерительные комплексы на напряжение до 4 МВ// Электротехника.- 1978.- №11.- С.51-53.
 [9] Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля/ Пер. с англ.-М.: Мир.-1972.-392с.
 [10] Кужекин И.П. Испытательные установки и измерения на высоком напряжении.-М.: Энергия, 1980.-136с.
 [11] Пекарь И.Р., Фертик С.М. Мощная высоковольтная электроразрядная установка на 4 МВ и 1 МДж// Сб. докл. межвуз. конф.: Электрофизическая аппаратура и электрическая изоляция. М.: Энергия, 1970.-С.22-26.
 [12] Смирнов С.М., Терентьев П.В. Генераторы импульсов высокого напряжения.-М.: Энергия, 1964.-239с.
 [13] Техника больших импульсных токов и магнитных полей/ Под ред. В.С. Комелькова. М.: Атомиздат, 1970.-472с.
 [14] Техника высоких напряжений/ Под ред. М.В. Костенко. М.: Высшая школа, 1973.-528с.
 [15] Техника высоких напряжений/ Под общей ред. Д.В. Разевига. М.: Энергия, 1976.-488с.
 [16] Техника испытания высоким напряжением. Ч. 3. Измерительные устройства. Публикация МЭК 60-3. Женева, 1976.-35с.
 [17] Шваб А. Измерения на высоком напряжении/ Пер. с нем.-М.: Энергия, 1973.-233с.
 [18] Электротехнический справочник. Производство и распределение электрической энергии/ Под общей ред. И.Н. Орлова и др. М.: Энергоатомиздат, т.3, кн.1, 1988.-880с.

Поступила 19.02.03

СВЕРХПРОВОДЯЩИЕ МАГНИТНЫЕ СИСТЕМЫ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ И ВЫСОКОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ТРАНСПОРТНОГО ТОКА

Юферов В.Б., д.т.н.

Национальный технический университет "ХПИ"

Украина, 61002, г. Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", филиал кафедры электрофизики при ННЦ ХФТИ

Друй О.С., Скибенко Е.И., к.ф.-м.н., Холод Ю.В., Черный О.В., к.ф.-м.н., Ильичева В.О., Муфель Е.В.,
Рыбалко А.Н.

Национальный научный центр Харьковский физико-технический институт

Украина, 61108, г. Харьков, ул. Академическая 1, ННЦ ХФТИ,

тел. +38-0572-356326, E-mail: v.yuferov@kipt.kharkov.ua

Описані основні технологічні проблеми при створенні надпровідної термоядерної установки стеллараторного типу. Надані експериментальні залежності величин критичних струмів короткого і довгого зразків з різними умовами замоноличення й охолодження; залежності нагрівання соленоїдів від швидкості виведення запасеної в них енергії. Описано особливості виготовлення й експлуатації. Розглянуто один з типів магнітних сепараторів з надпровідною обмоткою і величиною $B\sqrt{VB} = 500$ Тл/м².

Описаны основные технологические проблемы при создании сверхпроводящей термоядерной установки стеллараторного типа. Приведены экспериментальные зависимости величин критических токов короткого и длинных образцов с различными условиями замоноличивания и охлаждения; зависимости нагрева соленоидов от скорости выведения запасенной в них энергии. Описаны особенности изготовления и эксплуатации. Рассмотрен один из типов магнитных сепараторов со сверхпроводящей обмоткой и величиной произведения $B\sqrt{VB} = 500$ Тл/м².

ВВЕДЕНИЕ

С начала исследований по управляемому термоядерному синтезу (УТС) создание термоядерного реактора, (ТЯР), было сориентировано на два типа магнитных ловушек – открытого и замкнутого типов. По ряду причин наибольшее внимание было уделено системам замкнутого, тороидального типа, которые можно разделить на два класса: стеллараторов и токамаков. В первом случае конфигурация магнитных полей, удерживающих плазму, создается с помощью внешних токонесущих обмоток, с достаточно сложной формой, что позволяет создать на этой базе стационарный термоядерный реактор. Во втором случае, к комбинации внешних, достаточно простых тороидальных обмоток, добавляется еще и ток по плазме, создающий необходимое для удержания плазмы вращательное преобразование магнитных силовых линий. Именно наличие тока в плазме делает систему токамака – квазистационарной и не в полной мере приемлемой в качестве стационарного ТЯР. Благодаря И.В. Курчатову, в начале 60-х годов ХФТИ становится мировым стеллараторным термоядерным центром.

Предполагалось, что в дальнейшем эта работа перерастет в разработку термоядерного реактора стеллараторного типа. На заре исследований по проблеме управляемого термоядерного синтеза (УТС), как уже говорилось выше, концепция магнитного удержания плазмы являлась основной и достижение цели – поджига реакции, связывалось с необходимостью получения высоких магнитных полей (не менее 2,5 Тл – в реакторе Тамма – Сахарова), сверхвысокого вакуума, откачки гелия, водорода и газов-примесей, плотных газовых и паровых мишеней в вакууме, мощных ионных пучков, высокопоточных разрядов. Каждая из этих задач актуальна и теперь, а в те времена

являлась настоящей научно-технической проблемой. Следует заметить, что именно ХФТИ в те годы располагал научной базой для решения этих проблем, поэтому этим и объяснялся выбор И.В. Курчатова.

ПАРАМЕТРЫ СВЕРХПРОВОДЯЩЕЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ

Не вдаваясь в подробности довольно сложных проблем удержания плазмы в замкнутых магнитных ловушках стеллараторного типа, где пока еще не в полной мере, могут быть связаны параметры магнитной системы с параметрами удерживаемой плазмы, заметим, что основной параметр – энергетическое время жизни ионов плазмы τ_{Ei} может быть определено как:

$$\tau_{Ei} = C \cdot a_0^2 \cdot B_0^2 \cdot R \cdot t_\Sigma$$

где показатели степени для малого радиуса тора и плазмы, a_0 и величины магнитного поля, B , как правило, равны -2, для R – большого радиуса тора и угла вращательного преобразования, t_Σ , близки или равны -1. Естественно, что магнитная система ТЯР с положительным энергетическим выходом, полем более 2.5 Тл, объемом более 10^2 м³ и стационарным режимом работы может быть только гиперпроводящей или сверхпроводящей, поэтому с самого начала проводились углубленные работы по криомагнитным технологиям, обеспечивающим возможность создания гиперпроводящих и сверхпроводящих систем с высоким уровнем магнитных полей [1÷6].

Начальные параметры замкнутой сверхпроводящей магнитной ловушки стеллараторного типа, системы в которой должна была удерживаться плазма, предлагались достаточно внушительными, хотя и находились на уровне уже достигнутых в тепловых системах, например, на установке ХФТИ – "Ураган" - 2 [21]. Дополнительным, ранее не исследованным элементом,

должен был явиться распределенный по длине тора дивертор – устройство для удаления примесей из удерживаемой плазмы, т.е. была выбрана магнитная система типа торсатрон без обмотки продольного поля [7] см Рис. 1. На рисунке представлен радиальный разрез тороидальной магнитной системы с одновременным разрезом камер дивертора, в которых должны поглощаться частицы плазмы. Ось тора находится слева от разреза. Как известно, магнитная система такого типа обладает тремя классами магнитных поверхностей, характеризующихся различным поведением магнитных силовых линий. Силовые линии первого типа замыкнуты вокруг каждой токнесущей обмотки. Силовые линии второго типа – обобщенные- замыкаются сами на себя после большого числа оборотов. Они находятся внутри сепаратрисы, на них удерживается плазма. К третьему классу относятся обобщенные силовые линии, выходящие из внутренней области тора-ловушки наружу, после нескольких оборотов внутри тора. По ним выходит диффундирующая из ловушки, так называемая диверторная плазма.

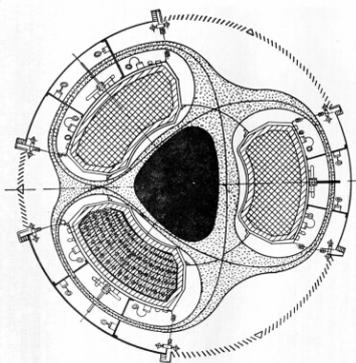


Рис. 1. Радиальный разрез тороидальной системы торсатрона с камерами откачки дивертора. 1- винтовые обмотки на торе. 2- область замкнутых – ловушечных силовых линий с удерживаемой плазмой. 3- область диверторных силовых линий

Параметры плазмы и параметры системы были определены как: плотность плазмы- $10^{13} \div 10^{14} \text{ см}^{-3}$, температура плазмы $100 \div 1000 \text{ эВ}$, время удержания- $1-10 \text{ мс}$, большой диаметр тора- $100 \div 120 \text{ см}$, малый диаметр – 20 см , величина продольного магнитного поля – 20 кЭ , угол вращательного преобразования 0.5 и шир – 0.2 . Для выполнения главного требования – распределенного по длине тора винтового дивертора была выбрана конфигурация – трехзаходного торсатрона без обмоток продольного магнитного поля. Использование трехзаходной обмотки, идущей по тору под углом около 45° , одновременно решало и проблему шира, (перекрученность силовых линий магнитного поля друг относительно друга), отсутствующего в двузаходных конфигурациях и создавало достаточный угол вращательного преобразования. Для компенсации вертикальной компоненты магнитного поля трехзаходной винтовой обмотки необходимы были компенсирующие обмотки, располагавшиеся снаружи тороидальных винтовых. Величина магнитного поля в тороидальных системах, как известно определяется соотношением:

$$B(\vartheta) = 0.2 \cdot n \cdot m \cdot I / R,$$

где n - заходность обмотки, или число токовых полюсов, m - число периодов поля, I - ток в полюсе (А). Угол вращательного преобразования и шир определяются угловой шириной полюса на торе, ϑ . и его высотой- h . Для получения оптимальных, указанных выше значений, эти величины выбраны, соответственно, как 40° и 5 см . Таким образом, было задано сечение полюса. Для данной величины магнитного поля, конструктивная плотность тока в винтовой обмотке, может быть определена по данным Рис. 2.

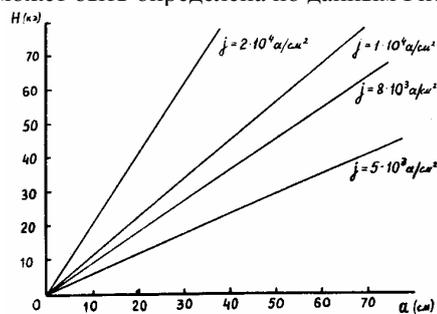


Рис. 2. Зависимость величины продольного магнитного поля от размера замкнутой магнитной системы, для данной заходности n и числа периодов поля m

ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ

Предварительные эксперименты на моделирующей сверхпроводящей магнитной системе торсатрона "Кристалл-1", с параметрами в 2.5 раза меньшими, [8÷10] позволили определить основные задачи при создании плазменной установки "Кристалл-2". На Рис. 3 и 4 представлены схематические виды магнитных систем, позволявшие, на наш взгляд, решить конфигурационные проблемы.

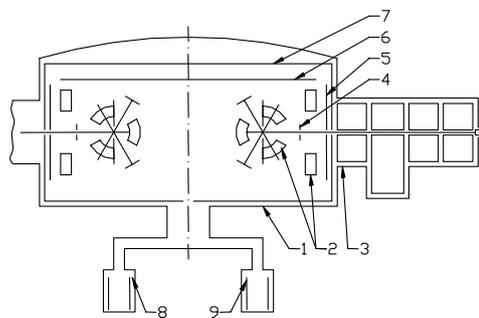


Рис. 3. Схема установки "Кристалл-2": 1 – вакуумная камера; 2 – сверхпроводящая магнитная система; 3 – инжектор быстрых нейтральных атомов; 4 – приемники плазмы; 5 – крионасос камеры, $10^{-5} \div 10^{-9} \text{ Торр}$; 6 – гелиевый насос, $10^{-5} \div 10^{-9} \text{ Торр}$; 7 – радиационный экран; 8- конденсационный насос $10 \div 10^5 \text{ Торр}$; 9 – криогенныйнасос $760 \div 10 \text{ Торр}$

Поскольку в этой системе должна создаваться и удерживаться горячая плазма, должны были существовать идущие по тору винтовые отверстия для входа и выхода диверторных силовых линий, ввода систем создания и измерения параметров плазмы. Поскольку обмотки должны быть сверхпроводящими, была необходима система специального криостата. Обычный криостат, в тогдашнем его понимании, создать было невозможно.

Однако продолжал существовать еще круг не решенных научно-технологических вопросов. Как обеспечить залив жидкого гелия в такие обмотки, как их экранировать от теплового излучения и плазмы? Как и чем осуществить обмотку, монопровод, кабель, шина, лента? Сверхпроводящие материалы только начинали выпускаться и не было опыта создания крупных сверхпроводящих магнитных систем. Поэтому в лабораторных условиях было налажено производство сверхпроводящего ниобий-циркониевого паяного кабеля различных конструкций, см. Рис. 5 и 6.

Эти работы проводились до освоения Ульяновским металлургическим заводом коммерческого производства многожильного ниобий-титанового кабеля.

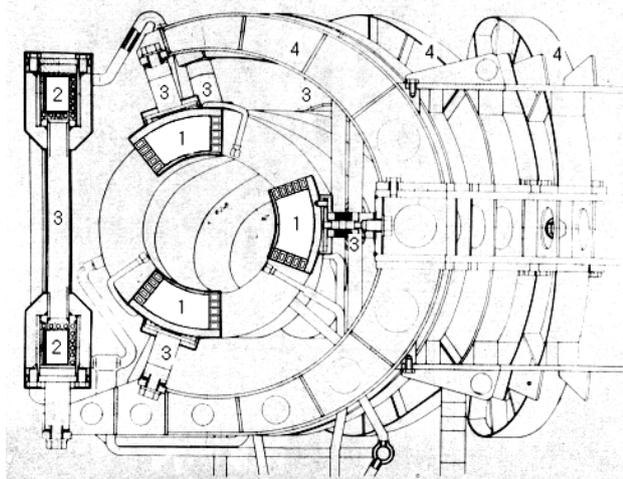
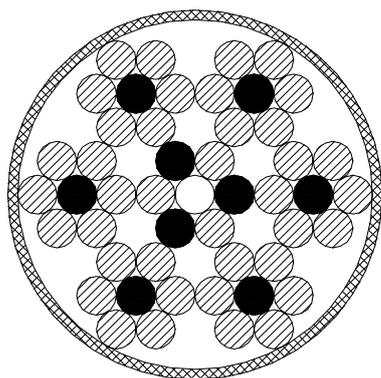


Рис. 4. Магнитная система торсатрона "Кристалл-2": 1 – винтовые обмотки; 2 – компенсирующие обмотки; 3 – силовые опоры; 4 – силовой каркас. Сверхпроводящие обмотки охлаждались протоком жидкого гелия по трубкам, представляющим собой боковые направляющие поверхности, между которыми укладывалась обмотка винтовых полюсов и компенсирующих соленоидов



● – NbZr ◐ – Cu ○ – Sn ◑ – Лавсан

Рис. 5. Поперечный разрез ниобий-циркониевого сверхпроводящего кабеля

В дальнейших работах использовался сверхпроводящий кабель НТ-50 с 30% заполнением, твистированный, 84- жильный в медной матрице, диаметром 1.5 мм, в лаковой изоляции, с токонесущей способностью 500 А при 5 Тл.

Одновременно с К-2 прорабатывалась плазменная ловушка стеллараторного типа - "Ураган-3" с использованием криогеники для ее откачки [13, 14]. Поскольку коллектив разработчиков был, в основном, один и тот же, конфигурация и параметры оказались во многом сходными. Тот же трехзаходный торсатрон без обмотки продольного поля, с распределенным винтовым дивертором и мощной системой откачки, размещенные, как и К-2, в большой вакуумной камере. У-3 имел тепловые обмотки, питаемые 100 МВт генераторами, с длительностью импульса, в несколько секунд. К-2 охлаждался жидким гелием, и поле в нем было стационарным.

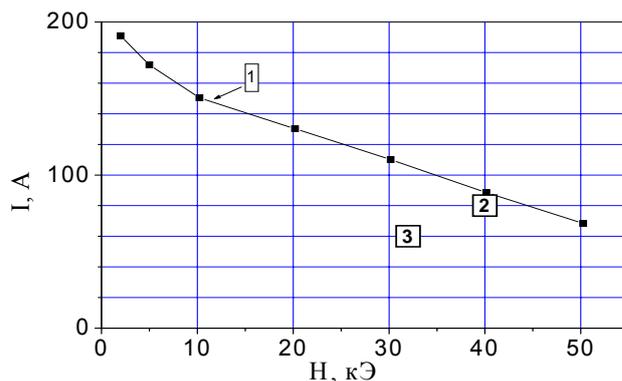


Рис. 6. Зависимость токонесущей способности сверхпроводящего кабеля от напряженности магнитного поля. 1 – короткий образец; 2 – соленоид со свободной намоткой; 3 – соленоид пропитанный парафином

Указанные выше параметры К-2 могли быть получены при выполнении ряда дополнительных требований и условий. Как указывалось, угловая ширина сверхпроводящего полюса на поперечном сечении тора не могла превышать 40° , а высота 5 см. Только при этом могли быть получены требуемые величины угла вращательного преобразования и шира при заданной величине магнитного поля. Это давало сечение полюса в 50 см^2 при конструктивной плотности тока в обмотке около $2 \cdot 10^4 \text{ А/см}^2$ и запасенной энергии в магнитной системе на уровне 1 МДж, величине беспрецедентной для крупных магнитных систем, см. рис. 7.

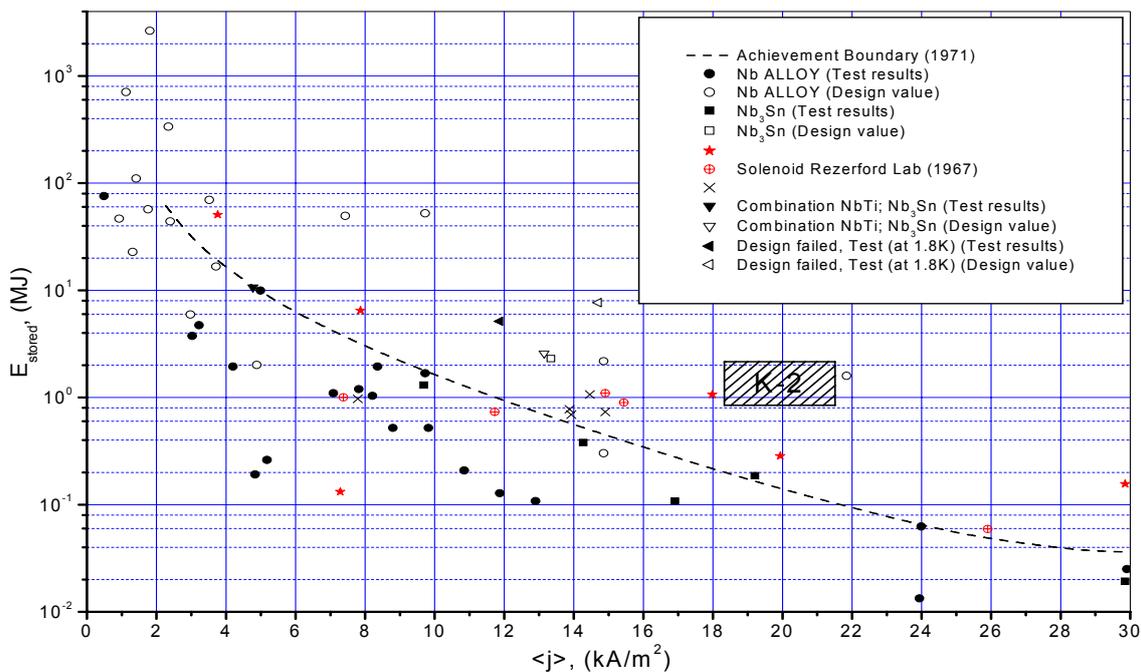


Рис. 7 Сравнительные характеристики сверхпроводящих соленоидов с данной плотностью тока и величиной запасенной энергии. Усредненная эмпирическая кривая за 1971 г.

Это исключало возможность тепловой стабилизации сверхпроводящей обмотки. Винтовая обмотка не была безсиловой, к тому же в тороидальном случае силы в каждом элементе - трехмерны, а при суммарном транспортном токе в полюсе около 1 МА их величина достигала 0.1÷1 Тонны/см, что требовало мощной силовой системы поддержки полюсов. Эта термосиловая система, в свою очередь, ставила проблемы криостатирования и криообеспечения. Трубчатые сверхпроводящие кабели, разработанные и созданные в лаборатории не позволяли получать плотность транспортного тока свыше $5 \cdot 10^3$ А/см² при 2 Тл [8], тогда как величина магнитного поля на полюсе достигала 5.5 Тл.

