



Електротехніка і Електроомеханіка

Электротехника и Электромеханика

Electrical engineering & Electromechanics

2007'1



Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics

EIE

Науково-практичний журнал

2007'1

Держвидання

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

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

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ:

Головний редактор

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

Члени редколегії

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

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

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

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

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

Вороновський Г.К. д.т.н., професор, член-кореспондент НАНУ, завідувач кафедри електричних станцій НТУ "ХПІ", Харків

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

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

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

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

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

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

Лупіков В.С. д.т.н., професор, завідувач кафедри електричних апаратів НТУ "ХПІ", Харків

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ

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

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

ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

Бурковский А.Н., Рыбалко О.А.	Определение зависимости допустимого количества реверсов асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором	5
Голенков Г.М., Бондар Р.П., Макогон С.А., Подольцев А.Д., Богаенко Н.В., Попков В.С.	Численный расчёт магнитного поля и основных характеристик электровибратора на основе коаксиально-линейного двигателя с постоянными магнитами	8
Gurevich V.	Simple very high-speed overcurrent protection relay	13
Дёгтев В.Г., Бабушанов А.В., Лаврук И.С., Самойлов Г.А.	Синтез гомологических рядов трехфазных обмоток	17
Заболотный И.П., Гришанов С.А.	Метод управления динамическим режимом синхронного генератора с использованием фазовых траекторий движения ротора	21
Загирняк М.В., Загирняк В.Е., Невзлин Б.И., Киричков А.В.	Характеристики температурной защиты асинхронного двигателя при быстро нарастающих перегрузках	25
Клименко Б.В., Байда Е.И., Гречко А.М., Боев С.А.	О термическом действии токов коротких замыканий в электрических цепях средних напряжений, защищаемых вакуумными выключателями	30
Себко В.В.	Контроль четырех параметров ферромагнитных изделий на одной частоте зондирующего продольного магнитного поля ТВД	34
Чабан А.	А-модель турбогенератора у фазних координатах струмів	37
Чепелюк А.А.	Применение метода Монте-Карло для расчета проводимости рассеяния в двухстержневом электромагните клапанного типа	42
Шарабан Ю.В.	Способы повышения пусковых характеристик авиационных асинхронных двигателей	45

Теоретична електротехніка

Боев В.М., Рогачев С.И.	Сверхпроводимость с точки зрения концепции "электротонического состояния" Фарадея	49
Канов Л.Н., Костюков В.В.	Метод моделирования нестационарных режимов электротехнических систем на основе их схемных коэффициентов	53

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Баранов М.И.	Одномерная электротепловая задача для металлической обшивки летательного аппарата при воздействии на нее молнии	56
Беспрозванных А.В.	Анализ матрицы коэффициентов системы линейных алгебраических уравнений при восстановлении частичных емкостей и тангенса угла диэлектрических потерь многожильных кабелей по результатам совокупных измерений	62
Дубовенко К.В.	Метод расчета вероятностных характеристик пробоя газовой изоляции в высоковольтной аппаратуре субмегавольтного диапазона	67
Петков А.А.	Формализация описания структур разрядных цепей высоковольтных импульсных испытательных устройств	73

Інформація

ЗВІТ про публікацію статей з журналу «Електротехніка і Електромеханіка» за 2005 рік та з №1 за 2006 рік у Реферативних журналах ВИНІТИ РАН	78
Список авторів	79
Abstracts	80
Вимоги до оформлення статей і інформаційних матеріалів у науково-практичному журналі "Електротехніка і електромеханіка"	82

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

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

Редакція журналу вирішила змінити традицію, згідно з якою, у першому номері журналу надавався перелік статей, опублікованих у журналі за попередній рік. Натомість, у цьому році до першого номеру додається лазерний диск, у якому містяться всі статті авторів у форматі pdf, надруковані у журналах за 2006 рік.

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

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

Починаючи з 2005 року згідно з договором між редакцією журналу "Електротехніка і Електромеханіка" та Всеросійським інститутом наукової та технічної інформації Російської академії наук (ВІНІТИ РАН), інформація про статті з журналу за відбором експертів ВІНІТИ розміщується у Реферативному журналі (РЖ) та Базах даних (БД) ВІНІТИ. У цьому номері публікується звіт ВІНІТИ щодо інформації про статті з нашого журналу за 2005 рік та №1 за 2006 рік, які були розміщені у РЖ ВІНІТИ.