ЗАМОНОЛИЧИВАНИЕ И КОСВЕННОЕ ОХЛАЖДЕНИЕ

Существенной проблемой являлось отличие токов короткого образца от токов в длинномерных образцах и соленоидах, что исключало возможность точных расчетов и достижения заданных параметров. Поскольку имелся предварительный опыт работы с криогенными импульсными соленоидами с близкими значениями величин полей и плотностей транспортных токов, соответственно – 100 кЭ и $2 \cdot 10^4$ А/см², было целесообразно этим опытом воспользоваться. И хотя существенное различие лежало в источниках питания и теплофизике обмоток, поведение магнитных систем при разрушении представлялось идентичным. Например, разрушение криогенных соленоидов часто наблюдалось из-за нарушения межвитковой или скорее межслойной изоляции и объяснялось микродвижением витков внутри обмотки. Для предотвращения этого перемещения витков, межвитковые пустоты заполнялись клеем и изоляционным составом. На первом этапе это были клеи типа БФ, в дальнейшем - эпоксидные смолы, т.е. обмотка замоно-

чивалась [9÷11]. В сверхпроводящих системах того времени мы в полной мере видели этот недостаток. Обмотки были рыхлыми, специальное крепление витков и слоев не использовалось, оставались каналы для протока хладагента – жидкого гелия, имелась возможность движения витков. Потому, при микроперемещениях витков должно было происходить трение между витками обмотки и, соответственно, тепловыделение. Как следствие этого тепловыделения при малых теплоемкостях обмотки при 4 К, должны были происходить локальные нагревы проводника и понижение критических характеристик СП-кабеля. Т.о. должно было наблюдаться отличие транспортного тока в длинномерных кусках от токов короткого образца. В сверхпроводящей системе, при ее замоноличивании, ограничивается движение витков и тепловыделений связанных с трением, определяющихся перемещением витков. Однако, опыта создания таких обмоток не было. Существовала еще одна проблема. Замонолитить СП-кабель в данном соленоиде - это безвозвратно потерять его для дальнейших экспериментов, а необходимо было многократно использовать один и тот же проводник в исследованиях. Поэтому первое замоноличивание сверхпроводящей обмотки было выполнено с помощью отвердевших газов, которые не имели значительной прочности, но позволяли многократно повторить процесс. Обмотка была заполнена жидким азотом и заморожена жидким гелием. Транспортный ток в ней возрос, но еще не достиг тока короткого образца, поэтому последующее замоноличивание проводилось с помощью жидкостей, поскольку их прочность в твердой фазе намного выше прочности замороженных газов. Выбирались жидкости с отрицательным коэффициентом температурного сокращения: бензин или смесь глицерина со спиртом. Транспортный ток увеличился, а при удалении межвиткового заполнителя – снижался, см. данные Таблицы 1, и Рис. 6.

Таблица 1.

Материал компаунда	I/I_0
без компаунда	0.45±0.50
жидкий азот	0.70
глицерин со спиртом	0.80±0.85
бензин или парафин	0.85–0.9
кремнийорганический лак	0.90±0.95

Итак, гелий омывал обмотки только снаружи, а в соленоидах достигался ток близкий к току короткого образца. Замоноличивание таким образом решало две проблемы: стабильное повышение тока в системе, т.е. достижение в длинномерной обмотке тока короткого образца и решало проблему криостатирования. Появлялась возможность косвенного охлаждения обмоток, создания "сухих" соленоидов, см Рис. 8. [9].

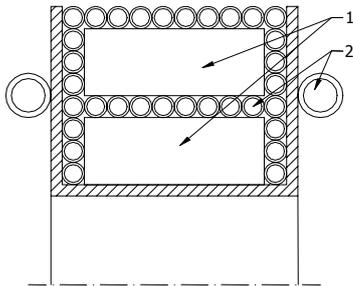


Рис. 8. Поперечный разрез обмотки "сухого" соленоида: 1 – сверхпроводник; 2 – медные трубки для протока хладагента, два варианта

Перед изготовлением магнитной системы были проведены испытания всего обмоточного кабеля, 22-х, километровых кусков, в замоноличенных жидкостью соленоидах, с целью выбора кусков для внутренних областей обмотки, с максимальными токонесящими способностями, а также проведены испытания моделирующего соленоида. Моделирующего по величине плотности транспортного тока и запасенной энергии [10]. Все эти испытания подтверждали правомочность и целесообразность разработанных технологий.

ПЕРЕХОД В НОРМАЛЬНОЕ СОСТОЯНИЕ И СКОРОСТЬ ВЫВЕДЕНИЯ ЭНЕРГИИ

Однако, оставалась еще проблема не контролируемого перехода в длинных и тонких соленоидах, которыми являлась обмотка торсатрона, см. Рис. 9. Эти обмотки существенно отличаются от компактных испытательных, моделирующих соленоидов. Дело в том, что при появлении сравнительно медленно распространяющейся в продольном и поперечном направлениях нормальной фазы весь соленоид не успевает перейти в нормальное состояние. Заметим, что при выделении 1 МДж в данной магнитной системе ее средняя температура могла превышать 200 К. Поэтому при переходе в нормальное состояние только части обмотки, она могла достигнуть температуры более 300 К, а не симметричные термомеханические напряжения могли бы вывести обмотку из строя, см Рис. 9. Поэтому было решено, в случае появления нормальной фазы, пойти по пути быстрого выведения энергии из соленоидов, столь быстрого, чтобы индукционный нагрев перевел

бы всю систему в нормальное состояние. В этом случае, оставшаяся, не выведенная энергия, могла бы равномерно распределиться по обмотке и не симметричного теплового расширения не произошло бы.

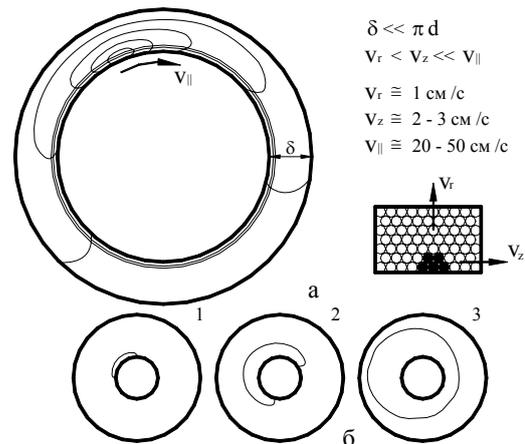


Рис. 9. Распространение нормальной зоны в длинном – а, и сосредоточенном соленоидах – б

Проведенные эксперименты на модельном соленоиде, при заданной конструктивной плотности транспортного тока и заданных материалах определили скорость такого перехода величиной около 1 Тл/с, см. Рис. 10.

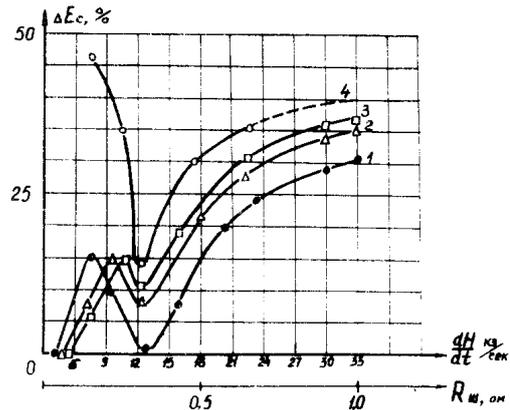


Рис. 10. Зависимость количества энергии, выделившейся в обмотке соленоида, от скорости изменения поля. 1÷30 кДж, 2÷50 кДж, 3÷75 кДж, 4÷130 кДж

При таких скоростях не только вся обмотка переходила в нормальное состояние, но, кроме того, удавалось вывести из соленоида до 80% запасенной в нем энергии [9]. Существенное повышение напряжения на соленоиде в момент такого перехода требовало хорошей изоляции обмотки от каркаса. Технологии изоляции криогенных обмоток были отработаны еще раньше, на криогенных импульсных соленоидах [3, 4], изоляция которых рассчитывалась на напряжения до 15 кВ. Кроме того, учитывая секционный характер обмоток сверхпроводящей магнитной системы, отдельные полюса и компенсирующие соленоиды – можно было разделить на секции при выведении энергии, т.е. поставить шунт на каждую обмотку. Изоляция каждой обмотки была рассчитана на 5 кВ и после изготовления, каждая из них была испытана на это напряжение.

ИЗГОТОВЛЕНИЕ ТОРСАТРОНА

Изготовление винтовой обмотки выявило ряд технологических особенностей. Каркас и криостат винтовой обмотки формировался на силуминовой тороидальной оправке из прямоугольных медных трубок $12 \times 12 \text{ мм}^2$, с 8 мм внутренним отверстием для протока жидкого гелия, свариваемых между собой и медным листовым основанием под полюсом на тепловой контакт, см. Рис. 4. Силуминовый тор после изготовления каркаса, и сверхпроводящей обмотки, монтажа силового каркаса и силовой рамы - вытравливался химическим путем. Этапы изготовления сверхпроводящей обмотки на торе представлены на Рис. 11, 12, 13 и 14. Деформация винтовой обмотки после вытравливания составила 0.7 мм, что не вызвало существенного разрушения геометрии удерживающих силовых линий.



Рис. 11. Намоточный станок. Видны два винтовых полюса, для третьего подготовлен каркас

Сравнение технологических особенностей изготовления цилиндрических компенсирующих соленоидов и винтовой обмотки показало следующее. Системы выполнены по единой технологии и из одинаковых материалов. Намотка соленоидов велась послойно с равномерным натяжением сверхпроводящего кабеля, 8 кг. Равномерное натяжение кабеля в винтовой обмотке - трудноосуществимо, из-за необходимости непрерывной фиксации кабеля на поверхности полюса, однако, и оно было выполнено, правда, с вариацией силы натяжения с точностью до коэффициента-2. Это привело к снижению плотности укладки кабеля, и снижению продольного поля с 22 до 17 кЭ.

Для предупреждения появления возможных термических напряжений свыше допустимых, при охлаждении системы, обмотки, как и силовая рама, охлаждались и нагревались со скоростью не более 10 К/с.



Рис. 12. На винтовую обмотку одеты силовые каркасы

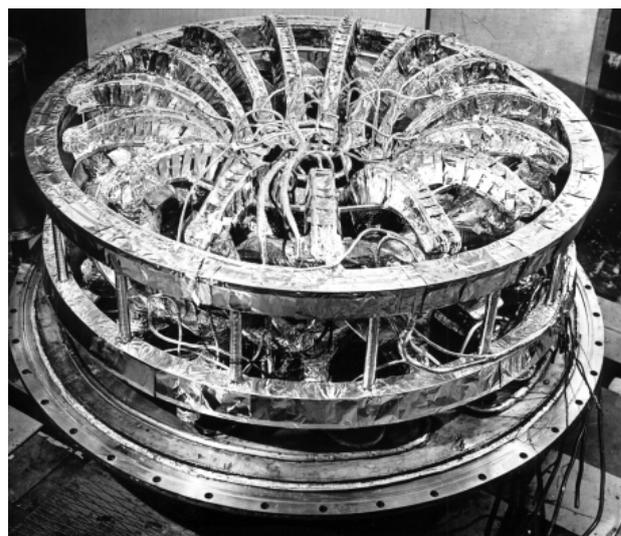


Рис. 13. Магнитная система Кристалла-2 в сборе. Внутри верхнего соленоида видны радиальные, С-образные элементы силового каркаса. Все охлаждаемые элементы обмотаны поглощения тепловой излучения, поскольку через внешний радиационный азотоохлаждаемый экран вводится много "теплых" рабочих элементов

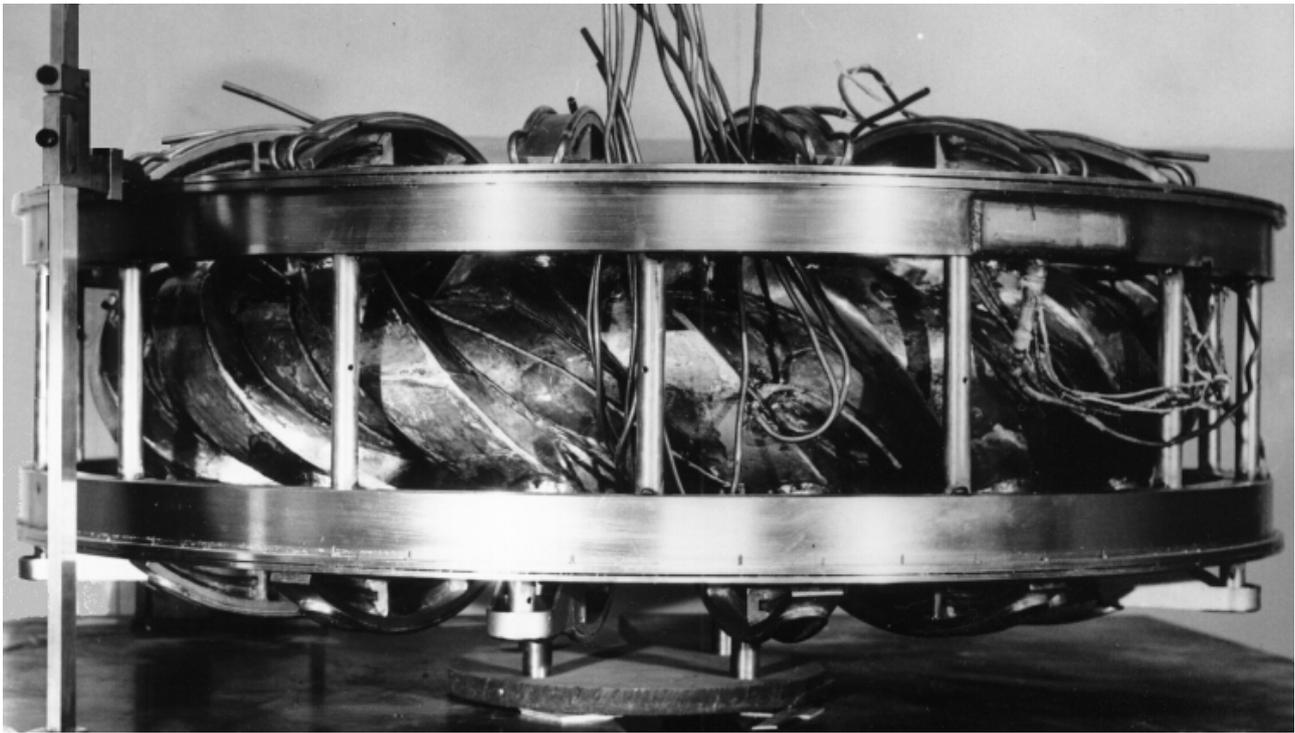


Рис. 14. Магнитная система Кристалла-2 в сборе. На первом плане видны компенсирующие соленоиды с силовыми распорками. Между ними просматривается винтовая обмотка

ИСПЫТАНИЯ СИСТЕМЫ

В процессе криогенных и токовых испытаний цилиндрических компенсирующих и винтовой торoidalной систем была установлена существенная связь токов в обмотке и фазового состояния проточного, охлаждающего гелия. Эффект носит пороговый характер и устойчивое сверхпроводящее состояние обмотки, ток до 600 А, достигается при объемном паросодержании гелия, β , около $20 \div 25\%$. При объемных паросодержаниях на входе $50 \div 60\%$ сверхпроводимость теряется уже при 10 А, см. Рис. 15 и 16 [18].

На установке К-2 выполнены две экспериментальные работы. Разработка методики определения магнитной топографии торсатронов, проводилась для установки Ураган-3. Исследование торможения плазмы на газовой мишени. Таким образом моделировалась эффективность газового blankets в диверторе. Работа проводилась для уточнения расчетов теплового режима диверторных пластин международной установки "Интер" [19]. В связи с идентичностью магнитных топографий, но более высоких параметров установки У-3, дальнейшие работы на К-2 были остановлены.

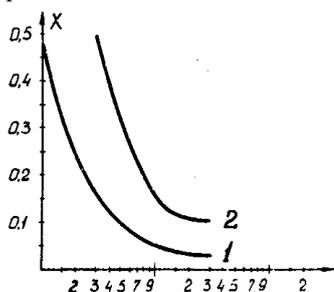


Рис. 15. Зависимость величины коэффициента паросодержания для потока двухфазного гелия от массового расхода 1 – на входе криостата сверхпроводящего полюса; 2 – на его выходе

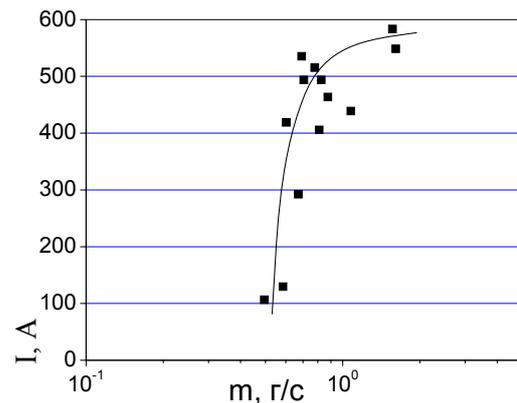


Рис. 16. Зависимость величины критического тока от массового расхода

ВЫВОДЫ, ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Исследования сверхпроводящих, СП-, магнитных систем включали разработки сильноточных токонесущих элементов, например, трубчатого типа, и позволили создать несколько оригинальных крупных СП-соленоидов, служивших макетами СП - торсатронов "Кристалл-1" и "Кристалл-2" с величиной максимального поля, H_{max} до 50 кЭ. В обмотках торсатрона "Кристалл-2" впервые в СССР была применена разработанная в лаборатории технология замоноличивания СП-обмоток, созданы крупногабаритные, ~ 1.8 м в диаметре, частично стабилизированные, с косвенным охлаждением, системы сложной формы с конструктивной плотностью тока до $2 \cdot 10^4$ А/см² и запасенной энергией ~ 1 МДж. Магнитная система обладала высоким энерго- весовым отношением, что по двум этим параметрам находилось выше уровня мировых результатов, см рис7 [12].

При замене нержавеющей стали и медного каркасов компенсирующих соленоидов на алюминиевый, вес соленоидов мог быть значительно уменьшен, более чем вдвое. Такого типа СП-обмотки представляли уже интерес для космических аппаратов, пересекающих земные радиационные пояса, для защиты их магнитным полем от электронной компоненты земных радиационных поясов. Аналогичного вида системы для космических аппаратов были затем созданы в США.

Сравнительно малые размеры установки К-2 определили большинство принципиальных трудностей, например, высокую плотность тока в обмотке. Увеличение размеров системы приведет, при тех же величинах поля, к линейному снижению плотности транспортного тока, поскольку размер полюса растет квадратично с ростом системы см. Рис. 2. Анализируя возможность построения крупных сверхпроводящих систем стеллараторного типа мы считаем, что необходимо идти по пути создания модульных разборных систем, с транспортными токами в несколько МА. Ряд возможных дискретных соленоидов описан в [20], определенные трудности представляют разборные сверхпроводящие контакты на ток около 10 кА и возможность получения контактных сопротивлений около 10^{-8} - 10^{-9} Ом.

СВЕРХПРОВОДЯЩИЕ МАГНИТНЫЕ СЕПАРАТОРЫ С ВЫСОКИМ ГРАДИЕНТОМ.

Накопленный физико-технологический опыт при сооружении сложных сверхпроводящих систем позволяет в настоящее время решать современные технологические задачи, стоящие на повестке дня перед наукой и техникой Украины. Наиболее актуальной на наш взгляд является задача создания сверхпроводящих высокоградиентных магнитных сепараторов, ВГМС.

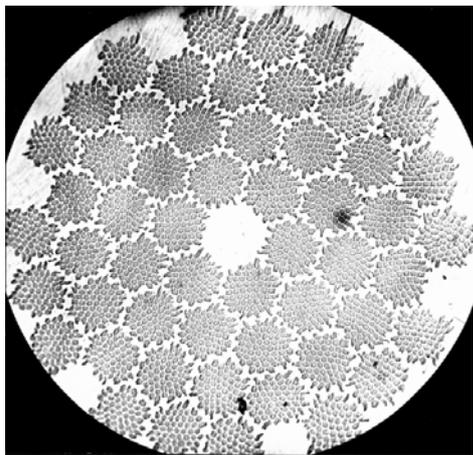


Рис. 17. Разрез сверхпроводящего кабеля диаметром 0.85 мм, диаметр сверхпроводящей жилы 5 мкм, количество 2970

Следует заметить, что в настоящее время качество сверхпроводящих кабелей существенно улучшилось, см. Рис. 17 и 18, на которых представлены токовые характеристики и сечение нового СП кабеля разработки ХФТИ [15]. Это позволяет создавать надежные сп- магнитные системы с косвенной системой охлаждения и внутренней стабилизацией с высокими энерго-весовыми показателями.

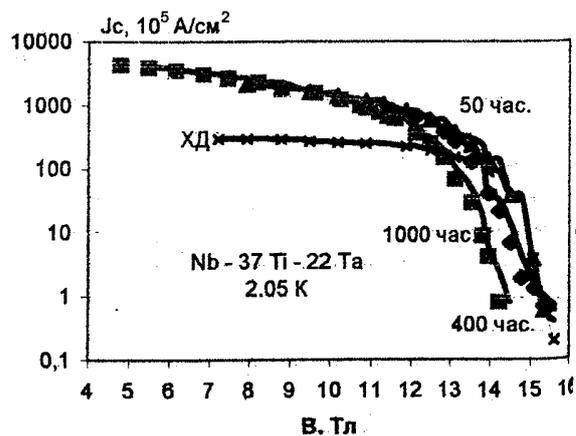


Рис. 18. Зависимость плотности тока от поля для Nb-37Ti-22Ta сверхпроводника при различных длительностях обработки

Применение этого кабеля осуществляется на разрабатываемом в ННЦ ХФТИ сверхпроводящем сепараторе с высоким градиентом магнитного поля, около $500 \text{ Тл}^2/\text{м}$ при 5 Тл, предназначенном для слабомангнитного минерального сырья и биообъектов [16]. Это можно считать значительным шагом, например, по сравнению с системой [17], в которой достигнуты значения магнитного градиента и величины напряженности на уровне соответственно $250 \text{ Тл}^2/\text{м}$ при 7 Тл. Полученный эффект объясняется применением новой топографии магнитной системы, не использовавшейся при сооружении магнитных сепараторов. Магнитная система состоит из встречно включенных соленоидов, с областью нулевого поля между ними см. Рис. 19, 20 [16].

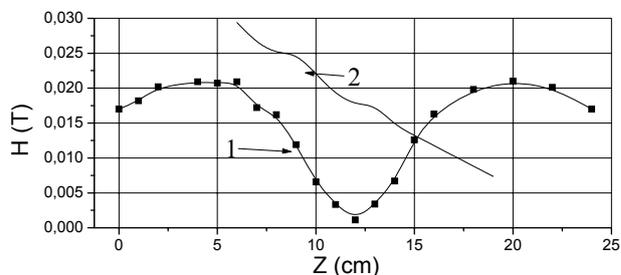


Рис. 19. Осевое распределение магнитного поля в двух встречно включенных соленоидах, кривая - 1. Осевое распределение поля в одиночном соленоиде, кривая - 2

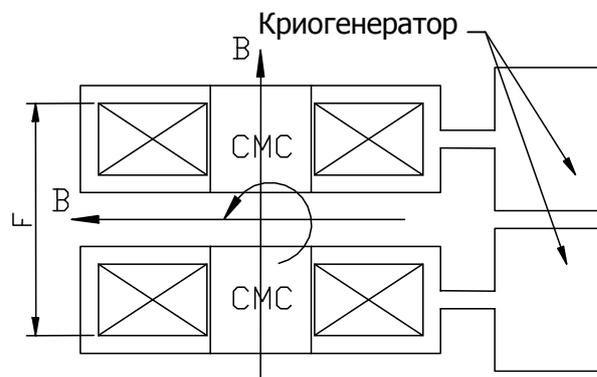


Рис. 20. Схематический вид магнитной системы сепаратора

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Исследование возможности получения стационарных иагнитных полей в катушках, охлаждаемых жидким водородом. Е.С. Боровик, Ф.И. Бусол, С.Ф. Гришин. ЖТФ 31, 459, 1961 г.
- [2] Получение импульсных магнитных полей в катушках, охлаждаемых до низких температур. Е.С. Боровик, А.Г. Лимарь. ЖТФ 32 441 1962 г.
- [3] Ионизация быстрых атомов водорода магнитным полем. Е.С. Боровик, Ф.И. Бусол, В.А. Коваленко, Е.И. Скибенко, В.Б. Юферов. Ядерный Синтез 5 85 1965 г.
- [4] Магнитная ловушка с сильным магнитным полем. Е.С. Боровик, Ф.И. Бусол, В.А. Коваленко, В.Б. Юферов. Е.И. Скибенко,
- [5] Импульсная прочность металлов при низких температурах. Е.С. Боровик, В.Г. Волоцкая, М.Ш. Мамедов. Сб. Физика плазмы и УТС. 4 484. Киев 1965 г.
- [6] Криогенная магнитная ловушка ВГЛ-2 Е.С. Боровик, Ф.И. Бусол, Б.В. Гласов В.А. Коваленко, Е.И. Скибенко, В.Б. Юферов. Атомная Энергия 21 130 1966 г.
- [7] Магнитное поле винтовых токов, текущих по поверхности тора. В.Ф. Алексин. Сб. Физика плазмы и проблемы управляемого термоядерного синтеза. В.3. Издательство АН УССР Киев 1963 с. 216.
- [8] Исследование сверхпроводящей замкнутой магнитной системы сложной формы. Б.В. Гласов, В.Г. Котенко, В.И. Курносов, Г.Г. Лесняков, В.А. Мерзликин, Г.Т. Николаев, Ю.В. Холод, В.Б. Юферов. ВАНТ Сер. Фундаментальная и прикладная сверхпроводимость. Вып 1(1) Харьков ХФТИ 73-30, 1973, с. 84-87.
- [9] Исследование работы сверхпроводящих соленоидов с различными способами охлаждения и теплопередачи. Б.В. Гласов, О.С. Друй, В.Г. Котенко, В.И. Курносов, Г.Г. Лесняков, В.А. Мерзликин, Г.Т. Николаев, В.Б. Юферов. ВАНТ Сер. Фундаментальная и прикладная сверхпроводимость. Вып. 1(1) Харьков ХФТИ 73-30, 1973, с. 88-93.
- [10] Сверхпроводящие замкнутые системы установок "Кристалл-1" и "Кристалл-2". М.Ю. Бредихин, А.В. Георгиевский, Б.В. Гласов, О.С. Друй, В.Е. Зисер, В.Г. Котенко, В.И. Курносов, Г.Г. Лесняков, А.С. Логинов, В.А. Мерзликин, Г.Т. Николаев, Е.И. Скибенко, Ю.Ф. Сергеев, Л.Г. Сороковой, В.А. Супруненко, В.Т. Толок, Ю.В. Холод, В.Б. Юферов. ВАНТ Сер. Физика плазмы и проблемы УТС. Вып 1(1) Харьков ХФТИ 73-20, 1973 с. 5-7.
- [11] Исследование предельных характеристик сверхпроводящих компаундированных соленоидов. Б.В. Гласов, О.С. Друй, В.И. Курносов, В.А. Мерзликин, Г.Т. Николаев, Е.И. Скибенко В.Б. Юферов. ВАНТ Сер. Фундаментальная и прикладная сверхпроводимость. Вып 1(4) Харьков ХФТИ 76-49, 1976, с. 29-31.
- [12] Сверхпроводящий торсатрон "Кристалл- 2". Е.И. Скибенко, В.А. Супруненко, В.Б. Юферов. Атомная Энергия 6. 1980. 450.
- [13] Криогенные насосы в исследованиях по управляемому термоядерному синтезу. В.Б. Юферов, Л.Г. Сороковой. ВАНТ Сер. Низкотемпературная адсорбция и криогенный вакуум. Харьков ХФТИ 72-9, 1971, с. 145-150
- [14] Cryogen pumping of a fusion reaktor. V.B. Yuferov. V.S. Vojtsenya. E.I. Skibenko. Yu.V. Kholod. FUSION REAKTOR DESIGN PROBLEM. Vienna IAEA. 1974 p. 419.
- [15] О разработках Nb-Ti сверхпроводников с высоким значением J_c , производимых в ННЦ ХФТИ О.В. Черный. ВАНТ Сер. Чистые металлы и сверхпроводники Харьков 1999 г., с. 10.
- [16] V.B. Yuferov, Y.V. Kholod, O.V. Chernyi, E.I. Skibenko, L.G. Sorokovoy, N.A. Kosik, V.O. Ilichova, E.V. Mufel, V.F. Malets, "HIGH-GRADIENT MAGNETIC SUPERCONDUCTING SEPARATOR FOR FEEBLY MAGNETIC COMPOUNDS", Proceedings of CEC/ICMC-2001 International Conference, July, 16-22, 2001, Wisconsin, Madison, USA", Advances in Cryogenic Engineering, Vol. 47-48 (to be published).
- [17] Cryofree OGMS Systems for Magnetic Separation. Research matters, Issue 9, Perspectives on the world of low temperature research from Oxford Instruments, Autumn 1998 г.
- [18] Выбор режима охлаждения сверхпроводящей магнитной системы торсатрона "Кристалл-2". Об охлаждении сверхпроводящей магнитной системы торсатрона "Кристалл-2" Б.В. Гласов, О.С. Друй, В.И. Курносов, Е.И. Скибенко В.Б. Юферов. ВАНТ Сер. Общая и ядерная физика. Вып 3(17) Харьков ХФТИ, 1981, с. 59-65, 66-71.
- [19] Исследование диссипации потока плазмы на газовой мишени. Б.В. Гласов, В.И. Курносов, Э.А. Лысенко, Е.И. Скибенко, А.Е. Сурков, В.Б. Юферов. Физика Плазмы т. 11, вып. 11 1985 г. с. 1431.
- [20] Свойства магнитных поверхностей стеллараторов без винтовых обмоток. В.Т. Толок, В.А. Супруненко, В.Б. Юферов, Е.Д. Волков, В.Г. Котенко, Г.Г. Лесняков, Промежуточный отчет по научно-исследовательской теме 5-02-05-01- $\frac{24}{20K}$ $\frac{28-3}{28-3}$, № госрегистрации У 28714 ИК инв. № 661, ННЦ ХФТИ, 1979.
- [21] Программа "Ураган" Дополнение к эскизному проекту установки "Ураган-3". В.Т. Толок, В.А. Супруненко, В.Б. Юферов, А.В. Георгиевский, Л.Х. Китаевский, О.В. Бирюков. Утверждено: В.Е. Иванов. Харькоа 1972 г.

Поступила 22.01.03

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ РАСЧЕТА ПОЛЯ ТОРОИДАЛЬНОГО ТРАНСФОРМАТОРА С УЧЕТОМ ВИТОГО МАГНИТОПРОВОДА И ОСЕВОГО ВИТКА ОБМОТКИ

Боев В.М., д.т.н.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, г. Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ «ХПИ», каф. ТОЭ, тел. (0572)40-09-61

На основе использования разрывных функций и уравнения спирали Архимеда получено дифференциальное уравнение, описывающее поле всего пространства, включающего трансформатор с витым магнитопроводом, решение которого может быть реализовано применением упрощающих допущений или численными методами.

На основі використання розривних функцій і рівняння спирали Архімеда отримано диференціальне рівняння, що описує поле всього простору, який містить в собі трансформатор із витим магнітопроводом, рішення якого може бути реалізовано застосуванням спрощуючих допущень, або чисельними методами.

Тороидальный трансформатор имеет ряд преимуществ перед стержневыми трансформаторами, таких как меньший поток рассеивания, компактность, относительная бесшумность и надежность в работе, что обусловило их широкое применение в электротехнике, особенно в электротехнических изделиях специального назначения. Вопросам расчета магнитных полей и потерь в трансформаторах, в частности, тороидальных, посвящено большое количество работ, например [1-4]. Однако остаются не решенными или не окончательно решенными вопросы, такие как учет конечной ширины стальной ленты витого магнитопровода, несовпадение направления векторов поля и направления нормали к поперечному сечению ленты внутри витого магнитопровода.

При расчетах магнитного поля тороидального трансформатора исходят из того, что индукция магнитного поля имеет только одну тангенциальную составляющую B_φ и витой ленточный магнитопровод представляют в виде набора кольцевых изолированных лент или в развернутом виде как пакет изолированных между собой листов (лент) стали бесконечной длины. При этом не учитывается тот факт, что внутри витого ленточного магнитопровода силовые линии магнитного поля переходят из одного витка ленты в другой через немагнитный зазор между витками. В этом случае должна появиться радиальная составляющая вектора индукции магнитного поля.

Исходя из вышесказанного задача ставится следующим образом: предложить максимально приближенную к реальному объекту математическую модель тороидального трансформатора с витым магнитопроводом в трехмерной постановке задачи.

Использование разрывных функций [5] позволяет описать электрические и магнитные свойства

$$\begin{aligned} \mu &= \mu_0 + \frac{\mu_c - \mu_0}{8} \left(\frac{|r - r_1 - a\varphi|}{r - r_1 - a\varphi} - \frac{|r - \rho_1 - a\varphi|}{r - \rho_1 - a\varphi} \right) \left(\frac{|\varphi|}{\varphi} - \frac{|\varphi - \varphi_0|}{\varphi - \varphi_0} \right) \left(\frac{|z + b|}{z + b} - \frac{|z - b|}{z - b} \right); \\ \frac{1}{\mu} &= \frac{1}{\mu_0} + \frac{1}{8} \left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_0} \right) \left(\frac{|r - r_1 - a\varphi|}{r - r_1 - a\varphi} - \frac{|r - \rho_1 - a\varphi|}{r - \rho_1 - a\varphi} \right) \left(\frac{|\varphi|}{\varphi} - \frac{|\varphi - \varphi_0|}{\varphi - \varphi_0} \right) \left(\frac{|z + b|}{z + b} - \frac{|z - b|}{z - b} \right); \\ \gamma_c &= \frac{\gamma_{\tilde{n}\tilde{o}}}{8} \left(\frac{|r - r_1 - a\varphi|}{r - r_1 - a\varphi} - \frac{|r - \rho_1 - a\varphi|}{r - \rho_1 - a\varphi} \right) \left(\frac{|\varphi|}{\varphi} - \frac{|\varphi - \varphi_0|}{\varphi - \varphi_0} \right) \left(\frac{|z + b|}{z + b} - \frac{|z - b|}{z - b} \right); \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь $\varphi_0 = (r_2 - r_1)/a$; $a = \Delta/2\pi$; r_1, r_2 — внутренний и наружный радиусы витого ленточного магнитопровода; $2b$ — ширина ленты; γ_{cm} — удельная электропроводность стальной ленты.

среды, содержащей тороидальный трансформатор с витым магнитопроводом, в трехмерной постановке задачи некоторыми функциями координат и подставлять эти функции в уравнения Максвелла.

Геометрия витого ленточного магнитопровода может быть описана уравнением спирали Архимеда (в цилиндрической системе координат)

$$r = a \cdot \varphi.$$

Уравнение, описывающее геометрию витого ленточного магнитопровода, будет зависеть от того, как идеализирована геометрия витой ленты (рис.1, 2) на внутреннем и наружном радиусах тороидального сердечника.

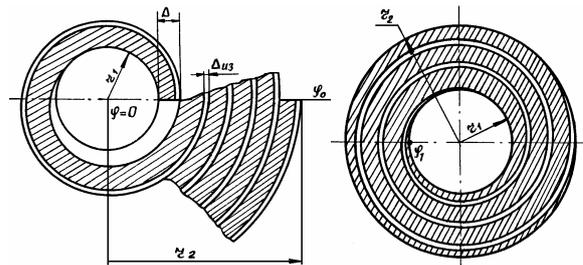


Рис.1 Витой магнитопровод трансформатора. Рис.2 Витой магнитопровод трансформатора

Уравнения, описывающие внутреннюю и внешнюю стороны витой ленты, имеют вид:

$$r = r_1 + a \cdot \varphi \quad \rho = \rho_1 + a \cdot \varphi,$$

где

$$\rho_1 = r_1 + \Delta_{cm} \quad \Delta_{cm} = \Delta - \Delta_{uz}$$

Δ_{cm}, Δ_{uz} — толщины стальной ленты и слоя изоляции.

Используя разрывные функции, запишем уравнения для магнитной проницаемости и удельной электропроводности среды, содержащей витой магнитопровод (рис.1)

Для магнитопровода рис. 2 уравнения магнитной проницаемости и удельной электропроводности запишем с помощью разрывных функций в виде

$$\begin{aligned}\mu &= \mu_0 + \frac{\mu_c - \mu_0}{8} \left(\frac{|r - a\varphi|}{r - a\varphi} - \frac{|r - \Delta_{\tilde{n}\dot{\delta}} - a\varphi|}{r - \Delta_{\tilde{n}\dot{\delta}} - a\varphi} \right) \left(\frac{|r - r_1|}{r - r_1} - \frac{|r - r_2|}{r - r_2} \right) \left(\frac{|z + b|}{z + b} - \frac{|z - b|}{z - b} \right); \\ \frac{1}{\mu} &= \frac{1}{\mu_0} + \frac{1}{8} \left(\frac{1}{\mu_c} - \frac{1}{\mu_0} \right) \left(\frac{|r - a\varphi|}{r - a\varphi} - \frac{|r - \Delta_{\tilde{n}\dot{\delta}} - a\varphi|}{r - \Delta_{\tilde{n}\dot{\delta}} - a\varphi} \right) \left(\frac{|r - r_1|}{r - r_1} - \frac{|r - r_2|}{r - r_2} \right) \left(\frac{|z + b|}{z + b} - \frac{|z - b|}{z - b} \right); \\ \gamma_c &= \frac{\gamma_{\tilde{n}\dot{\delta}}}{8} \left(\frac{|r - a\varphi|}{r - a\varphi} - \frac{|r - \Delta_{\tilde{n}\dot{\delta}} - a\varphi|}{r - \Delta_{\tilde{n}\dot{\delta}} - a\varphi} \right) \left(\frac{|r - r_1|}{r - r_1} - \frac{|r - r_2|}{r - r_2} \right) \left(\frac{|z + b|}{z + b} - \frac{|z - b|}{z - b} \right).\end{aligned}\quad (2)$$

Здесь отсчет угла φ от $r = a\varphi = 0$, но начинать следует от $\varphi_1 = (r_1 - \Delta_{\tilde{n}\dot{\delta}})/a$, что соответствует радиусу $r_1 = \Delta_{cm} + a\varphi_1$.

Системы уравнений (1) или (2) описывают магнитные и электрические свойства среды, содержащей витой ленточный магнитопровод. Таким же образом, используя разрывные функции запишем плотность тока в обмотке трансформатора (рис. 3), представленной в виде бесконечно тонкого токового слоя

$$\begin{aligned}j &= \frac{iW}{2\pi r} \left[\bar{r}_0 (\delta(z + z_0) - \delta(z - z_0)) \frac{1}{2} \left(\frac{|r - r'|}{r - r'} - \frac{|r - r''|}{r - r''} \right) + \right. \\ &\quad \left. + \bar{k} (\delta(r - r'') - \delta(r - r')) \frac{1}{2} \left(\frac{|z + z_0|}{z + z_0} - \frac{|z - z_0|}{z - z_0} \right) \right]\end{aligned}\quad (3)$$

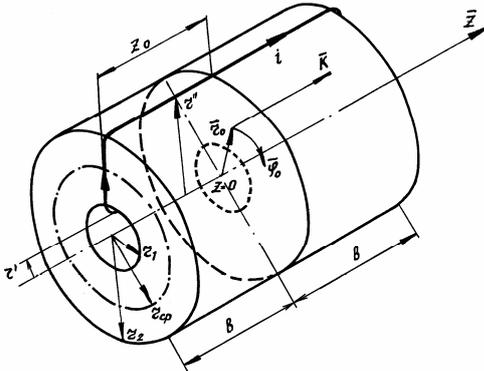


Рис. 3 Тороидальный трансформатор

Здесь $-z_0, z_0, r', r''$ — координаты расположения обмотки с током; $\delta(z - z_0), \delta(r - r')$ — δ -функции Дирака; $\frac{iW}{2\pi r}$ — линейная нагрузка (А/м).

Формула (3) также, как и (1), (2) описывает распределение соответствующей физической величины (плотности тока) во всем бесконечном пространстве. Тогда, подставляя эти равенства в уравнения Максвелла, получим описание распределения электриче-

$$\gamma = \gamma_c + \frac{\gamma_i}{2} \left[(\delta(z + z_0) + \delta(z - z_0)) \left(\frac{|r - r'|}{r - r'} - \frac{|r - r''|}{r - r''} \right) + (\delta(r - r'') + \delta(r - r')) \left(\frac{|z + z_0|}{z + z_0} - \frac{|z - z_0|}{z - z_0} \right) \right].\quad (12)$$

Если учесть, что при намотке обмотки тороидального трансформатора мы совершаем обход вдоль окружности тороида и образуем тем самым один виток с током, расположенный в плоскости $z = const$, то в формуле (3) для плотности тока должна быть добавлена еще составляющая тока, направленная по координа-

$$\bar{j} = \frac{iW}{2\pi r} \left[\bar{r}_0 (\delta(z + z_0) - \delta(z - z_0)) \frac{1}{2} \left(\frac{|r - r'|}{r - r'} - \frac{|r - r''|}{r - r''} \right) + \bar{k} (\delta(r - r'') - \delta(r - r')) \frac{1}{2} \left(\frac{|z + z_0|}{z + z_0} - \frac{|z - z_0|}{z - z_0} \right) \right] + \bar{\varphi}_0 \cdot i \cdot \delta(r - r'') \delta(z) \quad (13)$$

Подставим в уравнение (11) $1/\mu, \gamma, \bar{j}$ из (1), (12), (13) соответственно. При этом полагаем все завися-

щие от времени величины изменяющимися по гармоническому закону и применим комплексный метод.

Уравнения Максвелла для квазистационарного поля имеют вид

$$\text{rot } \bar{H} = \bar{j} + \gamma \bar{E} \quad (4)$$

$$\text{rot } \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad (5)$$

$$\text{div } \bar{B} = 0 \quad (6)$$

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \quad (7)$$

Если использовать выражение индукции магнитного поля через векторный потенциал $\bar{B} = \text{rot } \bar{A}$, то уравнения Максвелла примут вид

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \text{rot } \bar{A} \right) = j + \gamma \bar{E} \quad (8)$$

$$\bar{E} = -\frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \quad (9)$$

Из уравнений (4), (5) можно получить дифференциальное уравнение для напряженности магнитного поля \bar{H} . Из (4) найдем \bar{E} и подставим в (5)

$$\text{rot} \frac{\text{rot } \bar{H} - \bar{j}}{\gamma} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} = -\mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \quad (10)$$

Из уравнений (8), (9) можно получить дифференциальное уравнение для векторного потенциала

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \text{rot } \bar{A} \right) = j - \gamma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \quad (11)$$

В уравнениях (4) — (11) под величиной γ понимается удельная электропроводность всего пространства, включающего тороидальный трансформатор, а в уравнениях систем (1) и (2) величина γ_c — это удельная электропроводность пространства, включающего витой ленточный магнитопровод. Поэтому должна быть учтена еще электропроводность обмотки трансформатора (бесконечно тонкого токового слоя). Тогда для всего пространства, содержащего тороидальный трансформатор, удельную электропроводность запишем в виде

те φ . Место расположения такого витка определить трудно, оно зависит от технологии намотки. В первом приближении будем полагать, что этот виток с током имеет координаты $r = r'', z = 0$. Тогда уравнение для плотности тока запишется следующим образом

щие от времени величины изменяющимися по гармоническому закону и применим комплексный метод.