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

Звертаємо увагу авторів на необхідність оформлення рукописів відповідно до Вимог, які публікуються у кожному номері журналу. Статті, оформлені згідно з Вимогами будуть публікуватися у першу чергу. Публікація статей, оформлених не у відповідності до наведених правил буде затримуватися до надання авторами виправлених текстів.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ДОПУСТИМОГО КОЛИЧЕСТВА РЕВЕРСОВ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ ОТ НАГРУЗКИ В РЕЖИМЕ S7

Бурковский А.Н., д.т.н., проф.

Донецкий национальный технический университет

Украина, 83003, Донецк, ул. Карпинского, 25/296, кафедра "Электроснабжение промышленных предприятий и городов", тел. (0622) 95-98-83, e-mail: air.ps@mail.ru

Рыбалко О.А.

Донецкий национальный технический университет

Украина, 83120, Донецк-83120, ул. Пинтера, 52/7, кафедра "Электроснабжение промышленных предприятий и городов", тел. (062) 334-88-35, e-mail: olya_ua@list.ru

В статті викладені основні положення визначення допустимої кількості реверсів асинхронного двигуна в режимі S7 в функції величини струму обмотки статора і дані результати їх розрахунків для ряду вибухозащищених двигунів різних потужностей і частот обертання.

В статье изложены основные положения определения допустимого количества реверсов асинхронного двигателя в режиме S7 в функции величины тока обмотки статора и даны их расчеты для ряда взрывозащищенных двигателей различных мощностей и частот вращения.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

Переключающийся режим с реверсами (S7 по ГОСТ 183) состоит из двух основных рабочих фаз: работа под нагрузкой (постоянной) на протяжении определенного отрезка времени, затем осуществляется реверс двигателя (как правило, изменением чередования фаз) и он снова работает с такой же постоянной нагрузкой, вращаясь в противоположном направлении. В таких режимах работают асинхронные двигатели (АД) в различных отраслях промышленности, в том числе металлургической, машиностроения, химической и др. В ряде случаев допустимое число реверсов в час определяет максимальную производительность механизма. В то же время допустимое число реверсов является функцией от величины нагрузки на валу (при постоянных других параметрах режима). Методы определения этих зависимостей освещены весьма недостаточно в связи со сложностью расчета всех составляющих потерь при реверсах при различных нагрузках и их влияния на нагрев обмоток АД. Поэтому чаще всего эти вопросы решаются экспериментальным способом.

Анализ публикаций и исследований. В известных работах по электроприводу [1, 2 и др.] вопрос определения допустимого количества реверсов АД с короткозамкнутым ротором в режиме S7 от величины и вида нагрузки практически не рассматривается. Предложенный в работе [3] способ расчета потерь в обмотках при реверсе открывает возможности для определения допустимого количества реверсов АД в функции от величины тока обмотки статора.

Цель статьи. Определить зависимости допустимого из условий нагрева количества реверсов АД с короткозамкнутым ротором взрывозащищенного исполнения от величины и вида нагрузки в режиме S7.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Величину допустимого из условий нагрева АД числа реверсов можем найти из метода эквивалентно-

го тока. В связи с тем, что за время работы в режиме S7 условия охлаждения АД практически не изменяются, можно записать:

$$I_n^2 \cdot t_{ц} = I_{S7}^2 \cdot t_{раб} + I_{э.рев}^2 \cdot t_{рев}, \quad (1)$$

где I_n , I_{S7} , $I_{э.рев}$ – ток обмотки статора соответственно в номинальном режиме S1, в режиме S7 под нагрузкой, во время реверса; $t_{ц}$, $t_{раб}$, $t_{рев}$ – продолжительность рабочего цикла, времени работы под нагрузкой и реверса.

Для выполнения расчетов необходимо получить величину $I_{э.рев}^2 \cdot t_{рев}$, которую можно получить следующим образом:

$$I_{э.рев}^2 \cdot t_{рев} = \frac{\Delta A_{рев(ст)}}{k \cdot r_1}; \quad (2)$$

где $\Delta A_{рев(ст)}$ – количество тепла, выделяющегося в обмотке статора за реверс (Вт·сек); r_1 – горячее сопротивление фазы обмотки статора (Ом); k – коэффициент, который принимает значение: $k=3$ для обмоток, соединенных в звезду; $k=1$ для обмоток, соединенных в треугольник.

В работе [3] показано, что для практических расчетов обоснованно можно принять:

$$\Delta A_{рев(ст)} \cong 2 \cdot \Delta A_{пуск(ст)} \cong \Delta A_{пуск\Sigma}, \quad (3)$$

где $\Delta A_{пуск(ст)}$ – количество тепла, выделившегося в обмотке статора за пуск; $\Delta A_{пуск\Sigma}$ – суммарное количество тепла в обмотках статора и ротора за пуск.