В цилиндрической системе координат $(\bar{r}_0, \bar{\varphi}_0, \bar{k})$

$$\text{rot} \bar{A} = \bar{r}_0 \left(\frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial \varphi} - \frac{\partial A_\varphi}{\partial z} \right) + \bar{\varphi}_0 \left(\frac{\partial A_r}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial r} \right) + \bar{k} \frac{1}{r} \left(\frac{\partial(r A_\varphi)}{\partial r} - \frac{\partial A_r}{\partial \varphi} \right)$$

Тогда

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \text{rot} \bar{A} \right) = \text{rot} \left\{ \frac{1}{\mu} \left[\bar{r}_0 \left(\frac{1}{r} \frac{\partial \dot{A}_z}{\partial \varphi} - \frac{\partial \dot{A}_\varphi}{\partial z} \right) + \bar{\varphi}_0 \left(\frac{\partial \dot{A}_r}{\partial z} - \frac{\partial \dot{A}_z}{\partial r} \right) + \bar{k} \frac{1}{r} \left(\frac{\partial(r \dot{A}_\varphi)}{\partial r} - \frac{\partial \dot{A}_r}{\partial \varphi} \right) \right] \right\} = \bar{j} - \gamma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t}$$

После преобразований получим

$$\begin{aligned} & \bar{r}_0 \left\{ \frac{1}{\mu} \left[\frac{1}{r^2} \left(\frac{\partial^2(r \dot{A}_\varphi)}{\partial r \partial \varphi} - \frac{\partial^2 \dot{A}_r}{\partial \varphi^2} \right) - \frac{\partial^2 \dot{A}_r}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 \dot{A}_z}{\partial r \partial z} \right] + \frac{1}{r^2} \left(\frac{\partial(r \dot{A}_\varphi)}{\partial r} - \frac{\partial \dot{A}_r}{\partial \varphi} \right) \frac{\partial}{\partial \varphi} \left(\frac{1}{\mu} \right) - \left(\frac{\partial \dot{A}_r}{\partial z} - \frac{\partial \dot{A}_z}{\partial r} \right) \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \right) \right\} + \\ & + \bar{\varphi}_0 \left\{ \frac{1}{\mu} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial^2 \dot{A}_z}{\partial r \partial \varphi} - \frac{\partial^2 \dot{A}_\varphi}{\partial z^2} + \frac{\dot{A}_\varphi}{r^2} - \frac{1}{r} \frac{\partial \dot{A}_\varphi}{\partial r} - \frac{\partial^2 \dot{A}_\varphi}{\partial r^2} - \frac{1}{r^2} \frac{\partial \dot{A}_r}{\partial \varphi} + \frac{1}{r} \frac{\partial^2 \dot{A}_r}{\partial \varphi \partial r} \right] + \right. \\ & \left. + \left(\frac{1}{r} \frac{\partial \dot{A}_z}{\partial \varphi} - \frac{\partial \dot{A}_\varphi}{\partial z} \right) \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \right) - \left(\frac{\dot{A}_\varphi}{r} + \frac{\partial \dot{A}_\varphi}{\partial r} - \frac{1}{r} \frac{\partial \dot{A}_r}{\partial \varphi} \right) \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu} \right) \right\} + \\ & + \bar{z}_0 \left\{ \frac{1}{\mu} \left[\frac{1}{r} \left(\frac{\partial \dot{A}_r}{\partial z} - \frac{\partial \dot{A}_z}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \dot{A}_r}{\partial z \partial r} - \frac{\partial^2 \dot{A}_z}{\partial r^2} - \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \dot{A}_z}{\partial \varphi^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial^2 \dot{A}_r}{\partial z \partial \varphi} \right] + \left(\frac{\partial \dot{A}_r}{\partial z} - \frac{\partial \dot{A}_z}{\partial r} \right) \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu} \right) - \left(\frac{1}{r^2} \frac{\partial \dot{A}_z}{\partial \varphi} - \frac{1}{r} \frac{\partial \dot{A}_\varphi}{\partial z} \right) \frac{\partial}{\partial \varphi} \left(\frac{1}{\mu} \right) \right\} = \\ & = \frac{iW}{4\pi r} \left[\bar{r}_0 (\delta(z+z_0) - \delta(z-z_0)) \left(\frac{|r-r'|}{r-r'} - \frac{|r-r''|}{r-r''} \right) + \bar{k} (\delta(r-r'') - \delta(r-r')) \left(\frac{|z+z_0|}{z+z_0} - \frac{|z-z_0|}{z-z_0} \right) \right] + \\ & + \bar{\varphi}_0 i \delta(z) \delta(r-r'') - j \omega \left\{ \frac{\gamma \bar{n} \delta}{8} \left(\frac{|r-r_1 - a\varphi|}{r-r_1 - a\varphi} - \frac{|r-\rho_1 - a\varphi|}{r-\rho_1 - a\varphi} \right) \left(\frac{|\varphi|}{\varphi} - \frac{|\varphi - \varphi_0|}{\varphi - \varphi_0} \right) \left(\frac{|z+b|}{z+b} - \frac{|z-b|}{z-b} \right) \right\} + \\ & + \frac{\gamma m}{2} \left[(\delta(z+z_0) + \delta(z-z_0)) \left(\frac{|r-r'|}{r-r'} - \frac{|r-r''|}{r-r''} \right) + (\delta(r-r') + \delta(r-r'')) \left(\frac{|z+z_0|}{z+z_0} - \frac{|z-z_0|}{z-z_0} \right) \right] (\bar{r}_0 \dot{A}_r + \bar{\varphi}_0 \dot{A}_\varphi + \bar{k} \dot{A}_z). \end{aligned}$$

Здесь $1/\mu$ — из (1) или (2).

Приравнявая множители при одинаковых единичных векторах $\bar{r}_0, \bar{\varphi}_0, \bar{k}$, получим три уравнения, которые необходимо решить относительно проекций векторного потенциала $\dot{A}_r, \dot{A}_\varphi, \dot{A}_z$. Учитывая взаимозависимость координат, имеющую место в полученных таким образом уравнениях, разрешить эту систему уравнений аналитическими методами не представляется возможным. Задача может быть решена, если использовать применяемое в таких случаях приближение — рассматривать тороидальный трансформатор в развернутом виде, то есть представить его в виде бесконечно длинного пакета изолированных между собой стальных лент, на котором равномерно намотана обмотка с током, или численными методами.

Решение задачи для пакета изолированных стальных лент с обмоткой [6-8] позволяет учесть влияние конечной ширины стальной ленты, но эффекты, связанные со спиральной намоткой стальной ленты (изменение индукции магнитного поля в зависимости от радиуса, наличие осевого витка обмотки и немагнитных зазоров (прослоек изоляции) между витками стальной ленты на пути тангенциального магнитного потока) в этом случае отсутствуют.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Васютинский В.С. Вопросы теории и расчета трансформаторов. — Л.: Энергия, 1970.
- [2] Лейтес Л.В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов. — М.: Энергия, 1981.
- [3] Тихомиров П.М. Расчет трансформаторов. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
- [4] Туровский Я. Техническая электродинамика. — М.: Энергия, 1974.
- [5] Боев В.М. Обоснование корректности граничных условий при использовании разрывных функций в задачах электромагнетизма. // Электротехника и электромеханика. — 2002, №3.
- [6] Боев В.М., Глибикий М.М., Ушакова И.В. Распределение магнитного поля в тороидальном ленточном магнитопроводе трансформатора. // Изв. ВУЗов. Электромеханика. — 1988, №7.
- [7] Боев В.М., Глибикий М.М., Ушакова И.В. Об учете конечной ширины ленты магнитопровода в расчетах поля тороидального трансформатора. // Изв. ВУЗов. Электромеханика. — 1988, №8.
- [8] Боев В.М., Глибикий М.М., Ушакова И.В. Вихревые потери в тороидальных ленточных магнитопроводах трансформаторов повышенной частоты. // Электричество. — 1991, №7.

Поступила 11.05.03

РАЗВИТИЕ АНАЛИТИЧЕСКИХ МЕТОДОВ НАХОЖДЕНИЯ НЕГАРМОНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ В ЗАДАЧАХ ТЕОРИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Горбачев М.Н., к.т.н.
Институт общей энергетики НАН Украины,
Украина, 03056, Киев, пр-т Победы, 56,
Тел. (044) 441-25-83

Обговорюються відомий та запропонований і теоретично обґрунтований нетрадиційний аналітичний методи знаходження періодичних рішень, що дозволяють чий описати у замкнутій формі усталені процеси в лінійних радіотехнічних та електричних колах із зосередженими параметрами при живленні негармонійною напругою. Приведено приклад знаходження рішення модельної задачі для лінійного кола четвертого порядку.

Обсуждаются известный и предложенный, теоретически обоснованный, нетрадиционный методы нахождения в замкнутом виде периодических решений, описывающих установившиеся процессы в линейных электрических и радиотехнических цепях с сосредоточенными параметрами при воздействии на них негармонических сигналов (напряжений, э.д.с.). Приведен пример решения модельной задачи для линейной цепи четвертого порядка.

Известно, что задачи нахождения периодических решений, описывающих установившиеся процессы в линейных электрических и радиотехнических цепях 2-го, 3-го и более высоких порядков с постоянными параметрами при входном негармоническом сигнале произвольной формы, имеют большое теоретическое и прикладное значение. К такого рода цепям относятся фильтры низшей и высокой частоты; полосовые и заграждающие фильтры; корректирующие цепи каналов связи; сглаживающие пассивные фильтры и др. Искомые решения задач указанного класса представляют собой частные периодические решения линейных неоднородных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами и правой частью в виде полного ряда Фурье для функции, описывающей входной сигнал и удовлетворяющей условиям Дирихле. Для нахождения этих решений в радиотехнике и электросвязи применяют метод гармонического синтеза, разработанный А.М. Заездным [1].

Основная трудность гармонического синтеза как обратной задачи по отношению к гармоническому анализу заключается в том, что аналитическая структура сворачиваемых к замкнутому виду рядов заранее неизвестна и для ее отыскания требует применения не только известных, но и поиска новых подходов и способов суммирования бесконечных функциональных тригонометрических рядов. Это объясняется тем, что теория гармонического синтеза разработана значительно слабее по сравнению с теорией гармонического анализа. Однако, несмотря на возросший уровень и программное обеспечение численно-аналитических и численных методов расчета, в теории радиотехнических и электронных цепей по-прежнему представляется актуальным дальнейшее развитие аналитических методов расчета, к которым относятся указанный метод гармонического синтеза и его модификации [1, 2]. Поэтому разработка новых частных и общих способов и приемов для решения задач гармонического синтеза представляет значительный интерес.

В связи с этим предложен и разработан аналитический метод нахождения в замкнутом виде периодических решений, описывающих установившиеся процессы в линейных цепях с сосредоточенными параметрами при существенно негармонических входных сигналах. Этот метод основан на использовании однозначной связи между частотными свойствами цепей и гармоническим спектром заданного входного сигнала с учетом законов линейных радиотехнических и электрических цепей и является усовершенствованием и дальнейшим развитием известного метода гармонического синтеза [1].

Действительно, решение задач указанного класса по методу А.М. Заездного связано с выполнением значительного объема громоздких и трудоемких математических преобразований, вычислением корней характеристического уравнения и составлением вспомогательной функции и ее производных, необходимых для нахождения частных (периодических) решений линейных неоднородных дифференциальных уравнений специального вида (1):

$$\frac{d^n y(x)}{dx^n} + \dots + a_1 \frac{dy(x)}{dx} + a_0 y(x) = F(x), \quad (1)$$

у которых правая часть $F(x)$ является не усеченным рядом Фурье, а содержит бесконечный спектр гармоник, что существенно ограничивает применение этого метода для цепей выше второго – третьего порядков.

Усовершенствованный метод гармонического синтеза (УМГС) позволяет значительно упростить процедуру нахождения периодических решений для указанного класса задач по сравнению с методом А.М. Заездного [1]. Это можно показать следующим образом. Предположим, что на вход некоторой линейной цепи подан негармонический сигнал в виде напряжения или э.д.с. $e(x)$, представимый в виде полного ряда Фурье:

$$e(x) = \frac{1}{2} \alpha_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (\alpha_k \cos kx + \beta_k \sin kx), \quad (2)$$

где $x = \omega t$, ω - круговая частота основной гармоники; t - текущая координата времени; α_0 , α_k , β_k - коэффициенты Фурье.

Задача заключается в том, что необходимо найти аналитическое выражение в замкнутом виде для тока $i(x)$ на входе этой цепи. Если исследуемую цепь представить как некоторый эквивалентный двухполюсник и использовать законы линейных электрических цепей (закон Ома, принцип суперпозиции) и функции входного комплексного сопротивления $Z(k\omega)$ или входной комплексной проводимости $Y(k\omega)$ [3], то всегда можно составить выражение для k -ой гармоники искомого тока в общем виде, а затем представить искомый ток $i(x)$ также в виде некоторого ряда Фурье, отличающегося от ряда (2):

$$i(x) = i_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(kx \pm \varphi_k) + b_k \sin(kx \pm \varphi_k)], \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} i_0 &= \frac{\alpha_0}{2|Z_0|}; \\ a_k &= \frac{\alpha_k}{|Z_k(k\omega)|}; \\ b_k &= \frac{\beta_k}{|Z_k(k\omega)|}; \end{aligned} \quad (4)$$

$\varphi_k = \varphi(k\omega)$ - фазовые углы между гармониками заданного напряжения $e(x)$ и искомого тока $i(x)$ порядка k . Следовательно, с математической точки зрения задача сводится к суммированию нового ряда Фурье (3).

В общем случае коэффициенты ряда (3) связаны с коэффициентами исходного ряда (2) соотношениями (4). Отсюда следует, что если выполнены условия

$$\begin{aligned} 0 < |Z_k(k\omega)| < \infty, \\ 0 < |Y(k\omega)| < \infty \end{aligned} \quad (5)$$

и порядок λ стремления к нулю коэффициентов ряда (3) больше единицы, то есть

$$|a_k|, |b_k| < \frac{h}{k^\lambda} \text{ и } \lambda > 1, h = \text{const}, \quad (6)$$

то ряд (3) будет сходиться равномерно, что и гарантирует нахождение его суммы в замкнутом виде известными математическими методами [1, 3, 4].

Таким образом, в конечном итоге процедура нахождения частного решения дифференциального уравнения типа (1) с правой частью в виде ряда Фурье (2) для исследуемой цепи заменяется более простой и

доступной процедурой построения преобразованного ряда Фурье (3) и его последующего суммирования с привлечением математических справочников и других справочных материалов. Отметим, что особенность разработанного метода состоит в том, что искомые периодические решения могут быть найдены аналитическим путем в замкнутом виде либо точно, либо приближенно. При этом в последнем случае решение целесообразно находить в виде суммы двух составляющих - основной гармоники или конечного числа низших гармоник, которые всегда можно найти точно, и суммы всех остальных (высших) гармоник, которые можно и в ряде случаев целесообразно находить приближенно. С этой целью находят и используют аппроксимирующие функции $|\tilde{Z}_k(k\omega)|$ и $\tilde{\varphi}_k(k\omega)$

для соответствующих точных выражений. В качестве иллюстрации разработанного метода рассмотрен пример решения модельной задачи для указанного класса электрических цепей четвертого порядка.

Постановка задачи заключается в следующем. Необходимо найти периодические решения, описывающие установившиеся негармонические процессы в линейной двухконтурной электрической цепи с магнитной (трансформаторной) связью, применяемой для согласования сопротивления нагрузки и повышения избирательности системы с одновременным расширением ее полосы пропускания. Эта известная схема имеет четвертый порядок и применяется в радиоприемных и радиопередающих устройствах.

Электромагнитные процессы в контурах этой схемы описываются известной системой уравнений:

$$e(t) = i_1 R_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C_1} \int i_1(t) \cdot dt, \quad (7)$$

$$0 = i_2 R_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_2} \int i_2(t) \cdot dt, \quad (8)$$

где R_1 , R_2 , L_1 , L_2 , C_1 и C_2 - электрические параметры элементов соответственно входного и выходного контуров; M - коэффициент взаимной индукции; $e(t)$ - входной негармонический сигнал в виде э.д.с. или напряжения.

Будем искать периодическое решение для тока $i_1(\omega t)$ первого (входного) контура во временной области методом УМГС полагая, что параметры контуров одинаковы ($R_1 = R_2 = R$; $L_1 = L_2 = L$; $C_1 = C_2 = C$) и, следовательно, равны их резонансные частоты ($\omega_{01} = \omega_{02} = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$) и добротности ($h_1 = h_2 = h = \frac{\omega_0 L}{R}$), а входной сигнал $e(x)$ имеет форму меандра, описываемого известным рядом Фурье [1]:

$$\frac{4}{\pi} E \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin kx}{k}, \quad (9)$$

где номер гармоники $k=2n-1$; $n = 1, 2, 3, \dots$; ∞ - числа натурального ряда.

Искомое решение в общем виде можно представить:

$$i_1(nx) = \frac{4}{\pi} E \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{\sin(nx - \varphi_n)}{nZ_{\dot{y}}(n)} = \quad (10)$$

$$= \frac{4}{\pi} E \left(\sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{R_{\dot{y}}}{Z_{\dot{y}}^2(n)} \cdot \frac{\sin nx}{n} - \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{X_{\dot{y}}(n)}{Z_{\dot{y}}^2(n)} \cdot \frac{\cos nx}{n} \right)$$

где $x = \omega t$, $R_{\dot{y}} = R(1 + \gamma^2)$, $n = \frac{\omega}{\omega_0}$,

$$\left[\frac{e^{n_1 x}}{1 + e^{n_1 x}} - \frac{e^{n_2 x}}{1 + e^{n_2 x}} \right];$$

$$X_{\dot{y}}(n) = Rh(1 - \gamma^2) \left(n - \frac{1}{n} \right);$$

$$Z_{\dot{y}}(n) = R \sqrt{(1 + \gamma^2)^2 + h^2(1 - \gamma^2)^2 \left(n - \frac{1}{n} \right)^2};$$

$$\operatorname{tg} \varphi_{\dot{y}}(n) = h \frac{1 - \gamma^2}{1 + \gamma^2} \left(n - \frac{1}{n} \right);$$

$$\gamma = \frac{nhk_c}{\sqrt{1 + h^2 \left(n - \frac{1}{n} \right)^2}} = f(n).$$

Опуская промежуточные математические преобразования можно показать, что искомое точное периодическое решение для тока входного (первого) контура имеет следующий окончательный вид:

$$i_1(x) = \frac{E}{R} \frac{1}{h} \frac{1}{(1 - \gamma^2) \sqrt{\frac{a^2}{4} - 1}} \left[\frac{e^{n_1 x}}{1 + e^{n_1 x}} - \frac{e^{n_2 x}}{1 + e^{n_2 x}} \right], \quad (11)$$

где

$$n_1 = -\frac{a}{2} + \sqrt{\frac{a^2}{4} - 1},$$

$$n_2 = -\frac{a}{2} - \sqrt{\frac{a^2}{4} - 1},$$

$$a = \frac{1}{h} \frac{1 + \gamma^2}{1 - \gamma^2}.$$

Отметим, что эффективность применения предложенного приближенного метода возрастает с ростом порядка цепи, например, при исследовании реактивных двухполюсников n -го порядка [5]; при синтезе реактивных двухполюсников, имеющих вид лестничных схем [3].

Таким образом, рассмотренный усовершенствованный метод гармонического синтеза и приведенный пример решения модельной задачи для линейной цепи 4-го порядка позволяют сделать ряд выводов.

Во-первых, преимущество предложенного метода нахождения в замкнутом виде периодических решений для рассматриваемого класса задач по сравнению с другими методами, заключается, прежде всего, в его доступности и простоте, а также в возможности учета всех гармонических составляющих, адекватных полному спектру возмущающего воздействия, что представляет значительный интерес для исследователей этого класса задач.

Во-вторых, общий вид получаемого периодического решения явно не выражается через корни характеристического уравнения, соответствующего дифференциальному уравнению исследуемой цепи, поэтому эффективность применения предложенного метода и разработанных на его основе алгоритмов и инженерной методики получения искомых решений и особенно – приближенных решений – возрастает с ростом порядка цепи.

Кроме того, нахождение замкнутого приближенного периодического решения в виде двух составляющих позволяет упростить определение и расчет основных энергетических и спектральных характеристик исследуемых электрических и радиотехнических цепей (коэффициента гармоник, коэффициента искажения и др.).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Заездный А.М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. – М. – Л.: Госэнергоиздат, 1961. – 535 с.
- [2] Толстов Г.П. Ряды Фурье. – М.: Наука, 1980. – 348 с.
- [3] Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В. Основы теории цепей. Изд. 2-е. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 440 с.
- [4] Фихтенгольц Г.М. Курс дифференциального и интегрального исчисления. Т. 2. – М.: Гос. изд-во физ.-мат. литер., 1959. – 307 с.
- [5] Ханзел Г.Е. Справочник по расчету фильтров. США, Нью-Йорк, 1969. Пер. с англ. под ред. А.Е. Знаменского. – М.: Советское радио, 1974. – 288 с.

Поступила 13.03.03

АСИМПТОТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПОДОБИЕ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ СОЛЕНОИДОВ

Набока Б.Г., д.т.н., Кононов Б.Т., д.т.н., Нечаус А.А.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, г. Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ «ХПИ», каф. ЭИКТ, тел. (0572)40-06-63

Харьковский военный университет,

Украина, 61043, г. Харьков, пл.Свободы, 5, ХВУ, кафедра электроснабжения

Соленоїдальні котушки мають ряд особливих точок, де виникнення часткових розрядів (ЧР) найбільш ймовірно. Це – або точки різкої зміни кривизни еквіпотенціальних поверхонь – краї соленоїда (особливі точки I типу), або точки зміни напрямку зростання потенціала – точки введення високої напруги (особливі точки II типу). Асимптотичні характеристики електричних полів цих точок різні, внаслідок чого задача визначення найбільш ймовірного місця виникнення ЧР має неоднозначне розв'язання. Для точок з однаковими асимптотичними характеристиками така задача, навпаки, має єдине рішення, що є наслідком подібності полів.

Соленоїдальні катушки мають ряд особливих точок, где возникновение частичных разрядов (ЧР) наиболее вероятно. Это – либо точки резкого изменения кривизны эквипотенциальных поверхностей - края соленоида (особые точки I типа), либо точки изменения направления роста потенциала - точки ввода напряжения (особые точки II типа). Асимптотические характеристики электростатических полей этих точек разные, из-за чего решение задачи определения наиболее вероятного места возникновения ЧР – не однозначно. Для точек с одинаковыми асимптотическими характеристиками эта задача, наоборот, имеет единственное решение, что есть следствием подобия полей.