В работе [3] также обосновано, что величину времени реверса можно принимать $t_{рев} \approx 1,5 \cdot t_{пуск}$.

Из выражения (1) можем определить допустимое время работы под нагрузкой в режиме S7 при заданной величине тока I_{S7} :

$$t_{\text{раб}} = \frac{I_{\text{э.рев}}^2 \cdot t_{\text{рев}} - I_{\text{н}}^2 \cdot t_{\text{рев}}}{I_{\text{н}}^2 - I_{\text{S7}}^2}. \quad (4)$$

Тогда продолжительность рабочего цикла:

$$t_{\text{ц}} = t_{\text{раб}} + t_{\text{рев}}. \quad (5)$$

Допустимое из условия нагрева обмотки статора число реверсов в час:

$$Z_{\text{рев}} = \frac{3600}{t_{\text{ц}}}. \quad (6)$$

Полученные выражения (1)–(6) открывают возможности расчетно-теоретическим методом определить влияние различных факторов на допустимое число реверсов АД в режиме S7:

- величины тока обмотки статора в S7 (при условии, что $I_{\text{S7}} < I_{\text{S1H}}$);
- характеристики момента сопротивления: $M_{\text{с}} = f(t_{\text{рев}})$;
- величины маховой массы, соединенной с ротором.

ПРИМЕРЫ РАСЧЕТОВ

Для определения допустимого числа реверсов двигателей различной мощности и частоты вращения (полюсности) взяты в качестве базисных взрывозащищенные асинхронные двигатели серии В, ВР (мощностью до 110 кВт), у которых кратности пусковых и максимальных моментов (для всей серии) находятся в пределах (табл. 1).

Таблица 1

Число полюсов $2p$	$M_{\text{пуск}} \div M_{\text{ном}}$	$M_{\text{макс}} \div M_{\text{ном}}$
2	2,3 ÷ 1,6	2,5 ÷ 3,0
4	1,8 ÷ 2,2	2,2 ÷ 2,8
6	1,7 ÷ 2,1	2,0 ÷ 2,6
8	2,0 ÷ 1,6	2,0 ÷ 2,5

Расчеты выполнялись для двигателей:

- двухполюсных В100L2, $P_{2H} = 5,5$ кВт;
- четырехполюсных В100L4, $P_{2H} = 4$ кВт;
- В250M4, $P_{2H} = 90$ кВт;
- шестиполюсных В112M6, $P_{2H} = 4$ кВт;
- восьмиполюсных В132M8, $P_{2H} = 5,5$ кВт.

У всех двигателей, кроме В250M4, изоляция обмотки статора класса В (допустимое превышение температуры $[\theta_1] = 80^\circ\text{C}$), у двигателя В250M4 – изоляция класса F ($[\theta_1] = 100^\circ\text{C}$).

В работе [3] показано, что погрешность определения допустимого $[Z_{\text{рев}}]$ в связи с отклонениями потерь реверса, которые зависят от фазы включения, составляет величину от 1–2% до 12–18% по сравнению с расчетной.

Поэтому принято решение выполнять расчеты по номинальным параметрам, а допустимое значение $[Z_{\text{рев}}]$ давать для двух случаев: а) для кратковременной работы в S7; б) для длительной работы.

На рис. 1–5 приведены результаты расчетов при легких условиях пуска ($M_{\text{сопр}} \equiv n^2$ или $M_{\text{сопр}} \equiv n$) и при тяжелых условиях пуска ($M_{\text{сопр}} = M_{\text{ном}} = \text{const}$).

Для кратковременной работы можно использовать данные номинальных параметров двигателя в S7 (т.е. верхние кривые); для постоянной длительной работы в S7 – нижние кривые (т.е. сниженные на 20%). В таких случаях будет исключен избыточный перегрев обмотки статора на любых двигателях из-за рассеяния потерь реверса при длительной работе в S7. Следует отметить, что в работе [3] контрольный расчет дал отклонение от опыта +1,8%.

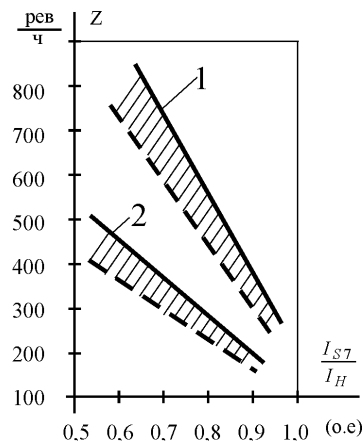


Рис. 1. Зависимость допустимого числа реверсов двигателя В100L4 от величины тока статора (о.е.) в S7 при

$FJ = 2,5$: 1 – $M_{\text{сопр}} \equiv n^2$; 2 – $M_{\text{сопр}} = M_{\text{ном}} = \text{const}$

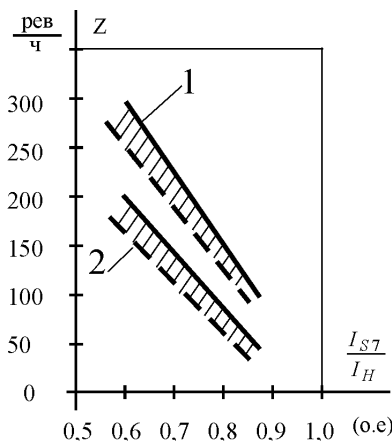


Рис. 2. Зависимость допустимого числа реверсов двигателя В100L2 от величины тока статора (о.е.) в S7 при

$FJ = 2,5$: 1 – $M_{\text{сопр}} \equiv n^2$; 2 – $M_{\text{сопр}} = M_{\text{ном}} = \text{const}$

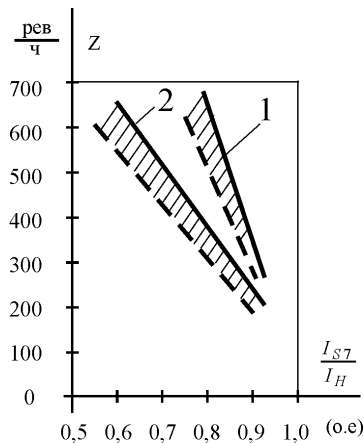


Рис. 3. Зависимость допустимого числа реверсов двигателя В112М6 от величины тока статора (о.е.) в S7 при

$FJ = 2,5$: 1 – $M_{сопр} \equiv n^2$; 2 – $M_{сопр} = M_{ном} = const$

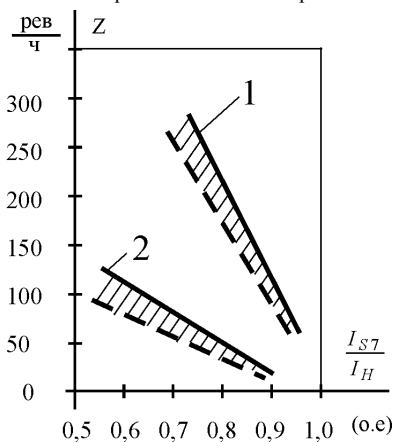


Рис. 4. Зависимость допустимого числа реверсов двигателя В132М8 от величины тока статора (о.е.) в S7 при

$FJ = 2,94$: 1 – $M_{сопр} \equiv n$; 2 – $M_{сопр} = M_{ном} = const$

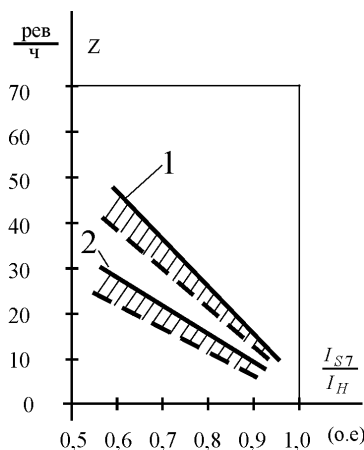


Рис. 5. Зависимость допустимого числа реверсов двигателя В250М4 от величины тока статора (о.е.) в S7 при

$FJ = 2,5$: 1 – $M_{сопр} \equiv n^2$; 2 – $M_{сопр} = M_{ном} = const$

ВЫВОДЫ

1) Взрывозащищенные АД серии В, ВР допускают работу в режимах S7 при FJ от 1,2 до (в ряде случаев) $FJ = 6$. Допустимое число реверсов целесообразно определять по предложенному методу.

2) У двигателей различной полюсности при одном и том же FJ и той же мощности допустимое число реверсов составляет весьма различные величины; с уменьшением номинальной частоты вращения допустимое число реверсов возрастает.

3) Двигатели мощностью 90 кВт ($2p = 4$) допускают до 25 рев/час при $FJ = 2,5$ и легких условиях пуска ($M_c \equiv n$) и токе $I_{S7}/I_H = 0,8$ (для кратковременной работы).

4) С ростом FJ при той же величине тока статора допустимое число реверсов уменьшается примерно обратнопропорционально увеличению значения FJ .