ВВЕДЕНИЕ

Современные нормативные документы [1-2] устанавливают ряд повышенных требований по выдерживаемым испытательным воздействиям на кабели с пластмассовой изоляцией. В частности при напряжении $U_{чр} = 2U_0$ кажущаяся амплитуда импульсов частичных разрядов $q_{чр}$ должна быть не более $2 \cdot 10^{-12}$ Кл.

В связи с этим нормативом резко возросли требования к собственному уровню ЧР резонансного испытательного оборудования, используемого при испытаниях: трансформатора возбуждения, высоковольтного регулируемого реактора и фильтров. Все эти элементы содержат катушки (рис.1): соленоидальные (а) или стержневые (б) – в фильтрах; одиночные цилиндрические (в) – в реакторах; концентрические двухобмоточные (г) – в трансформаторах.

Каждая из катушек содержит участки с резко неоднородным полем – особые точки, где могут развиваться ЧР. В окрестностях особых точек напряженность поля E определяется по асимптотическому закону вида:

$$E = \frac{a}{\lambda^m}, \quad (1)$$

где λ – расстояние до особой точки; a – размерный коэффициент; m – коэффициент, степенной функции, определяющий крутизну нарастания поля по мере приближения к особой точке (далее – асимптотический коэффициент).

Рассмотрим асимптотические характеристики осесимметричных полей катушек в окрестностях особых точек двух типов:

а) в местах резкого изменения кривизны поверхностей катушек – на краях; назовем их особыми точками I типа;

б) в местах изменения направления роста потенциала - в середине катушек при вводе сюда высокого напряжения; назовем эти участки особыми точками II типа.

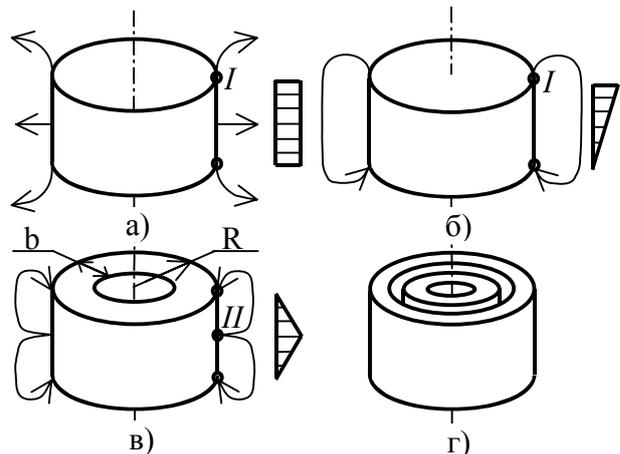


Рис.1 Схемы расположения асимптотических участков I и II типа на поверхности соленоида: а) режим холостого хода (эквипотенциальная поверхность); б) режим ввода высокого потенциала в верхнюю часть; в) режим ввода высокого потенциала в среднюю часть

ПЛОСКОПАРАЛЛЕЛЬНОЕ ПОЛЕ В СИСТЕМЕ «УГОЛ – ПЛОСКОСТЬ»

Поле вблизи края электрода в системе электродов «угол-плоскость» (рис.2), как известно, описывается степенным выражением вида:

$$E = \frac{E_0}{\left[(2\pi - \alpha) \frac{\lambda}{h} \right]^m} \quad (2)$$

где $E_0 = \frac{U}{h}$ средняя напряженность; h – расстояние

между электродами; $m = \frac{\pi - \alpha}{2\pi - \alpha}$ – асимптотический

коэффициент. При $\alpha = 0$ (край бесконечно тонкого электрода) $m = 1/2$; при $\alpha = \pi/2$, $m = 1/3$; при $\alpha = 3\pi/4$, $m = 1/5$.

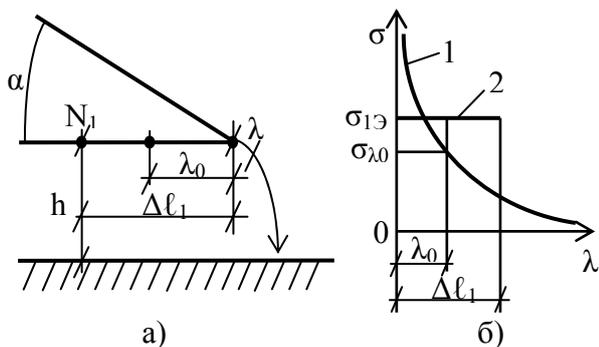


Рис.2 Система электродов «угол-плоскость» (а), характеристики плотности заряда (б): 1 – асимптотическая, 2 – эквивалентная

Выражение (2) справедливо при $\lambda \ll h$. Оно выведено для плоскопараллельного поля и эквипотенциальных поверхностей электродов. Определим, сохраняются ли указанные асимптотические характеристики для осесимметричных полей катушек и при условии линейного изменения потенциала по их высоте.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА

Для расчета поля воспользуемся методом вторичных зарядов. Образующая соленоида – прямая линия, потенциал в каждой точке которой считается известным. Разобьем образующую на N одинаковых участков. Каждый из них при вращении вокруг оси симметрии описывает кольцевой пояс. Будем считать, что на поясах кольцевые заряды имеют плотность σ_j , Кл/м², $j = 1 \div N$. Подберем заряды так, чтобы потенциал в каждой точке образующей был равен заданному. Заметим, что потенциал поля кольцевого заряда радиуса R_M , шириной dl_M , расположенного на высоте Z_M , равен в произвольной точке пространства $Q(R_Q, Z_Q)$:

$$d\varphi(Q) = \frac{\sigma(M) \cdot dl_M}{\pi \epsilon_0} \cdot \frac{R_M K(k)}{\sqrt{(Z_Q - Z_M)^2 + (R_Q + R_M)^2}}$$

где $K(k)$ – полный эллиптический интеграл второго рода;

$$k = \sqrt{\frac{4R_Q R_M}{(Z_Q - Z_M)^2 + (R_Q + R_M)^2}}, \quad \epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м.}$$

Полный потенциал (от всех кольцевых зарядов) найдется в результате суперпозиции (наложения) полей элементарных зарядов:

$$\varphi(Q) = \frac{1}{\pi \epsilon_0} \int \frac{R_M K(k) \sigma(M) \cdot dl_M}{\sqrt{(Z_Q - Z_M)^2 + (R_Q + R_M)^2}}$$

Располагая точку Q на участке поверхности катушки, потенциал которого U известен, получают интегральное уравнение:

$$\frac{1}{\pi \epsilon_0} \int \frac{R_M K(k) \sigma(M) \cdot dl_M}{\sqrt{(Z_Q - Z_M)^2 + (R_Q + R_M)^2}} = U$$

Его решение найдем численным методом, путем перехода от интегральных уравнений к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) вида:

$$\bar{A} \cdot \bar{\sigma} = \bar{U}, \quad (3)$$

где \bar{A} – квадратная матрица коэффициентов, элементы которой a_{ij} находятся по формулам:

$$a_{ij} = \begin{cases} \frac{1}{\pi \epsilon_0} \cdot \frac{R_j K(k_{ij}) \cdot \Delta l_j}{\sqrt{(Z_i - Z_j)^2 + (R_i + R_j)^2}} & \forall i \neq j \\ \frac{1}{2\pi \epsilon_0} \cdot \ln \frac{16R_j \cdot e}{\Delta l_j} & \forall i = j \end{cases}$$

Здесь i – индекс узла, в котором ищется потенциал (ставится вместо индекса Q); j – индекс узла, в котором расположен кольцевой заряд (ставится вместо индекса M); $e = 2,71828\dots$ – основание натуральных логарифмов.

Решая (3), найдем плотность заряда, по которой рассчитываем напряженность на поверхности катушки:

$$E_i = \frac{\sigma_i}{\epsilon_0}. \quad (4)$$

При слабонеоднородном поле разряд начинается, когда напряженность на поверхности электрода достигает критического значения: $E_i \rightarrow E_{\text{кр}}$. В сильнеоднородном поле разряд начинается, когда напряженность достигает критической величины $E_{\text{кр}}$ на некотором расстоянии $\lambda_{\text{кр}}$ от острия (особой точки) или в некотором объеме [3]. В дальнейшем анализируются характеристики полей именно в небольшой (размером менее 1 мм) окрестности особых точек. Для того, чтобы получить здесь приемлемую точность расчетов (при характерных размерах соленоидов порядка сотен миллиметров), общее число узлов выбиралось достаточно большим. Порядок разрешающей СЛАУ общего вида (3) составлял: $N = 500 \div 2100$. При этом матрица коэффициентов занимает $6 \cdot N^2 \sim 26 \cdot 10^6$ байт и еще помещается в оперативной памяти ПЭВМ, а решение СЛАУ выполняется за несколько минут. Кроме того, неограниченный рост σ_j вблизи вершин учитывался путем введения эквивалентной плотности вторичного заряда.

УЧЕТ АСИМПТОТИЧЕСКИХ УЧАСТКОВ

В узлах, близких к угловым точкам, погрешность расчетов повышается, если не учитывать разрывного характера изменения плотности заряда в окрестностях вершин. Для преодоления этого свойства расчетных моделей с угловыми точками вычислим эффективную плотность заряда близлежащих участков.

В соответствии с (2) будем считать, что закон изменения заряда в окрестности особой точки (рис.2б) степенной функцией вида:

$$\sigma(\lambda) = \sigma_0 \left(\frac{\lambda_0}{\lambda} \right)^m, \quad (5)$$

где λ_0 – окрестность особой точки, в пределах которой соблюдается асимптотический характер поля (5); σ_0 – плотность заряда на границе асимптотического участка.

Логично принять $\lambda_0 = \Delta l_1 / 2$, где Δl_1 – длина первого участка, примыкающего к вершине угла. Полный заряд Q_1 этого участка равен:

$$Q_1 = \int_0^{\Delta l_1} \sigma(\lambda) \cdot 2\pi R_1 \cdot d\lambda = \int_0^{\Delta l_1} \sigma_0 \left(\frac{\lambda_0}{\lambda} \right)^m 2\pi R_1 \cdot d\lambda =$$

$$= \sigma_0 \frac{\Delta l_1}{1-m} \cdot \left(\frac{\lambda_0}{\Delta l_1} \right)^m \cdot 2\pi R_1 \quad (6)$$

где R_1 - расстояние первого участка до оси симметрии (радиус вращения).

Эквивалентный заряд первого участка найдем из условия:

$$Q_1 = \sigma_{1y} \cdot \Delta l_1 \cdot 2\pi R_1. \quad (7)$$

Приравняв (6) и (7), получаем:

$$\sigma_{1y} = \sigma_0 \frac{1}{(1-m)2^m}. \quad (8)$$

Таким образом, для учета асимптотического распределения заряда вблизи угловых точек следует вместо истинной плотности зарядов σ_0 вводить эквивалентную, определяемую из выражения (8). Поправочный множитель $\eta = \frac{1}{(1-m)2^m}$ вводится в те коэффициенты a_{ij} СЛАУ (3), которые относятся к участкам, примыкающим к угловым точкам. Если прямолинейный сегмент образующей граничит с двумя угловыми точками и разбит на N участков с номерами от 1 до N , то поправка вводится для всех a_{ij} при $j = 1$ (первый участок к угловой точке в начале сегмента) и при $j = N$ (первый участок к угловой точке в конце сегмента).

ОСЕСИММЕТРИЧНОЕ ПОЛЕ СОЛЕНОИДА.

АСИМПТОТИКИ I и II ТИПА

В процессе решения рассматриваемой задачи рассчитаны поля соленоидов высотой $H = 200$ мм с диаметрами $D = 20, 200$ и 2000 мм. Это охватывает весь диапазон соотношений D/H , характерных для высоковольтных элементов: от 0,1 до 10. В первом случае соленоид вырождается в стержень, в последнем получаем поле, близкое к плоскопараллельному. Число узлов выбрано $N = 500$, тогда ширина кольцевых зарядов составила $H/N = 0,4$ мм. Это соответствует диаметру d провода типовых высоковольтных соленоидов: $H/N \sim d$. Шаг изменения потенциала по высоте расчетной модели такой же, как и в реальной катушке.

В ходе анализа рассмотрено три варианта распределения потенциала по высоте соленоида: а) равномерное (режим холостого хода); б) линейное с вводом высокого потенциала в верхней части; в) – линейное с вводом потенциала в средней части катушки. Номинальное напряжение $U = 100$ кВ.

На рис.3 показаны развертки напряженности поля соленоидов для случаев (а) и (б). В случае (а) с ростом D/H величина напряженности поля снижается, т.к. уменьшается густота силовых линий и на цилиндрической внешней поверхности соленоида и в окрестностях краев.

В случае (в) – рис.4 – наблюдаем особые точки как на краях, так и в центре поверхности соленоида – в точке ввода высокого потенциала. С ростом диаметра напряженность в центре снижается, а на краях – растет.

Рис. 3, 4 дают общее представление о распределении напряженности по поверхности соленоидов.

Для количественной характеристики поля вблизи точек разрыва построим кривые в двойном логарифмическом масштабе, причем как функции расстояния λ до особых точек.

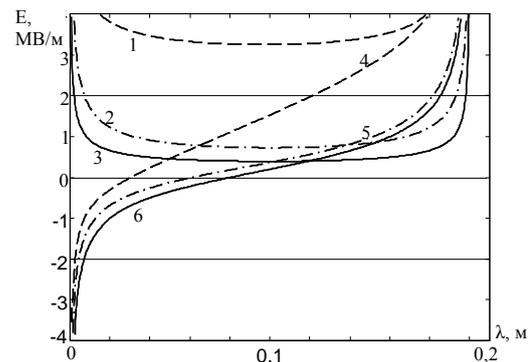


Рис.3 Развертки напряженности поля по образующей соленоида при эквипотенциальном режиме (1,2,3) и при линейно изменяющемся потенциале (4,5,6): $D/H = 0.1 - 1, 4; 1 - 2, 5; 10 - 3, 6$

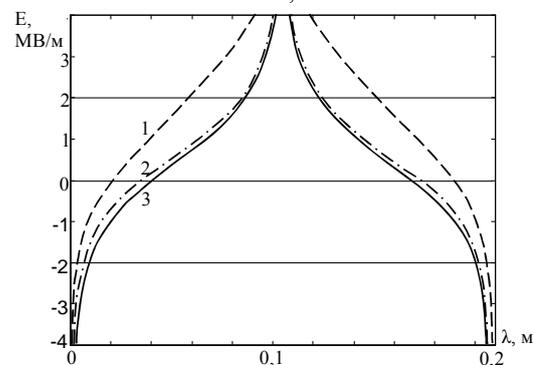


Рис.4 Развертки напряженности поля при вводе высокого потенциала в центр образующей соленоида: $D/H = 0.1 - 1; 1 - 2; 10 - 3$

На рис. 5 представлены асимптотические характеристики полей на краях соленоидов (особые точки типа I) при двух указанных режимах распределения потенциала. Как видим, асимптотические характеристики их одинаковы и отвечают степенному закону (1) с коэффициентом $m = 1/2$.

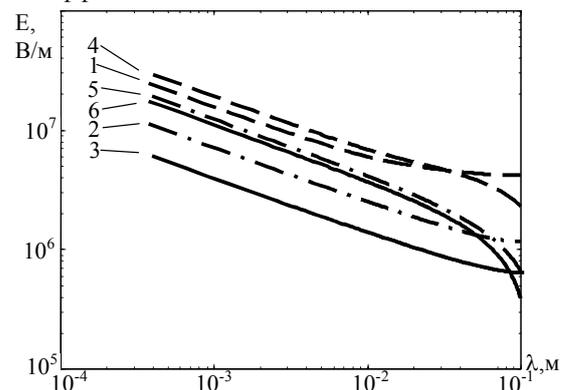


Рис. 5 Асимптотические характеристики поля в окрестностях особых точек I в режиме $x/x - 1, 2, 3$ и рабочем – 4, 5, 6: $D/H = 0.1 - 1, 4; 1 - 2, 5; 10 - 3, 6$

Подобие полей в окрестностях краевых точек позволяет однозначно сравнивать характеристики ЧР. Так, напряжение начала ЧР обратно пропорционально напряженности поля. Поэтому в рассмотренных случа-

ях ЧР начнутся в следующем порядке: 4, 1, 5, 6, 2 и 3.

Сравнивая режимы холостого хода и рабочий, отмечаем, что в последнем случае напряженность в окрестностях особых точек возрастает в 1,2 - 3 раза (в зависимости от соотношения D/H). Это – результат «стягивания» силовых линий областью высокого потенциала.

Эффект «стягивания» силовых линий проявляется и в случае ввода потенциала в середину катушки. На рис.6 даны асимптотики особенностей двух типов: *I* - (кривые 4-6) – для краевых точек; *II* – (кривые 1-3) – для серединных точек. Для особенностей типа *I* асимптотический коэффициент m по-прежнему равен $1/2$, а для *II* - $m = 1/5$.

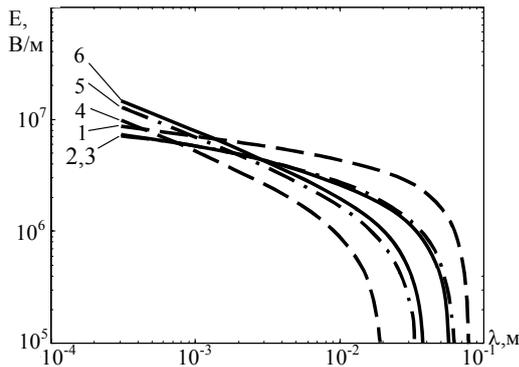


Рис. 6 Сравнение полей в окрестностях особых точек *I* и *II*: $D/H = 0,1 - 1, 4; 1 - 2, 5; 10 - 3, 6$

Разный характер поля вблизи особенностей типа *I* и *II* делает решение задачи о наиболее вероятном месте возникновения ЧР неоднозначным. При $\lambda < 1$ мм напряженность в областях *I* выше, чем в *II*, а при $\lambda > 1$ мм - наоборот. Если катушка расположена в воздухе, ее коронирование начнется с края. Для воздуха критическое расстояние – расстояние, на котором электроны набирают энергию, достаточную для ударной ионизации – составляет около $\lambda_{кр} \sim 1$ мкм. Для масла, плотность которого на три порядка выше, $\lambda_{кр}$ соответственно больше. Если катушка расположена в масле, ЧР могут возникнуть раньше в серединной части обмотки, где напряженность выше, чем на краю (при расстояниях до особенности $\lambda > 1$ мм).

ПОЛЕ СТЕРЖНЕВОЙ КАТУШКИ

Край такой катушки представляет собой особенность *I* типа с углом при вершине $\alpha = \pi/2$. Асимптотические характеристики поля на краю катушек (рис.7) соответствуют степенному закону с коэффициентом $m = 1/3$.

Порядок зажигания ЧР в рассмотренных вариантах исполнения катушек почти такой же, как и для рассмотренного выше соленоида: 4, 1, 5, 2, 6 и 3. При переходе от равномерного распределения потенциала к линейному напряженность поля на краю увеличивается в 1,3 – 3,3 раза (в зависимости от соотношения D/H).

При вводе потенциала в середину катушки асимптотический коэффициент m особенности типа *II* также близок к $1/5$, а *I* - к $1/3$ (рис.8). Кривые *II* располагаются выше кривых *I* вплоть до точки их пересечения, которая лежит на расстоянии $\lambda \sim 10^{-5}$ мм от вершин. Поэтому наиболее вероятной областью возникновения ЧР здесь является не край, а *середина* (!) катушек – область ввода высокого потенциала.

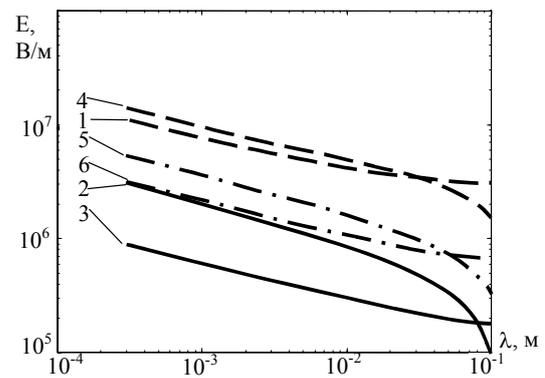


Рис. 7 Асимптотические характеристики поля в окрестности особых точек *I* типа цилиндрической катушки в режиме $x/x - 1, 2, 3$ и в рабочем - 4, 5, 6: $D/H = 0,1 - 1, 4; 1 - 2, 5; 10 - 3, 6$

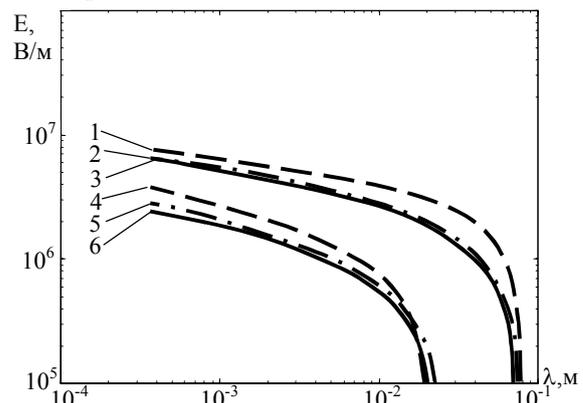


Рис. 8. Сравнение полей в окрестностях особых точек *I* и *II* типа цилиндрической катушки: $D/H = 0,1 - 1, 4; 1 - 2, 5; 10 - 3, 6$

ПОЛЕ КАТУШКИ КОНЕЧНОЙ ТОЛЩИНЫ

Для одиночной катушки конечной толщины $b/R > 0$ (рис.9) коронирование начнется с *внешней* поверхности. Напряженность на ней в 1,5 раза выше, чем для внутренней поверхности (для катушки с относительной толщиной $b/R = 0,1$). При увеличении толщины b напряженность на внутренней поверхности уменьшается. При уменьшении b/R (при $b/R \rightarrow 0$) катушка конечной толщины вырождается в идеальный бесконечно тонкий соленоид. Асимптотики внутренних и внешних угловых точек при этом сливаются, и их угловой коэффициент возрастает от $1/3$ до $1/2$. В случае ввода высокого потенциала в середину катушки сюда же перемещается и вероятная точка возникновения ранних ЧР.