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Основы автоматизированного электропривода / Чиликин М.Г., Соколов М.М., Терехов В.М., Шинянский А.В. / М.: Энергия, 1974. – 567 с.
- [2] Справочник по автоматизированному электроприводу. Под редакцией В.А. Елисеева, А.В. Шинянского. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 450 с.
- [3] Бурковский А.Н., Рыбалко О.А. Методические вопросы определения допустимого числа реверсов асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в перемежающемся режиме работы. // Электротехніка і Електромеханіка, №3. – 2006, С. 15-17.

Поступила 29.08.2006

ЧИСЛЕННЫЙ РАСЧЁТ МАГНИТНОГО ПОЛЯ И ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОВИБРАТОРА НА ОСНОВЕ КОАКСИАЛЬНО-ЛИНЕЙНОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

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

Подольцев А.Д., д.т.н.,
Ин-т электродинамики НАН Украины, 03680, Киев, пр. Победы 56,
тел. (044) 454-25-68

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

Розглянуто конструкцію електровібратора, створеного на базі коаксіально-лінійного двигуна з постійними магнітами, і проведено розрахунок методом кінцевих елементів магнітного поля та електромагнітної сили. Наведено результати експериментальних досліджень, що підтверджують достовірність одержаних розрахунків.

Рассмотрена конструкция электровибратора, созданного на основе коаксиально-линейного двигателя с постоянными магнитами, и выполнен расчет методом конечных элементов магнитного поля и электромагнитной силы, действующей на якорь двигателя. Приведены результаты экспериментальных исследований, подтверждающие достоверность полученных расчетных данных.

ВВЕДЕНИЕ

Вибрационные установки широко используются в строительстве, горной промышленности и на транспорте в таких технологических процессах, как погружение свай, анкерных, шпунтов, уплотнение бетона или грунта и др. [1, 2]. В настоящее время создание таких установок идет на базе использования гидро- и электроэнергии. Каждый тип установок имеет свои преимущества и недостатки, а также рациональную область применения.

Одно из перспективных направлений – создание виброустановок на основе линейных двигателей с постоянными магнитами, что обусловлено появлением на рынке относительно недорогих постоянных магнитов с высокими удельными энергетическими характеристиками [3]. Целью данной работы является исследование распределения магнитного поля и электромагнитных сил в коаксиально-линейном электродви-

гателе с постоянными магнитами (ПМ), который положен в основу создания вибрационной установки.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Схематическое изображение конструкции линейного двигателя с ПМ и гладким статором (отсутствуют зубцы) показано на рис. 1 и содержит магнитопровод статора 1 с обмотками возбуждения 2 и движущийся якорь 3 с ПМ 4 и магнитными полюсами 5 [4-6]. Магнитопровод имеет форму гладкого цилиндра, выполненного из магнитного материала – стальной изолированной проволоки, намотанной в несколько рядов. На внутренней поверхности магнитопровода укреплена обмотка, состоящая из катушек. Якорь состоит из стержня, на котором закреплены постоянные магниты с полюсными концентраторами.

При подаче переменного тока на обмотку статора возникает пульсирующее магнитное поле, которое,

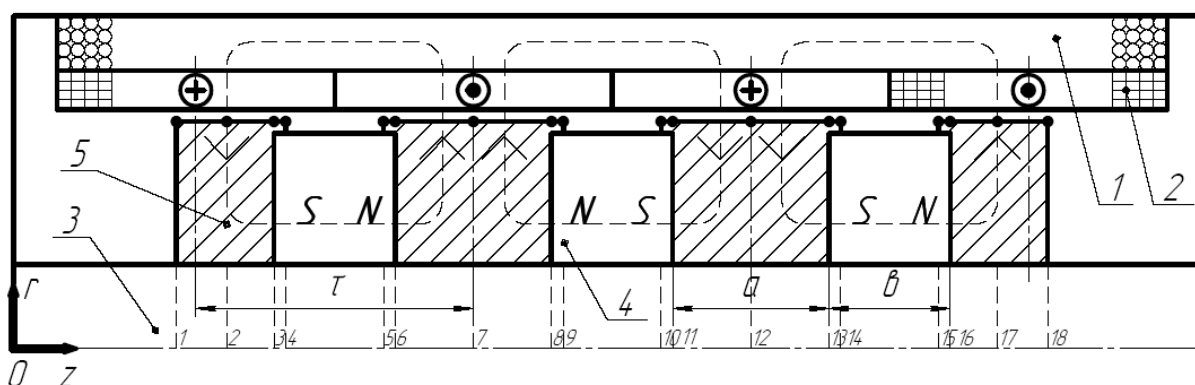


Рис. 1. Схематическое изображение конструкции линейного двигателя с ПМ:

1 – магнитопровод статора; 2 – обмотка возбуждения магнитного потока; 3 – стержень якоря из немагнитного материала; 4 – постоянные магниты; 5 – полюса якоря.