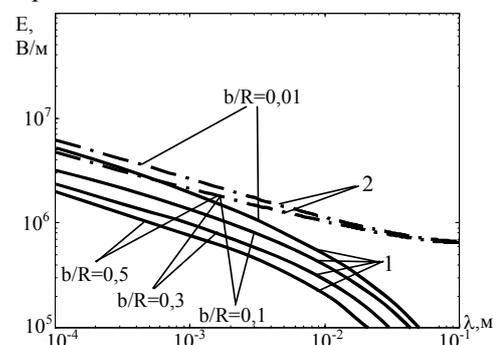


Рис. 9 Напряженности поля в окрестности угловых точек катушки в режиме x/x : 1 - на внутренней кромке; 2 - на внешней кромке.

ПОЛЕ КОНЦЕНТРИЧЕСКИХ КАТУШЕК

Для выяснения, в какой мере взаимодействие соседних катушек отражается на асимптотических характеристиках поля в окрестностях особых точек, рассмотрим систему двух concentрических катушек (рис.1г). При последовательном согласном включении (рис.10) разность потенциалов между торцевыми участками катушек и напряженность меньше, чем при встречном включении (рис.11). Асимптотический ко-

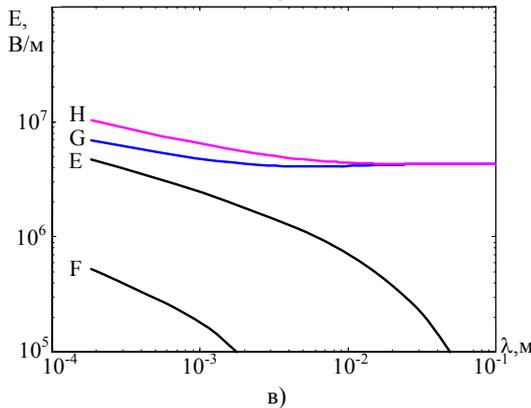
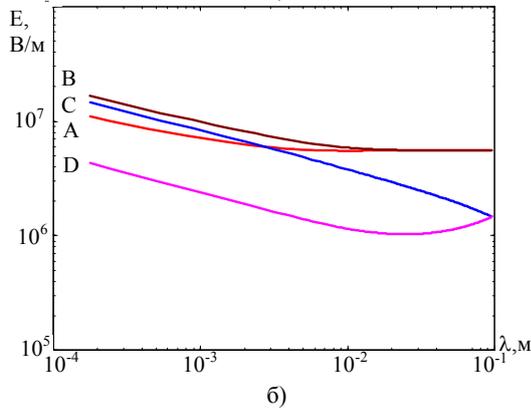
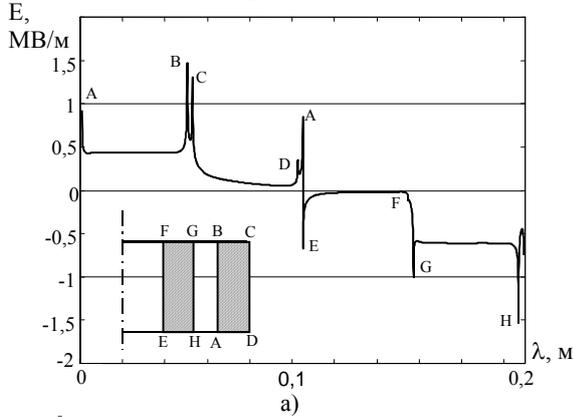


Рис. 10. Развертка напряженности (а) и асимптотические характеристики (б) и (в) двухконцентрических катушек включенных согласно.

ПОЛЕ СООСНЫХ КАТУШЕК

При вводе высокого потенциала в середину катушки последняя разбивается по сути на две полукаатушки. Напряженность выше на внешней высокопотенциальной кромке (рис.12).

Асимптотический коэффициент остается близким к 1/5, хотя особая точка – прямой угол. Как видим, эффект изменения потенциала проявляется сильнее, чем геометрическое свойство угловой точки с углом $\pi/2$.

эффицент угловых точек остается близким к 1/3. Порядок коронирования: В, С, А, D для углов внешней катушки, и Н, G, Е, F - для углов внутренней катушки (рис.10). Если одна из катушек находится в режиме холостого хода (отключена от нагрузки) в ней индуцируется напряжение противоположной полярности, из-за чего напряженность поля между торцами катушек возрастает (ср. рис.10 и рис.11).

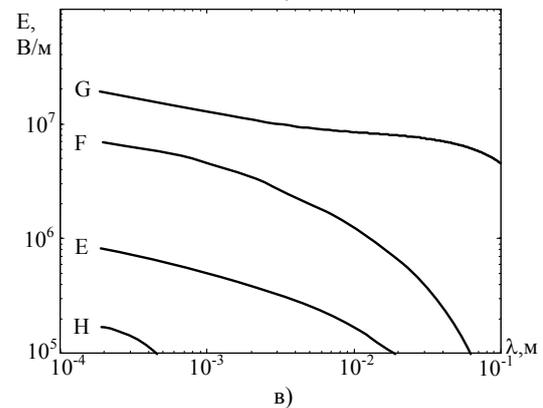
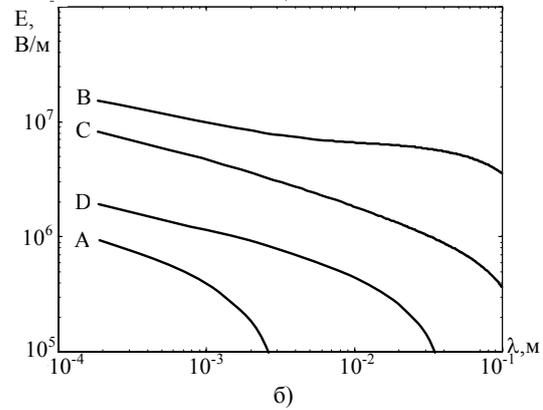
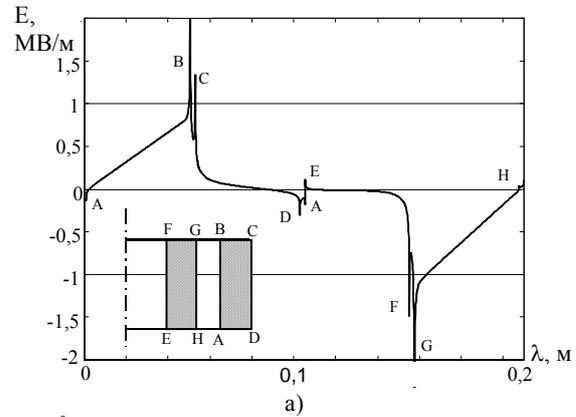


Рис. 11. Развертка напряженности (а) и асимптотические характеристики (б) и (в) двухконцентрических катушек в случае, когда одна из них находится в режиме х/х.

Зазор между катушками должен быть минимальным. В этом случае уменьшается нормальная составляющая напряженности на поверхности и тангенциальная – в зазоре между полукаатушками. Уменьшение тангенциальной составляющей напряженности требуется из условия анизотропии электрической прочности маслобарьерной изоляции: вдоль слоев она в десятки раз ниже, чем поперек.

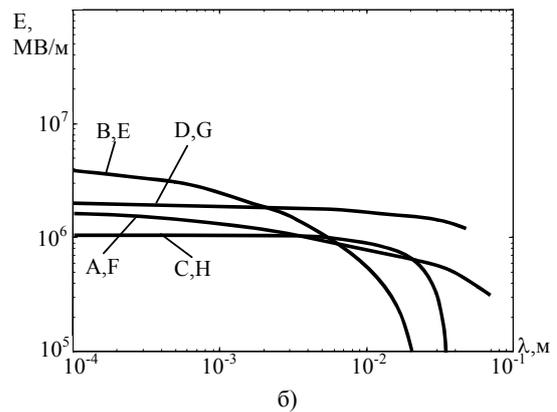
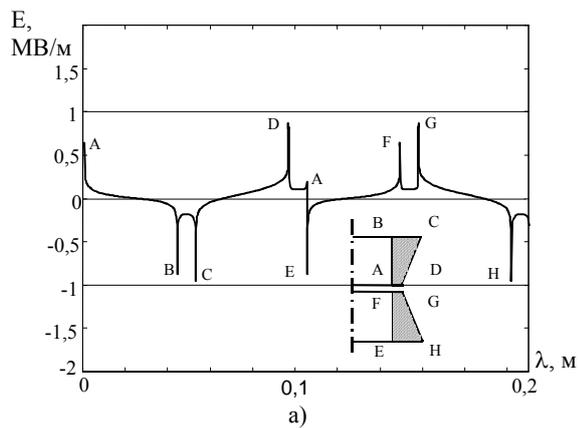


Рис. 12. Развертка напряженности (а) и асимптотические характеристики (б) поля соосных катушек.

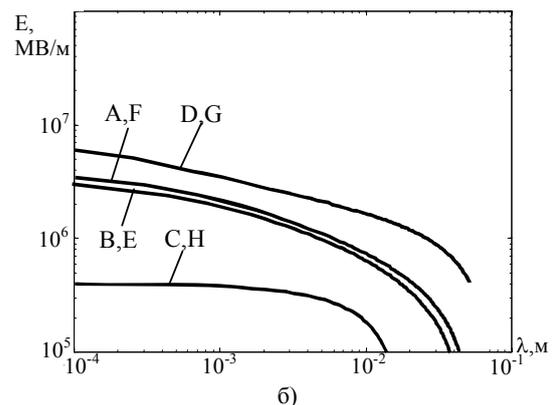
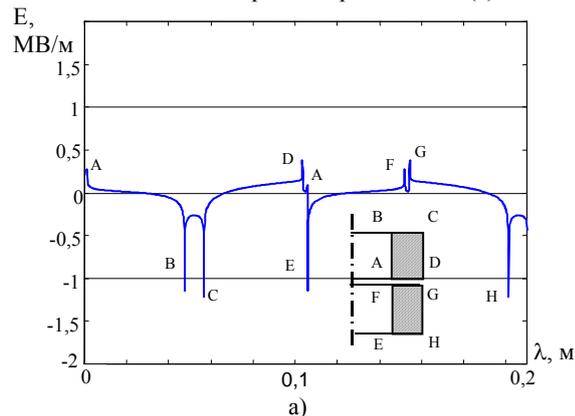


Рис. 13. Развертка напряженности (а) и асимптотические характеристики (б) поля соосных профильных катушек.

Уменьшение напряженности поля в точке ввода высокого потенциала возможно также за счет утолщения указанной точки вглубь катушки. Это достигается применением профильной формы намотки (рис.13). Концентрация поля в указанной области может исчезать, если глубина утолщения превышает половину толщины катушки.

ВЫВОДЫ

1. Соленоидальные (тонкие цилиндрические с относительной толщиной $b/R \rightarrow 0$) катушки имеют два вида особых точек:

I – краевые, асимптотические характеристики резконеоднородного поля в окрестностях которых соответствуют степенному закону (2) с показателем степени $m = 1/2$ (как и на краях плоскопараллельных электродов с углом раскрытия кромок $\alpha = 0$);

II – срединные - точки ввода высокого потенциала, в окрестностях которых поле описывается тем же законом, но с показателем степени $m = 1/5$.

2. Асимптотики катушек конечной толщины ($0 < b/R < 1$) отвечают показателю степени $m = 1/3$ для особенностей типа *I* (угол раскрытия кромки $\alpha = \pi/2$) и $m = 1/5$ - для особенностей типа *II*. Указанные свойства сохраняются для одиночной катушки, по крайней мере, в диапазоне $D/H = 0,1 - 10$, что свидетельствует о слабом влиянии эффекта кривизны электродов по сравнению с геометрическими свойствами угловых точек и особенностями точек ввода потенциала. Совмещение угловых точек с точками ввода потенциала не меняет характера особенности.

3. При одинаковых асимптотических характеристиках полей в окрестностях особых точек сопоставление разрядных характеристик корректно: в подобных полях все процессы (в частности, ЧР) будут протекать единообразно, но при разных напряжениях. Оценка изменений напряжений начала ЧР при варьировании конструктивных параметров выполняется по сдвигу зависимостей $E(\lambda)$, построенных в двойном логарифмическом масштабе.

4. При разных асимптотиках сопоставление особых точек не однозначно и зависит от условий развития разряда.

5. Для системы катушек возможны явления экранирования особых точек, из-за чего их асимптотические характеристики меняются.

6. Концентрацию поля в зонах ввода высокого потенциала можно уменьшать, утолщая последние вглубь катушек.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] IEC 60502 - 2, First ed. 1997. Cables for rated voltages from 6 kV up to 30 kV.
- [2] IEC 60885-3, First ed. 1988. Test methods for partial discharge measurements on lengths of extruded power cables.
- [3] Кучинский Г.С. Частичные разряды в высоковольтных конструкциях. - Л.: Энергия. Ленингр.отд-ние, 1979.-224с.
- [4] Impulse Partial Discharge and Breakdown Characteristics of Rod-Plane Gaps in N_2/SF_6 Gas Mixtures.// IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.9, No.4, August 2002, pp.544- 550.

Поступила 03.05.03

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КВАЛИМЕТРИИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ УРОВНЯ ПОДГОТОВКИ СТУДЕНТОВ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СПЕЦИАЛЬНОСТЕЙ

Заблодский Н.Н., к.т.н., доц., Шевцов Л.В., к.ф.м.н.,
Донбасский горно-металлургический институт
Украина, 94204, г. Алчевск, пр. Ленина, 16, ДГМИ, кафедра «Электрические машины и аппараты»
Тел. (06442) 2-68-87. Факс (06442) 2-68-87, E-mail: rector@dgmi.edu.ua.

Викладено досвід використання кваліметрії для визначення рівня інтелекту студентів на початковому та заключному етапах навчання. Наведені результати застосування модульно-рейтингової системи оцінки знань.

Изложен опыт использования кваліметрії для определения уровня интеллекта студентов на начальном и заключительном этапах обучения. Приводятся результаты применения модульно-рейтинговой системы оценки знаний.

Согласно образовательно-квалификационным характеристикам отбор абитуриентов для продолжения учебы на второй и третьей ступенях обучения с целью получения квалификационного уровня специалиста и магистра осуществляется на конкурсной основе. Профессиональный отбор базируется на требованиях профессии к индивидуально-психологическим особенностям специалиста (память, внимание, интеллект, эмоционально-волевая сфера и т.д.). Отбор обеспечивает стартовый уровень, а процесс обучения – конечный уровень подготовки специалистов. В конечном итоге, специалист должен обладать способностями и умениями решать проблемы профессиональной и социальной деятельности.

Для решения этих задач на факультете автоматизации производственных процессов (АПП) по всем специальностям внедряются передовые методы обучения и контроля результатов успеваемости. Так, еще в 1991 г. была внедрена модульно-рейтинговая система контроля (МРК) знаний студентов.

Суть системы МРК состоит в том, что каждому предмету, который заканчивается дифференцируемым зачетом или экзаменом, выделяется 100 баллов. Студенты, своевременно выполняющие график учебного процесса и набравшие 60 и более баллов по дисциплине в семестре, считаются успевающими и освобождаются от экзамена, т.е. получают итоговую оценку «автоматически». Методические основы рейтинговой системы и результаты ее внедрения опубликованы в работах [1, 2].

Наиболее важные преимущества МРК заключаются в следующем:

- возможность ранжировать студентов по результатам успеваемости;
- объективность оценивания знаний;
- активизация самостоятельной работы студентов;
- индивидуализация процесса обучения;
- повышение качества обучения;
- решает проблемы перевода студентов на вторую ступень обучения и вопросы трудоустройства.

Кроме того, сотрудники лаборатории кваліметрії института проводят работу по определению уровня интеллекта студентов I и IV курсов (на «входе» и «выходе»). Информация, полученная в результате психодиагностики, позволяет судить о качестве абитуриента, составить прогноз на успехи студентов в сессию. Данные по IQ используются в индивидуальной работе со студентами как преподавателями на занятиях, так и кураторами академических групп. За-

ведующим выпускающих кафедр результаты такой работы помогают поиску студенческой элиты.

Практика многолетнего использования кваліметрії студента на протяжении всего периода обучения подтверждает ее дееспособность и необходимость применения.

Количественная оценка учебной работы студента (учебный рейтинг) и его индивидуальных особенностей (коэффициент интеллекта) позволяют на новой основе проводить анализ учебного процесса. Так как рейтинговые оценки R и уровень интеллекта IQ представляют собой систему случайных чисел, то их можно изобразить графически в виде гистограмм (рис. 1, 2).

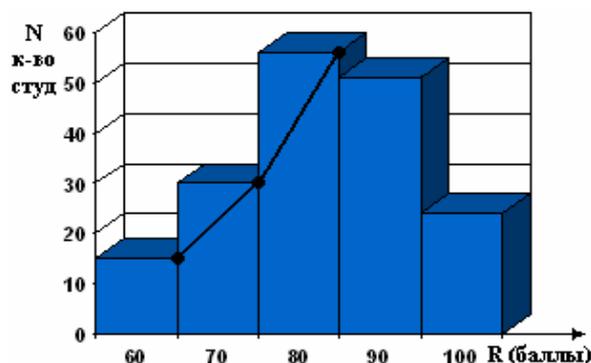


Рис.1. Гистограмма интеллекта студентов I курса факультета АПП 2001 г. приема

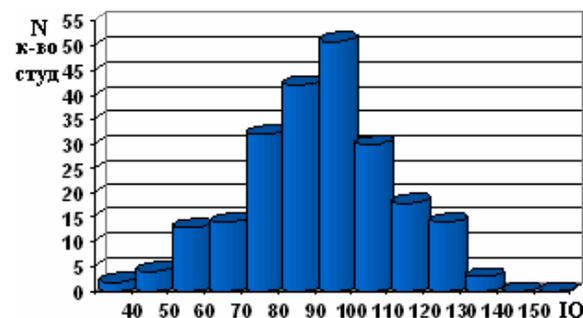


Рис.2. Гистограмма учебного рейтинга студентов I курса (зимняя сессия)

Как видно, оба графика имеют идентичный вид, т.е. между R и IQ существует корреляционная связь. Нашими наблюдениями показано, что студенты с низким интеллектом, как правило, трудно адаптируются с вузовскими условиями, среди них нет «хорошистов», чаще других отчисляются за академическую задолженность.

Последние годы изменился контингент студентов, появилось значительное количество студентов-контрактников (платников). Так, за последние 5 лет на нашем факультете их количество возросло в 15 раз. Студенты различных категорий имеют значительное отличие в IQ. Данные по интеллекту для различных категорий студентов представлены в табл. 1.

Таблица 1

Интеллект различных категорий студентов

кате-гория	Общий конкурс	медали-сты	кон-трактн.	г/бд	юноши	девушки
IQ, в баллах	100	105	93	102	105	90

С такими студентами должна по-разному проводиться индивидуальная работа. Для одних – это дополнительные консультации (для студентов с более низким IQ), для других (с высоким IQ) – привлечение к участию в олимпиадах, НИРС и т.д. В связи с этим необходимо совершенствовать также методологические разработки по дисциплинам.

Сравнение результатов диагностики IQ для студентов I и IV курсов позволяет сделать вывод о качестве постановки учебного процесса на кафедрах по данной специальности и о работе самих студентов, совершенствовании их личностных особенностей.

В табл. 2 представлены результаты тестирования одних и тех же групп студентов на I и IV курсах разных специальностей факультета (IQ даны в баллах интеллекта).

Таблица 2

Изменение интеллекта студентов за 4 года обучения

Специальность	ЭМС	ЭС	АКТ	ЭМА	
IQ	I к	94	104	101	96
	IV к	111	122	113	107
Прирост	17	18	12	11	

Абсолютные значения IQ и его прирост для разных групп за 4 года говорит о различных возможностях студентов и реализации этих способностей.

Особое внимание выпускающие кафедры уделяют студентам с высоким уровнем интеллекта (IQ выше 110-1206). Таких студентов отмечают еще на I курсе и прослеживают за их обучением в течение всего периода пребывания в институте. Эти студенты являются, прежде всего, претендентами на перевод с первой на вторую ступень обучения, для поступления в магистратуру и аспирантуру, получения престижных мест при распределении на работу.

По нашим данным таких студентов на факультете 18 – 20 % ежегодно поступают на I курс, они практически не отчисляются и составляют элитную основу факультета.

Знание учебного рейтинга и интеллекта студентов по специальности позволяет проследить за обучаемостью на протяжении всего периода обучения, сравнивая между собой IQ и R.

На рис. 3, 4 показаны две диаграммы такого сравнения для специальностей ЭС и АКТ. На рисунках две колонки (справа и слева) являются показателями интеллекта студентов групп I и IV курса для каждой специальности. Между ними средний рейтинг студентов по семестрам за 4 года обучения. Увеличение учебного рейтинга от года к году (для специаль-

ностей ЭС) показывает, что учебный процесс по данной специальности поставлен на достаточно высоком уровне и студенты работают продуктивно. В другом случае (группы АКТ) рейтинг студентов от семестра к семестру имеет колебания, и результаты учебы первого курса мало чем отличаются от четвертого. Причиной такого несоответствия следует искать в недостаточной методической работе, неравномерности загрузки студентов по семестрам, неритмичность работы студентов.