взаимодействуя с постоянным магнитным полем якоря, создает электромагнитную силу, вызывающую колебательное движение якоря. Амплитуда колебаний зависит от напряженности поля, полюсного деления и других факторов, а частота колебаний определяется частотой переменного тока в обмотке статора.

Для анализа основных характеристик исследуемого двигателя в работе выполнялся численный расчет магнитного поля методом конечных элементов с помощью программы FEMM [7]. Задача решалась в осесимметричной постановке в цилиндрической системе координат в плоскости roz для векторного потенциала A , имеющего единственную φ -компоненту - $A = (0, A_\varphi, 0)$ в магнитоэлектростатическом приближении.

Из системы дифференциальных уравнений Максвелла для стационарного магнитного поля

$$\text{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J}, \quad \mathbf{B} = \text{rot} \mathbf{A} \quad (1)$$

и уравнения состояния магнитного материала, записанного в виде

$$\mathbf{B} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \mathbf{H} + \mathbf{B}_r, \quad (2)$$

получим следующее уравнение для векторного потенциала:

$$\text{rot}[(\mu_0 \cdot \mu_r)^{-1} \text{rot} \mathbf{A} - (\mu_0 \cdot \mu_r)^{-1} \mathbf{B}_r] = \mathbf{J}. \quad (3)$$

Здесь \mathbf{H} - напряженность магнитного поля, \mathbf{B} - магнитная индукция, \mathbf{A} - векторный потенциал, \mathbf{J} - плотность тока в обмотке статора – полагается известной величиной, μ_0 - магнитная проницаемость вакуума, $\mu_r(\mathbf{B})$ - относительное значение магнитной индукции (скалярная величина), зависящее от модуля вектора магнитной индукции.

Расчет величины электромагнитной силы, действующей на якорь, выполнялся на основании тензора натяжения Максвелла \mathbf{T} согласно следующему выражению [8]:

$$\mathbf{F}_{\text{ЭМ}} = \int_S 2 \cdot \pi \cdot r \cdot \mathbf{n} \cdot \mathbf{T} \cdot dS, \quad (4)$$

причем вычислялась осевая компонента силы. Здесь \mathbf{n} - единичный вектор внешней нормали к поверхности якоря S .

Постоянные магниты выполнены из материала NdFeB марки 38SH, характеризующегося остаточной индукцией $B_r = 1,26$ Тл и коэрцитивной силой $H_{CB} = 950$ кА/м. Отсюда для уравнения состояния индукции магнита из выражения (2) после подстановки этих значений получим $\mu_r = 1,08$.

Полюса якоря выполнены из стали Ст.3 и имеют радиальные разрезы, уменьшающие вихревые токи. Магнитная характеристика данного материала согласно [9] имеет вид, показанный на рис. 2.

Так как при расчетах параметров магнитного поля необходимо знать зависимость магнитной проницаемости от магнитной индукции, то такая характеристика была получена путем пересчета и приведена на рис. 3. Из рисунка видно, что насыщение магнитопровода начинает проявляться при магнитной индукции $B > 1$ Тл. При меньшем значении поля магнитная проницаемость принимает приблизительно постоян-

ной значение, равное $\mu_r = 995$.

Для расчета эквивалентной магнитной проницаемости магнитопровода статора, выполненного из стальной проволоки, в работе проанализирована вспомогательная задача.

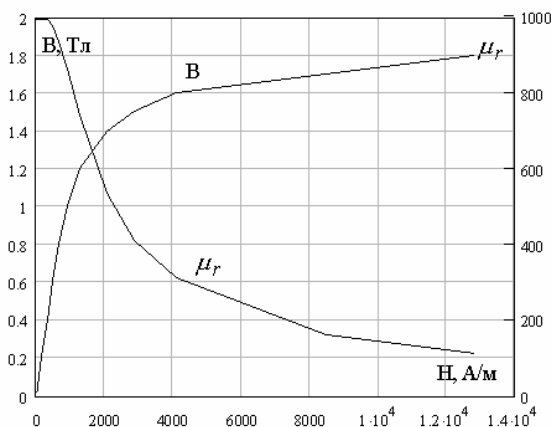


Рис. 2. Магнитная характеристика материала полюсов якоря (сталь Ст. 3)

ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА НАМАГНИЧИВАНИЯ МАГНИТОПРОВОДА СТАТОРА

Магнитный поток в магнитопроводе статора изменяется во времени вследствие протекания переменного тока в обмотке статора и возвратно-поступательного движения якоря, имеющего постоянные магниты. Для уменьшения потерь электрической энергии, магнитопровод статора необходимо в общем случае выполнять из шихтованной электротехнической стали. В данной работе с целью упрощения конструкции статора он был выполнен из стальной отожженной проволоки диаметром 1 мм, навитой на специальный шаблон. Для расчета эквивалентной магнитной характеристики такой композиционной структуры магнитопровода в работе рассматривалась следующая вспомогательная полевая задача.

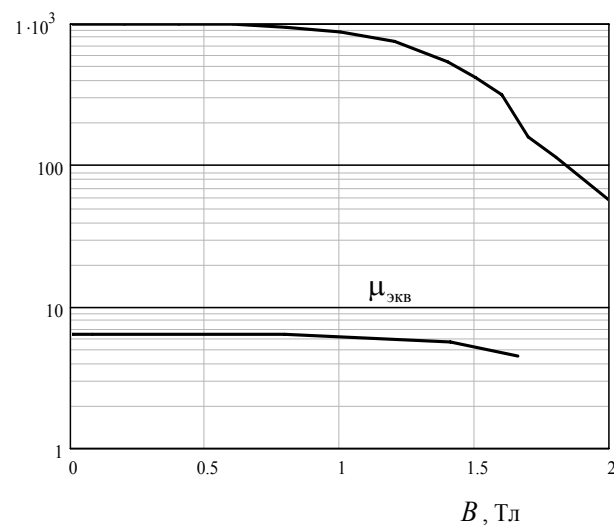


Рис. 3. Зависимость магнитной проницаемости (относительное значение) от магнитной индукции для стали Ст3 ($\mu_{\text{ЭКВ}}$) и для магнитопровода статора ($\mu_{\text{ЭКВ}}$)

Предполагается, что намотка стальной проволоки выполнена с постоянным шагом так, что структура в сечении является периодической. Для расчета поля в такой структуре выделим элементарную ячейку в окрестности отдельного проводника (рис. 4).

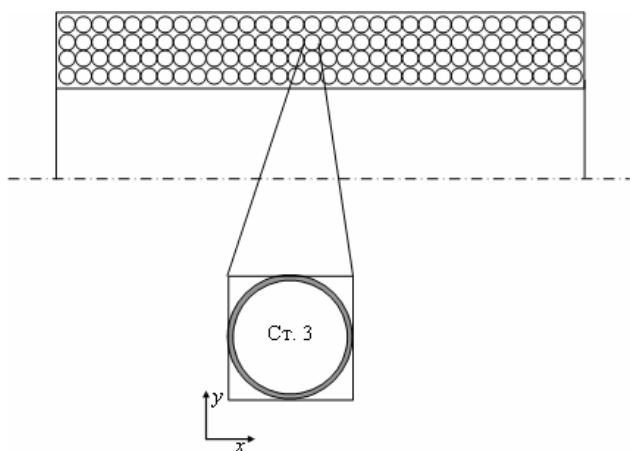


Рис. 4. Элементарная ячейка для расчета эффективной характеристики намагничивания намотанного из стальной проволоки магнитопровода статора

Рассмотрим задачу для векторного потенциала в такой ячейке как плоскопараллельную, удовлетворяющую следующему дифференциальному уравнению:

$$\text{rot}[(\mu_0 \cdot \mu_r)^{-1} \text{rot}A] = 0. \quad (5)$$

Здесь $\mu_r(B)$ - магнитная проницаемость стали Ст. 3, изменяющаяся от величины поля согласно рис. 3. В качестве граничных условий на боковых границах расчетной области (рис. 4) задавалась напряженность электрического поля $H_y = H_0$, где H_0 - известное значение напряженности поля, изменяющееся в широких пределах. Так как свойства проводочного магнитопровода нелинейные, то на верхней и нижней границах расчетной области касательная компонента поля была принята равной нулю.

После нахождения векторного потенциала значение эквивалентной магнитной проницаемости композиционной структуры определяется из выражения:

$$\mu_{\text{ЭКВ}} = \frac{a^{-1} \cdot \int_0^a B_x(y) \cdot dy}{\mu_0 \cdot H}, \quad (6)$$

где a - размер расчетной области.