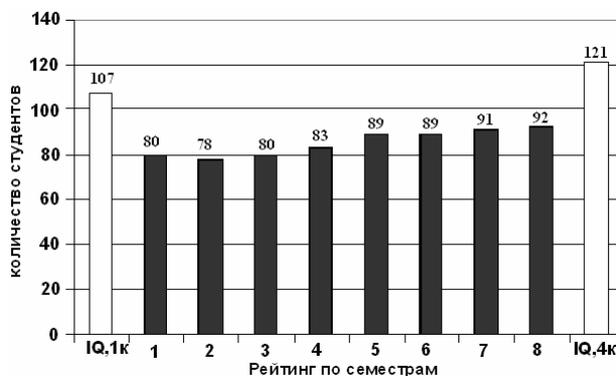


Рис. 3. Сравнение интеллекта и учебного рейтинга студентов групп ЭС 4 года обучения

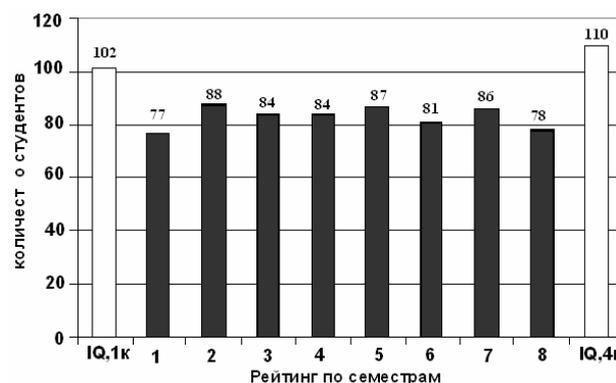


Рис. 4. Сравнение интеллекта и учебного рейтинга студентов групп АКТ 4 года обучения

Знание посеместрового рейтинга студентов, их ранжирование позволяет на IV курсе объективно произвести перевод на II ступень обучения. Для этого в институте разработано «Положение о критериях перевода на II ступень», в основу которого положены рейтинг студента за все годы обучения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Дорофеев В.Н., Петрушов С.Н., Шевцов А.В. // Изв. вуз. Черная металлургия. – 2002.-№ 4.-С. 50-52.
- [2] Дорофеев В.Н. и др. Использование квалиметрии для оценивания студентов в техническом вузе: Учеб.-метод. пособие.-Алчевск: ДГМИ, 2002.-108 с.

Поступила 26.02.03

ЗЕКЦЕР ДАВЫД МАРКОВИЧ

(К 80-летию со дня рождения)

Исполнилось 80 лет члену Инженерной Академии Украины, кандидату технических наук, известному высококвалифицированному специалисту в области релестроения, Почетному железнодорожнику СССР Давыду Марковичу Зекцеру.

Давыд Маркович родился 5 мая 1923 г. в г. Белгород-Днестровский Одесской обл. Среднюю школу окончил с отличием в июне 1941 г. и в декабре 1942 г. был призван в армию. С февраля 1943 г. в составе пехоты участвовал в боевых действиях. За бои на плацдарме Северского Донца в районе г. Лисичанск был награжден медалью «За отвагу». В конце мая 1943 г. был тяжело ранен и в октябре 1943 г. после длительного лечения в госпиталях был демобилизован как инвалид 2-й группы. Как участник боевых действий награжден 18 орденами и медалями.

Сразу после демобилизации поступил в Ленинградский электротехнический институт на факультет автоматики, телемеханики и связи на железнодорожном транспорте. В институте учился только на отлично и закончил его с красным дипломом. Его дипломный проект, посвященный сложным двухэлементным секторным реле переменного тока, по решению Государственной Экзаменационной комиссии был рекомендован к изданию в виде монографии.

После окончания института был распределен в Харьков на электротехнический завод «Трансвязь», где проработал в течение 28 лет, пройдя путь от инженера в лаборатории новых разработок до начальника производства и заместителя главного инженера по новой технике.

Работая на заводе, защитил кандидатскую диссертацию в Москве в Центральном научно-исследовательском институте МПС, где ему была присуждена ученая степень кандидата технических наук.

Давыд Маркович разработал и внедрил в серийное производство несколько серий новых реле с магнитной памятью без постоянных магнитов, реле с большим замедлением, работающее в повторно-кратковременном режиме, кодовые многоконтактные реле. Широкий кругозор и разносторонние знания позволили Давыду Марковичу разработать и освоить в серийном производстве индукционные датчики больших перемещений без источника питания для работы в наружных условиях, магнитные усилители в релейно-реверсивном режиме для переездной сигнализации, комплексные электропитающие установки со стабилизацией на стороне переменного и постоянного тока, аппараты селекторной диспетчерской связи, первые трансмиттерные полупроводниковые импульсные датчики и усилители, исследовать алюмомедные шины и провода, герконы, феррорезонансные стабилизаторы и другие устройства.

С 1976 г. Давыд Маркович в течение 18 лет работал заведующим сектора прогнозирования и оценки технического уровня низковольтных аппаратов во Всесоюзном научно-исследовательском институте Электроаппаратостроения (ВНИИЭА).

В 1992 г. перешел на работу в Комплексный инновационный центр (КИЦ) Института проблем машиностроения Национальной Академии наук Украины в качестве заведующего лабораторией проблем электроаппаратостроения.

Во время работы на заводе, в НИИ и КИЦ Давыд Маркович много внимания уделял разработке теории и методов расчета реле с магнитной памятью, плоских электромагнитных реле, оптимизации медных демпферов для импульсных замедленных реле, расчетам и проектированию индукционных и индуктивных датчиков больших перемещений, а также уточнению расчетов магнитных проводимостей

методами численного интегрирования. Известны его публикации по оптимизации различных электромагнитных реле, защитных оболочек, шкафов и ящиков, а также по исследованию биметаллических электрических контактов, антиконцерогенные и антитокичные электрических контактов и т.д.

Им опубликованы 190 статей и монографий, в том числе около двадцати работ – в США и Англии. В них приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований в различных областях: релестроения, развития технического уровня отечественных и зарубежных низковольтных аппаратов, выявления действительных условий работы низковольтных аппаратов и комплектных устройств. Кроме того, Давыд Маркович участвовал в разработке ОСТов по оценке технического уровня и его прогнозирования.

Давыд Маркович получил свыше 30 авторских свидетельств на изобретения. За успешные разработки новой техники ему присвоено звание «Почетный железнодорожник», им получены знаки отличия за пуск первой очереди Киевского Метрополитена и за участие в электрификации магистрали Москва — Байкал. Кроме того, он награжден тремя медалями за экспонаты на ВДНХ и медалью «Изобретатель СССР». В 2000 г. Давыд Маркович был избран действительным членом Инженерной академии Украины.

Плодотворная научно-производственная деятельность, целеустремленность и связь с практическими задачами, принесла юбиляру широкую известность в СНГ и за рубежом. Его труды цитируют ученые США, Англии, Болгарии, Румынии и других стран.

Друзья, товарищи и коллеги по работе желают Давыду Марковичу доброго здоровья, счастья и новых успехов в его плодотворной деятельности.

Редакционная коллегия журнала «Электротехника и Электромеханика» присоединяется к этим пожеланиям.



ОМЕЛЬЯНЕНКО ВИКТОР ИВАНОВИЧ

(К 60-летию со дня рождения)

Виктор Иванович Омеляненко родился 21 февраля 1943 года в с. Октябрьское, Октябрьского района, Оренбургской обл. С 1947 до 1961 года, до момента поступления на электромашиностроительный факультет Харьковского политехнического института, проживал в городе Донецке.

Начиная с 4 курса, Виктор Иванович занимается научно-исследовательской работой под руководством своего учителя доктора технических наук, профессора Владимира Петровича Толкунова. Виктор Иванович считает, что ему повезло, так как все основные курсы, касающиеся специальности «Электрические машины» были ему прочитаны именно В.П. Толкуновым – талантливым ученым и блестящим лектором.

В 1966 году после окончания ХПИ по специальности «Электрические машины и аппараты», работал инженером в бюро электромагнитных расчетов по проектированию тепловозного электрооборудования НИИ завода «Электротяжмаш». С 1968 года – старший инженер кафедры электрических машин ХПИ. После окончания аспирантуры в 1973 году защитил кандидатскую диссертацию, в ходе выполнения которой провел уникальные эксперименты на тепловозном тяговом генераторе мощностью 2000 кВт.

Работая на кафедре общей электротехники в должности ассистента, затем доцента, Виктор Иванович начал заниматься вопросами создания высокоскоростного магнитного транспорта с электродинамической левитацией. Эта работа оказалась весьма плодотворной. В процессе ее выполнения были получены научно-технические решения, имеющие на протяжении нескольких лет (от 3 до 14) приоритет в видении перспектив совершенствования систем подвеса, сверхпроводящих магнитов, формообразующих и даже цветографических решений для этого транспорта. Достаточно сказать, что результаты этих исследований публиковались в Англии, Германии, США, Японии в таких авторитетных изданиях как IEEE Trans.on Magnetics, Cryogenics, Int. J. of Applied Electromagn. and Mechanics и других. Например, доклад 1994 г. в Бостоне (MIT) о первом в мире ниобий-оловянном сверхпроводящем магните для транспорта был представлен в соавторстве с такими ведущими мировыми научно-техническими центрами как Институт атомной энергии, ЦАГИ, Институт авиационных материалов.

В 1995 году В.И. Омеляненко в Институте электродинамики НАН Украины успешно защищает докторскую диссертацию на тему «Теоретические основы

проектирования линейных электромеханических преобразователей энергии со сверхпроводящими обмотками возбуждения». После защиты Виктор Иванович работает профессором на кафедре передачи электрической энергии, а с 1998 года – заведующим кафедрой электрического транспорта и тепловозостроения. С его появлением на кафедре начата подготовка инженеров по новой специальности «Электрический транспорт». Сейчас на кафедре трудятся четыре доктора технических наук, профессора, защищаются докторские и кандидатские диссертации. На высоком уровне выполняются научная госбюджетная и хоздоговорные работы. Издаются монографии, учебники и учебные пособия.

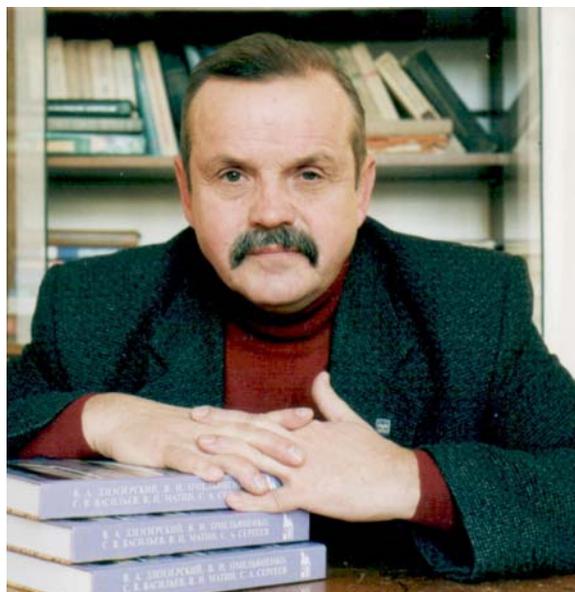
Широка область его научных интересов. Это и электромеханические накопители энергии, и линейные электродвигатели, а также сверхпроводящие магнитные системы. Под его руководством впервые в Советском Союзе был создан ряд сверхпроводящих магнитов для магнитолевитирующего транспорта, а также полномасштабный макет электромагнитной катапульты для разгона самолетов корабельного базирования.

О высоком уровне ученого свидетельствует выход в свет двух научных монографий, учебного пособия для студентов, свыше 100 научных статей и 20 авторских свидетельств на изобретения. Написанная им в соавторстве с В.А. Дзензерским, С.В. Васильевым, В.И. Матиным, С.А. Сергеевым и изданная в 2001 году в издательстве «Наукова думка» монография «Высокоскоростной магнитный транспорт с электродинамической левитацией» является уникальным по объему и глубине научным изданием в этой новой, перспективной области техники. В 1985 и 1987 годах В.И. Омеляненко был награжден Серебряными медалями ВДНХ СССР. Подготовил 5 кандидатов технических наук.

Виктору Ивановичу присущи кипучая энергия, чрезвычайное трудолюбие. Он эрудирован, общителен, остроумен, не терпит чопорности и напыщенности, в отношениях с людьми искренен.

Ректорат НТУ «ХПИ», деканат факультета транспортного машиностроения и коллектив возглавляемой им кафедры желают Виктору Ивановичу здоровья, большого счастья, чтобы и в дальнейшем ему сопутствовал успех, а стремление к нестандартности решений и интуиция, служили ему верой и правдой.

Редакционная коллегия журнала «Электротехника и Электромеханика» присоединяется к этим пожеланиям.





МІЖНАРОДНИЙ СИМПОЗИУМ ПРОБЛЕМИ УДОСКОНАЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН І АПАРАТІВ Теорія і практика (SIEMA'2003)



Шановні колеги!

Оргкомітет має честь запросити Вас прийняти участь у 6-му Міжнародному симпозиумі «Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика» (SIEMA'2003), який відбудеться 16 - 18 жовтня 2003 р. у НТУ "ХПІ" (61002, м. Харків, вул. Фрунзе, 21, електротехнічний корпус).

На симпозиум запрошені:

- завідувачі кафедр електричних машин і апаратів і провідних викладачів вузів України і Росії, країн СНД і далекого зарубіжжя;
- представники науково-дослідних організацій, які займаються електричними машинами і апаратами;
- представники підприємств - розробників електричних машин і апаратів;
- представники підприємств - споживачів електроустановок;
- представники проектних організацій;
- представники комерційних організацій, електротехнічного профілю.

Учасникам симпозиуму надається можливість опублікувати доповіді, а також інформаційні матеріали та інші повідомлення в збірниках праць симпозиуму. Збірники будуть видані до моменту відкриття симпозиуму як спеціальні випуски Вісника Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" і журналу "Електротехніка й електромеханіка", що входять до Переліку фахових видань ВАК України. Учасники можуть виступити на пленарному засіданні, а також на засіданнях секцій.

Учасникам симпозиуму надається можливість представити зразки своєї продукції на виставці, де будуть демонструватися новітні розробки сучасного електроустановок. З вашими розробками познайомляться споживачі електроустановок.

У рамках симпозиуму передбачається проведення виставки нових навчально-методичних розробок – підручників, навчальних посібників, методичних вказівок тощо.

Під час симпозиуму будуть організовані неформальні зустрічі, на яких учасники зможуть отримати і поширити необхідну інформацію.

Для забезпечення своєчасного видання збірників матеріалів симпозиуму і підготовки експозиції просимо Вас:

- до **30.06.2003 р.** повідомити про намір взяти участь у симпозиумі (заповнити і вислати заявку на адресу оргкомітету симпозиуму): 61002, м. Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПІ", кафедра електричних апаратів;
- до **30.07.2003 р.** перерахувати *благодійний внесок у фонд Симпозиуму* (без ПДВ), розмір якого визначається організаційним внеском, а також коштами за публікацію доповідей, інформаційно-рекламних матеріалів і експозицію продукції на р/р 35224011000076 Банку УДК у Харківській обл., МФО 851011, НТУ "ХПІ", ЗКПО 02071180, ПІН 020711820397, свід. 30008120 (з позначкою: "Симпозиум"). Про перерахування просимо повідомити в оргкомітет по телефону або E-mail.
- до **30.08.2003 р.** направити на адресу оргкомітету доповіді і супутні матеріали (вимоги до оформлення приведено на стор. 112-113), а також інформацію про

навчально-методичні розробки, що будуть представлені на виставці.

Оргкомітет буде вдячний Вам за поширення даної інформації серед колег, зацікавлених прийняти участь у симпозиумі.

Ректор НТУ "ХПІ"

Л.Л. ТОВАЖНЯНСЬКИЙ

Голова оргкомітету

В.Г. ДАНЬКО

Координатор симпозиуму

Б.В. КЛИМЕНКО

Додаткова інформація -

по телефонах: (0572) 40 02 81, 40 09 76, 40 04 27.

E-mail - kbv @ kpi.kharkov.ua

НАПРЯМКИ ПРОГРАМИ СИМПОЗИУМУ

- Проблеми теорії і практики електричних машин і апаратів;
- Техніка сильних електричних і магнітних полів;
- Теоретична електротехніка;
- Зміст освіти за напрямками підготовки "Електротехніка" і "Електромеханіка".

КАЛЕНДАР СИМПОЗИУМУ

16.10.2003 р.

- 9:30 - 13:00 Заїзд і розміщення учасників
- 13:00 - 14:00 Обід
- 14:00 - 17:00 Нарада завідувачів кафедр
- 14:00 - 17:00 Експерсії на промислові підприємства

17.10.2003 р.

- 9:30 - 10:30 Реєстрація учасників
- 10:30 - 11:00 Відкриття симпозиуму
- 11:00 - 13:00 Пленарне засідання
- 13:00 - 14:00 Обід
- 14:00 - 18:00 Засідання секцій
- 19:00 - 22:00 Банкет для учасників і почесних гостей

18.10.2003 р.

- 10:00 - 13:00 Засідання секцій
- 13:00 - 14:00 Обід
- 14:00 - 16:00 Пленарне засідання
- 10:00 - 16:00 Робота виставки
- 16:00 Закриття симпозиуму

РОБОЧІ МОВИ СИМПОЗИУМУ:

українська, російська, англійська

УМОВИ УЧАСТІ В СИМПОЗИУМІ:

- організаційний внесок - екв. 30€; оплата здійснюється у гривнях за курсом НБУ;
- оплата експозиції – екв. 12€ за 1 м²;
- оплата публікацій у збірнику:
 - ◊ доповідей – екв. 2.5€ за 1 сторінку;
 - ◊ інформаційних і рекламних матеріалів – екв. 8€ за 1 сторінку.

Оплата здійснюється перерахуванням на розрахунковий рахунок у термін, зазначений вище, або на місці після прибуття. В останньому випадку розмір оплати збільшується на 10%.

До організаційного внеску включаються витрати по організаційно-технічному забезпеченню симпозиуму, поштові витрати і витрати на харчування в рамках програми симпозиуму (банкет і три обіди). Кожен учасник симпозиуму отримує програму, а також збірники доповідей та інформаційних матеріалів симпозиуму, вартість яких включається до організаційного внеску.



МЕЖДУНАРОДНЫЙ СИМПОЗИУМ ПРОБЛЕМЫ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН И АППАРАТОВ Теория и практика (SIEMA'2003)



Уважаемые коллеги!

Оргкомитет имеет честь пригласить Вас принять участие в 6-м Международном симпозиуме «Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика» (SIEMA'2003), который состоится 16 - 18 октября 2003 г. в НТУ "ХПИ" (61002, г. Харьков, ул. Фрунзе, 21, электротехнический корпус).

На симпозиум приглашены:

- заведующие кафедрами электрических машин и аппаратов и ведущие преподаватели вузов Украины и России, стран СНГ и дальнего зарубежья;
- представители научно-исследовательских организаций, занимающихся электрическими машинами и аппаратами;
- представители предприятий - разработчиков электрических машин и аппаратов;
- представители предприятий - потребителей электрооборудования;
- представители проектных организаций;
- представители коммерческих организаций, электро-технического профиля.

Участникам симпозиума предоставляется возможность опубликовать доклады, а также информационные материалы и другие сообщения в сборниках трудов симпозиума. Сборники будут изданы к моменту открытия симпозиума как специальные выпуски Вестника Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" и журнала "Электротехника и электромеханика", входящих в Перечень ВАК Украины. Участники могут выступить на пленарном заседании, а также на заседаниях секций.

Участникам симпозиума предоставляется возможность представить образцы своей продукции на выставке, где будут демонстрироваться новейшие разработки современного электрооборудования. С вашими разработками познакомятся потребители электрооборудования.

В рамках симпозиума предполагается проведение выставки новых учебно-методических разработок – учебников, учебных пособий, методических указаний и пр.

Во время симпозиума будут организованы неформальные встречи, на которых участники смогут получить и распространить необходимую информацию.

Для обеспечения своевременного издания сборников трудов симпозиума и подготовки экспозиции просим Вас:

- до **30.06.2003 г.** сообщить о намерении принять участие в симпозиуме (заполнить и выслать заявку в адрес оргкомитета симпозиума): 61002, г. Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра электрических аппаратов;
- до **30.07.2003 г.** перечислить **благотворительный взнос в фонд Симпозиума** (без НДС), размер которого определяется организационным взносом, а также средствами за публикацию докладов, информационно-рекламных материалов и экспозицию продукции на р/с 35224011000076 Банка УДК в Харьковской обл., МФО 851011, НТУ "ХПИ", ОКПО 02071180, ИНН 020711820397, свид. 30008120 (с пометкой: "Симпозиум"). О перечислении просьба сообщить в оргкомитет по телефону или E-mail.
- до **30.08.2003 г.** направить в адрес оргкомитета доклады и сопутствующие материалы (требования к оформлению приведены на стр. 112-113), а также ин-

формацию об учебно-методических разработках, которые будут представлены на выставке.

Оргкомитет будет благодарен Вам за распространение данной информации среди коллег, заинтересованных принять участие в симпозиуме.

Ректор НТУ "ХПИ"

Л.Л. ТОВАЖНЯНСКИЙ

Председатель оргкомитета

В.Г. ДАНЬКО

Координатор симпозиума

Б.В. КЛИМЕНКО

Дополнительная информация -

по телефонам: (0572) 40 02 81, 40 09 76, 40 04 27.

E-mail - kbv @ kpi.kharkov.ua

НАПРАВЛЕНИЯ ПРОГРАММЫ СИМПОЗИУМА

- Проблемы теории и практики электрических машин и аппаратов;
- Техника сильных электрических и магнитных полей;
- Теоретическая электротехника;
- Содержание образования по направлениям подготовки "Электротехника" и "Электромеханика".

КАЛЕНДАРЬ СИМПОЗИУМА

16.10.2003 г.

9:30 - 13:00 Заезд и размещение участников

13:00 - 14:00 Обед

14:00 - 17:00 Совещание заведующих кафедр

14:00 - 17:00 Экскурсии на промышленные предприятия

17.10.2003 г.

9:30 - 10:30 Регистрация участников

10:30 - 11:00 Открытие симпозиума

11:00 - 13:00 Пленарное заседание

13:00 - 14:00 Обед

14:00 - 18:00 Заседания секций

19:00 - 22:00 Банкет для участников и почетных гостей

18.10.2003 г.

10:00 - 13:00 Заседания секций

13:00 - 14:00 Обед

14:00 - 16:00 Пленарное заседание

10:00 - 16:00 Работа выставки

16:00 Закрытие симпозиума

РАБОЧИЕ ЯЗЫКИ СИМПОЗИУМА:

украинский, русский, английский

УСЛОВИЯ УЧАСТИЯ В СИМПОЗИУМЕ:

- организационный взнос - экв. 30€; оплата производится в гривнях по курсу НБУ;
- оплата экспозиции – экв. 12€ за 1 м²;
- оплата публикаций в сборнике:
 - ◇ докладов – экв. 2.5€ за 1 страницу;
 - ◇ информационных и рекламных материалов – экв. 8€ за 1 страницу.

Оплата производится по перечислению на расчетный счет в срок, указанный выше, либо на месте по прибытии. В последнем случае размер оплаты увеличивается на 10%.

В организационный взнос включаются расходы по организационно-техническому обеспечению симпозиума, почтовые расходы и расходы на питание в рамках программы симпозиума (банкет и три обеда). Каждый участник симпозиума получит программу, а также сборники докладов и информационных материалов симпозиума, стоимость которых включается в организационный взнос.

Список авторів

А	М
Алаев Павел Николаевич 55	Михаличенко Павел Евгеньевич..... 43
	Мищенко Татьяна Николаевна..... 43
Б	Муфель Евгений Владимирович..... 81
Баранов Михаил Иванович 67, 75	Н
Боев Вячеслав Михайлович 90	Набока Борис Григорьевич..... 96
Бондаренко Владимир Емельянович..... 5	Намитокон Кемаль Кадырович 46
Борзик Валерий Леонидович 11	Нечаус Андрей Александрович 96
Бочаров Виталий Александрович..... 75	П
В	Петрова Олена Анатоліївна..... 33
Вербовой Андрей Петрович 13	Платкова Наталья Александровна 61
Вербовой Петр Францевич 13	Постольник Николай Вячеславович..... 50
Г	Р
Галайко Лидия Петровна 17	Рассальский Александр Николаевич 53
Головань Василь Иванович 19	Рыбалко Александр Николаевич 81
Головань Иван Васильевич 19	С
Горбачев Модест Николаевич 93	Середа Александр Григорьевич..... 50
Д	Скибенко Евгений Иванович 81
Дорохов Александр Владимирович 24	Солодуненко Дмитрий Викторович 53
Друй Олег Семенович 81	Сосков Анатолий Георгиевич 55
З	Соскова Инна Алексеевна 55
Заблодский Николай Николаевич 102	Старостин Олександр Сергійович 33
Завгородній Віктор Дмитрович 28, 33	Ф
И	Финкельштейн Владимир Борисович..... 24
Игнатенко Николай Николаевич 75	Х
Ильичева Вера Олеговна..... 81	Холод Юрий Васильевич..... 81
К	Ч
Кашкалов Володимир Іванович..... 58	Чабан Андрій Васильович 58
Клименко Борис Владимирович..... 46	Чабан Василь Йосипович 58
Ковівчак Ярослав Васильович 58	Черный Олег Владимирович 81
Колобовский Анатолий Кузьмич 75	Ш
Кононов Борис Тимофеевич 96	Шевцов Леонид Васильевич 102
Костин Николай Александрович..... 43	Шинкаренко Василий Федорович 61
Л	Ю
Лупиков Валерий Сергеевич 38	Юферов Владимир Борисович 81

Abstracts

Electrical Mashines and Apparatus

- Bondarenko V.E.*
The no contact eddy currents monitoring of electrical and geometrical parameters in cylindrical wares.
The methods are considered and a device scheme is chose for no contact monitoring of a diameter and a specific resistance of extended nonmagnetic conductive cylindrical wares in longitudinal and transversal magnetic field. The basic parameters calculation is carried out. The precision characteristics are showed.
Key words - eddy current, no contact monitoring, cylindrical wares.
- Borzik V.L.*
Approximating of the magnetization curve for steel in the combined electrical machines.
In close approximating of the magnetization curve with usage of cubic splines of defect 2, which ensures high accuracy and a smoothness of the curve and its derivatives, is considered.
Key words – electrical machine, magnetization curve, approximating, cubic splines.
- Verbovoy A.P., Verbovoy P.F.*
Research of voltage value influence on electromagnetic parameters of the coil from the ferromagnetic conductor.
Results of experimental researches of the coil from an iron wire are given. It is established, that its active resistance decreases with increase of a feed voltage. The reason for this is reduction of specific electric resistance of a wire. Formulas for its definition are resulted.
Key words – coil, iron wire, electromagnetic parameters, active resistance.
- Galaiko L.P.*
The account of magnetic losses for want of designing switched reluctance motors.
Method of magnetic loss calculation in switched reluctance motor based on calculation of eddy currents are given. Change lows of magnetic field and eddy currents on different regions of magnetic chain, equation for calculation eddy currents loss and results of it calculation for main drive capacity 13 kW are considered.
Key words – magnetic loss, eddy current, switched reluctance motor.
- Golovan V.I., Golovan I.V.*
Aspects of storing resources by working out of technical decisions of not-synchronous motors with inductive regulator in its rotor circle.
Aspects of storing resources by working out of technical decisions of not-synchronous motors with inductive regulator in its rotor circle are considered in the paper, regarding their social needs and influence on the environment and society.
Key words – not-synchronous motors, inductive regulator, technical decision.
- 5 *Dorokhov A.V., Finkelshteyn V.B.* 24
Softening electrodynamic overloads at hooking up to network of induction generators wind turbines.
The technique of calculation of transient currents and moments at hooking up of asynchronous generators to a network is designed. The opportunity of their decrease is shown at the expense of non-simultaneous hooking up of phases of the generator winding to parallel operation with the network. The guidelines on formation of optimal algorithm of actuation are given. The phenomena attendant to transient is described.
Key words – asynchronous generator, transient current, moment, connection to the network, optimal algorithm.
- 11 *Zavgorodnij V.D.* 28
Quantum mechanical model of induction type angle transducers (Part 2).
On an example of induction type precision angle transducer the quantum mechanical approach to the analysis of energy and information conversion processes between stator and rotor as discrete structures in electromechanical converters is advanced. The quantitative parameter of dissymmetry for systems containing symmetric structures is established. The recommendations upon the choice of design structural parameters of angle transducer are given.
Key words – electromechanical converter, induction type electromechanical angle transducer, mathematical model, Schroedinger wave function.
- 13 *Zavgorodnij V.D., Starostin O.S., Petrova O.A.* 33
Simulation of geometrical structures for electromechanical converters double-sided gear-form.
For electromechanical converters double-sided gear-form the concept of chromosomes construction explicates in view of geometry of active zone in which conversion of energy is carried out. The given concept ensures saving the genetic information of their geometrical primitives. Influence of the converters geometry on structure of output parameters is researched. Application of the dissymmetrical principle is shown during complicating structure of the converters.
Key words – electromechanical converters, geometrical primitives, chromosomes construction, dissymmetrical principle.
- 17 *Lupikov V.S.* 38
Method providing adjustment of switchboard system for compensation of its magnetic field.
The structure of parametrical system for automatic compensation of the external magnetic field created by conductors of the switchboard power circuit near to its surface is considered.

The method providing adjustment of the system electromagnets-equalizers parameters is offered according to magnetic measurements. Application of such system allows effectively compensate the magnetic field up to a level which is meeting the requirements of electromagnetic compatibility.

Key words – switchboard, power circuit, external magnetic field, electromagnets-equalizers, adjustment.

Mischenko T.N., Mihalichenko P.E., Kostin N.A. 43

The probability characteristics of stochastic voltage function on current collector of the first Ukrainian locomotive DE 1.

The results of researches of stochastic voltage variation process on current collectors of DC electric locomotives types DE1 and VL8 are set up. Are obtained and analyzed basic function of voltage oscillations and its normalized spectral concentration. The uncanonical decomposing of the voltage as fixed stochastic process is executed. An average number of lets for the electric locomotive DE 1 is calculated.

Key words – locomotive current collector, voltage function, probability characteristics.

Namitkov K.K., Klimenko B.V.

Electric arch: 200-years anniversary of the great discovery.

The history of an electric arch discovering by V.V. Petrov is described. The basic scientific and technical consequences of this great discovery are considered.

Key words – electric arch, discovery, historical review, scientific and technical consequences.

Postolnyk N.V., Sereda A.G.

Advantages and application prospectivity of high pressure discharge lamps type AMP.

In close advantages of high-pressure discharge lamps as compared with other sources of light on basis of high-pressure arc discharge are reviewed. The prospectivity of their perfection and areas of application are analyzed.

Key words – sources of light, high-pressure mercury lamp, high-pressure sodium lamp, halogen lamp, fluorescent lamp, application prospectivity.

Rassalsky A.N., Solodunenko D.V.

Mathematical model of drying process in isolation of current transformers.

Soskov A.G., Alaev P.N., Soskova I.A.

55

Calculation of heating in power thyristors with soldered contacts used in electronic keys exposed by current impulses of arbitrary form.

On the basis of symmetrical three-zonal thermal model of power thyristors with soldered contacts is offered and analytical expressions for thermal mode of these thyristors at effect of current impulses of the arbitrary form are obtained.

Key words – thyristors, electronic keys, current impulse, thermal mode.

Tchaban V.I., Kovivchak Ya.V., Kashkalov V., Tchaban A.V.

58

Computation of commutation voltage increase in an induction motor witch is power supplied for cable.

In close the method of commutation voltage increase in a saturated induction motor witch is power supplied for cable is proposed. The system of differential equations in normal Cauchy form is written. The outcomes are useful for optimization of motor ensue in view of commutation voltage increase by condenser battery. The results of computer simulation are given.

Key words – induction motor, transient process, mathematical model, voltage increase, cable, condenser battery.

Shinkarenko V.F., Platkova N.O.

61

Genus category in the taxonomy structure of the evolutionary electric machines systematic.

The systematic problem of electric machines is investigated. The genetic criteria of rank and kinds' boundaries of electric machines in the taxonomy structure systematic are substantiated. The genetic fund structure and evolution peculiarities of the kind's model are considered. The analogies' reasons in the hierarchy of the basic taxons' systematics of the electromechanical and biological systems is explained. The prognostic properties of the evolutionary electric machines systematic are shown.

Key words - electric machine, evolution, systematic, taxon, basic genus, genetic code, the original field source, prognostication.

High Electrical and Magnetic Field Engineering

Baranov M.I.

67

Electrothermal stability of isolated wires and cables to the action of strong impulse lightning currents.

Outcomes of researches of electro thermal stability of isolated wires and cables testing effect

stability and electrical explosion are defined at a direct stroke of the lightning current depending on its amplitude. Numerical averaged values of maximum permissible and critical denseness of the current are obtained for cores (screens) of researched wires (cables).

Key words – **isolated wires and cables, electrothermal stability, direct lightning stroke, lightning currents, ultimate permissible and critical densities lightning current impulse.**

Baranov M.I., Bocharov V.A., Ignatenko N.N., Kolobovsky A.K.

Powerful generators of pulse voltages and currents with top parameters for testing of power electroenergetic equipment.

Some basic electrical schemes, constructions and technical characteristics of operative generators of pulse voltage (GPV) and current (GPC) with energy to 1 MJ for outward arrangement. They are intended to produce powerful test pulses with amplitudes consequently of voltage to 4 MV and current to 200 kA, and time duration micro- and milliseconds. These GPV and GPC and their measuring means may be used for testing powerful equipment by standard aperiodic lightning and

75

commutation pulses of voltage and current.

Key words – **pulse generators, powerful equipment, testing, lightning and commutation pulses of voltage and current.**

Yuferov V.B., Dryj O.S., Skibenko E.I., Kholod Yu.V., Chernyi O.V., Ilichova V.O., Mufel E.V., Rybalko A.N.

Superconducting magnet systems of complicated shape and high density of transport current

General technological problem at the creation superconducting thermonuclear stellarator type devise are described. Experimental critical currents dependences for short and long samples at the different impregnating and cooling condition are presented. Dependences of the magnetic system heating at different velocities of energy evacuation are measured and discussed. Some making and working specifics are described. Variant of the superconducting magnetic separator with $B \nabla B = 500 \text{ T/m}^2$ are described.

Key words – **superconductivity, torsotron, superconducting impregnating dry winding, critical current, magnetic separator.**

81

Electrical Engineering: Theory

Boev V.M.

Statement of an electromagnetic field calculation task for toroidal transformer in view of convolution magnetic system and an axial coil of its winding.

For the transformer with twisted magnetic system on the basis of use of break functions and the equation of Archimedes spiral the differential equation describing an electromagnetic field in all space, including the transformer is received. The decision of the equation may be constructed at use of simplifying assumptions or a numerical method.

Key words – **toroidal transformer, convolution magnetic system, axial coil, electromagnetic field, calculation.**

Gorbachev M.N.

Development of analytical methods of finding nonharmonic decisions in radio engineering and electric circuits tasks.

Known and nonconventional methods of finding of the periodical decisions in the closed form for established processes in linear electric and radio engineering circuits with concentrated parameters are discussed with account of influence on them nonharmonic signals of voltage and

90

EMF. The example of application of the method for a linear circuit of the fourth order is given.

Key words – **electric circuits, concentrated parameters, analytical methods, nonharmonic decisions.**

Naboka D.G., Kononov B.T., Nechaus A.A.

Asymptotical characteristics and similarity of electrostatic fields of solenoids.

Solenoid coils have a number of special points where occurrence of partial discharge is the most probable. They are points of sharp change of curvature equipotential surfaces on solenoid edges - special points of I type, or points of voltage input, in which growth of potential changed its direction - special points of II type. Asymptotical characteristics of electrostatic fields in these points are different. That is way the definition of the most probable place of partial discharge is unequivocal. For points with identical asymptotical characteristics this problem, on the contrary, has the unique decision due to similarity of fields in them.

Key words – **solenoid, electrostatic field, partial discharge, special points, asymptotical characteristics.**

96

93

Education Structure in

"Electrical Engineering" and "Electromechanics"

Zablodsky N.N., Shevzhov L.V.

Using of kvalimetry for increasing of preparation students' level in electrotechnical professions.

The experience of kvalimetry using for determination students' intellect level on initial

102

and final stages of the education is stated. Results of using module-rating system of the estimation of knowledge are given.

Key words – **kvalimetry, module-rating system, preparation level, students.**

ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ СТАТЕЙ И ИНФОРМАЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ В НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОМ ЖУРНАЛЕ "ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА"

Шумилов Ю.А., д.т.н., проф.

Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт"
Украина, 03056, Киев, пр-т Победы, 37, НТУУ "КПИ", кафедра "Электромеханика"
Тел. (044) 241-76-38

Клименко Б.В., д.т.н., проф.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"
Тел. (0572) 40-02-81, факс (0572) 40-06-01, E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua, evl@kpi.kharkov.ua.

Текст анотації українською мовою, до 5 рядків (для громадян України).

Текст аннотации на русском языке, до 5 строк.

ВВЕДЕНИЕ

В журнале публикуются результаты исследований и обзоры в области электрических машин и аппаратов, сильных магнитных полей и теоретической электротехники, не публиковавшиеся ранее, методические материалы по направлениям подготовки "Электротехника" и "Электромеханика", а также информационные материалы по профилю журнала.

Статья либо информационный материал направляются в редакцию в **печатном** варианте (1 экз.) и в **электронном** варианте по E-mail (адреса приведены в конце) либо на дискете 3.5" (без колонтитулов и нумерации страниц).

Печатный вариант предоставляется на листах белой бумаги формата А4 плотностью 80 - 90 г/м², отпечатанный на лазерном принтере с разрешающей способностью не менее 300 dpi.

К статье и информационным материалам прилагаются в одном экземпляре:

- **Акт экспертизы** (для граждан Украины). Официальное письмо (желательно с печатью) с просьбой опубликовать статью (для граждан зарубежных стран);

- **Аннотация на английском языке;**

- **Название на английском языке** (для информационных материалов),

для статей – дополнительно:

- **Рецензия;**

- **Список авторов** на языке статьи (фамилия, имя, отчество полностью).

Электронный вариант должен содержать файл статьи (информации) и отдельно файл Аннотации (Названия) на английском языке. Рецензия подписывается доктором наук и заверяется печатью.

Оригинал статьи либо информационных материалов готовится с использованием редактора Microsoft Word на одном из трех языков: украинском, русском, английском.

Все разделы документа должны содержать поля: слева, справа, сверху – по 20 мм, снизу – 25 мм. Заполнение последнего листа должно быть не менее 80%.

Стиль оформления информационных материалов – произвольный.

ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ СТАТЕЙ

Заголовок статьи содержит:

1 – Код УДК;

2 - Название статьи (Times New Roman 12pt, жирный, размещение по центру, заглавные буквы, не допускаются переносы);

3 - Список авторов, ученая степень (при необходимости звание и должность), название организации, почтовый адрес, контактные телефоны (факс, E-mail). Для авторов различных организаций список приводится по данной выше форме;

4 – Аннотации статьи на украинском (обязательно только для граждан Украины) и русским языках, объемом до 5 строк каждая, оформляются шрифтом Times New Roman 9 pt, жирный, курсив.

Между элементами заголовка статьи делается интервал в одну строку 10 pt.

ОСНОВНОЙ ТЕКСТ СТАТЬИ

Текст размещается в двух колонках, расстояние между которыми 5 мм. Абзацные отступы (красная строка) – 7,5 мм. Текст набирается шрифтом Times New Roman 10 pt с одиночным межстрочным интервалом. Допускается разделение текста на разделы. Название раздела оформляется заглавными буквами и центрируется, нумерация – не обязательна. Текст раздела с названием следующего раздела отделяются пустой строкой.

Рисунки и широкие таблицы допускается размещать в одну колонку. Название выполняется шрифтом размером 9 pt. Допускается использование рисунков и таблиц без названия: Рис. 1, Таблица 1.

Рисунки должны быть оформлены как отдельные объекты, расположенные в тексте статьи. **Расположение рисунка поверх текста не допускается.**

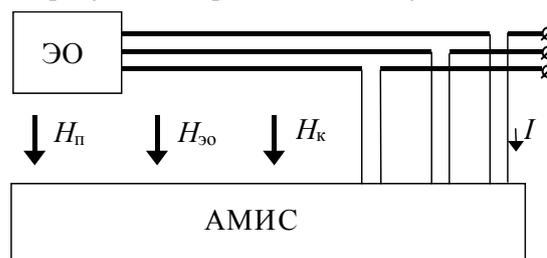


Рис.1. Функциональная схема устройства

Таблица 1

Размеры полей текста статьи

Поле слева	20 мм
Поле справа	20 мм
Поле сверху	20 мм
Поле снизу	25 мм

Математические формулы создаются в виде отдельных объектов в редакторе формул, располагаются по центру и нумеруются в пределах статьи, номер прижат к правой стороне колонки

$$N = \tau_u \max / T_{mi} \cdot \quad (1)$$

Настройки редактора формул для меню "Размер" и "Стиль" символов представлены ниже:

Большие выражения и уравнения необходимо записывать в несколько строк

$$Y = \varphi_0(S_n) + \gamma_0 \int_{S=0}^{S_n} \varphi_0 \cdot sh(S_n - S) dS + \gamma_0^2 \int_{S=0}^{S_n} P_0(S) \cdot sh(S_n - S) dS \quad (2)$$

Перечень используемой литературы размещается в конце текста. Размер шрифта - 9pt. После отступа одной пустой строки (10pt) от основного текста по центру колонки помещается слово ЛИТЕРАТУРА. Нумерация источников - в порядке ссылок по тексту либо в алфавитном порядке, номер помещается в квадратных скобках с выступом.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Если Вы делаете ссылку на формулы, рисунки, таблицы или литературу, необходимо использовать следующие обозначения: (1), (1) и (2), (1) - (4); рис. 1, рис. 1,а, рис. 1 и 2; табл. 1, табл. 1 и 2; [1], [1 - 3, 5].

ЛИТЕРАТУРА

- [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 по- мехонесущих 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. Луїков, 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 конце статьи, через интервал в 1-2 строки размера 10pt, указывают дату поступления статьи в редакцию журнала (размер 9pt, курсив, расположение по правому краю). Например:

Поступила 12.12.2002

ПРИМЕР ОФОРМЛЕНИЯ АННОТАЦИИ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ

Аннотация содержит следующие элементы:

Авторы (Times New Roman 10 pt, курсив, одинарный интервал), **Название** (жирный), **Текст аннотации**, **Ключевые слова** — сначала текст *Key words* (курсив), затем перечень ключевых слов (жирный).

Ostashevsky N.A., Ivanenko V.N.

The account of switching influence on character of transient processes in DC motor.

The polynomial mathematical model of DC motor, which takes into account its anchor reaction at switching process, is received by a numerical method.

Key words - DC motor, transient processes, anchor switching reaction.

ПРИМЕР ОФОРМЛЕНИЯ СПИСКА АВТОРОВ

При оформлении списка авторов необходимо указать полностью фамилии, имена и отчества всех авторов. Оформление - шрифт 10 pt, курсив, одинарный интервал, например:

*Осташевский Николай Александрович
Иваненко Виталий Никитович*

Материалы принимаются по адресу:

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

Электронные варианты материалов по E-mail: *kbv@kpi.kharkov.ua* или *evl@kpi.kharkov.ua*

Справки по телефонам: (0572) 400-281 Клименко Борис Владимирович
(0572) 400-864 Лулик Валерий Сергеевич

ISBN 966-593-254-3
ISBN 966-593-255-1

ЩОКВАРТАЛЬНИЙ НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics
2003'2

ISBN 966-593-254-3



Технічне редагування: В.Л. Ємельянов

Підписано до друку 22.05.2003 р.
Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy
Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 14,25.
Наклад 300 прим. 1-й завод - 120. Зам. № 643. Ціна договірна.

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44