На рис. 5 показано распределение относительно значения магнитной проницаемости (в цвете) и вектора магнитной индукции (с помощью стрелок) при различном значении напряженности магнитного поля H_0 . Из рисунка видно, что при малом значении $H_0 = 10^4$ А/м весь материал во всем сечении проволоки является ненасыщенным и магнитная проницаемость равномерно распределена по сечению и $\mu = 995$. С ростом H_0 происходит частичное насыщение участков входа и выхода магнитного потока из проволоки – здесь магнитная проницаемость уменьшается до $\mu = 200$. При увеличении H_0 до значения $2 \cdot 10^5$ А/м материал всей проволоки насыщен и среднее значение магнитной проницаемости уменьшается до $\mu = 140$, а на участках входа и выхода магнитного потока – до $\mu = 20$.

Результаты расчета эффективного значения магнитной проницаемости согласно выражению (6) приведены на рис. 3 и иллюстрируют то обстоятельство, что при индукции магнитного поля $B < 1,5$ Тл относительное значение эквивалентной магнитной проницаемости статора можно полагать равным $\mu_{\text{ЭКВ}} = 6,35$.

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА МАГНИТНОГО ПОЛЯ ЛИНЕЙНОГО ДВИГАТЕЛЯ

На рис. 6 показано распределение магнитного поля в осевом сечении линейного двигателя, а также тензора натяжения Максвелла (величины nT) на поверхности якоря и статора. Из картины распределения

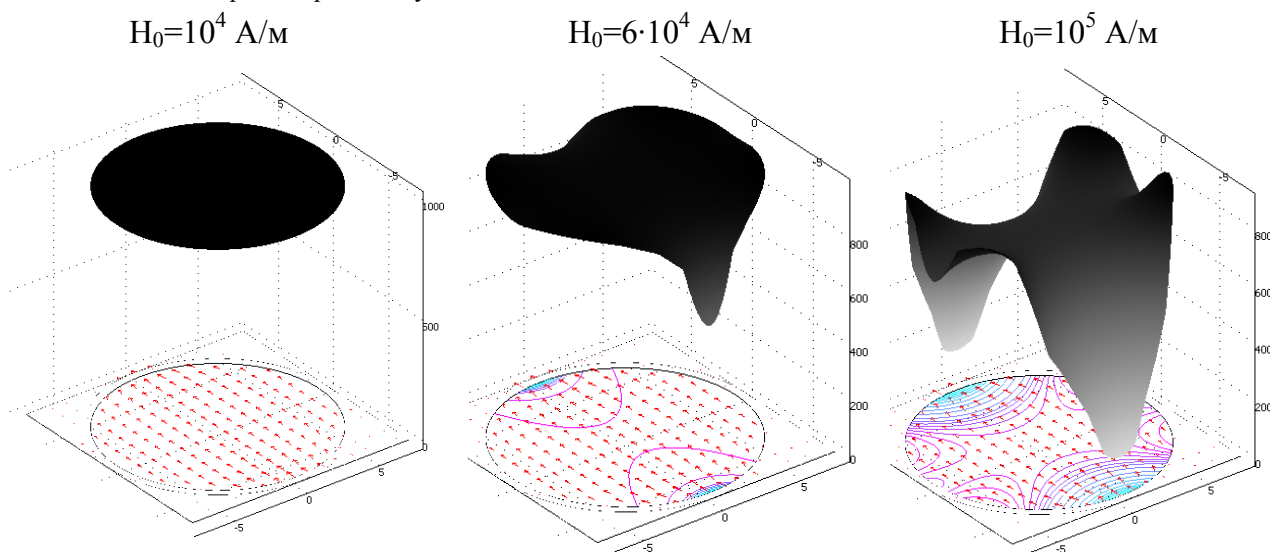


Рис. 5. Распределение относительного значения магнитной проницаемости материала проволоки (большей насыщенностью и изолиниями), а также вектора магнитной индукции в расчетной области (стрелками) при различных значениях напряженности приложенного магнитного поля H_0

поля видно, что максимальное значение поля достигается в угловых зонах полюсов и составляет около 1,5 Тл (зона М). Существует небольшой магнитный поток рассеяния, замыкающийся по немагнитному стержню якоря. На практике необходимо стремиться уменьшить этот поток, что достигается выбором оптимальной конфигурации и геометрических размеров магнитов и полюсов якоря. Наибольшее значение тензора натяжения приложено к поверхности полюсов якоря,

а также к поверхности обмотки, расположенной непосредственно под этими полюсами – см. рис. 6 б) и в). Причем радиальная составляющая силовой нагрузки значительно превышает осевую. Отсюда следует, что в случае несимметричного расположения якоря с небольшим радиальным смещением по отношению к статору величина действующей на него радиальной силы может значительно превышать величину полезной осевой силы.

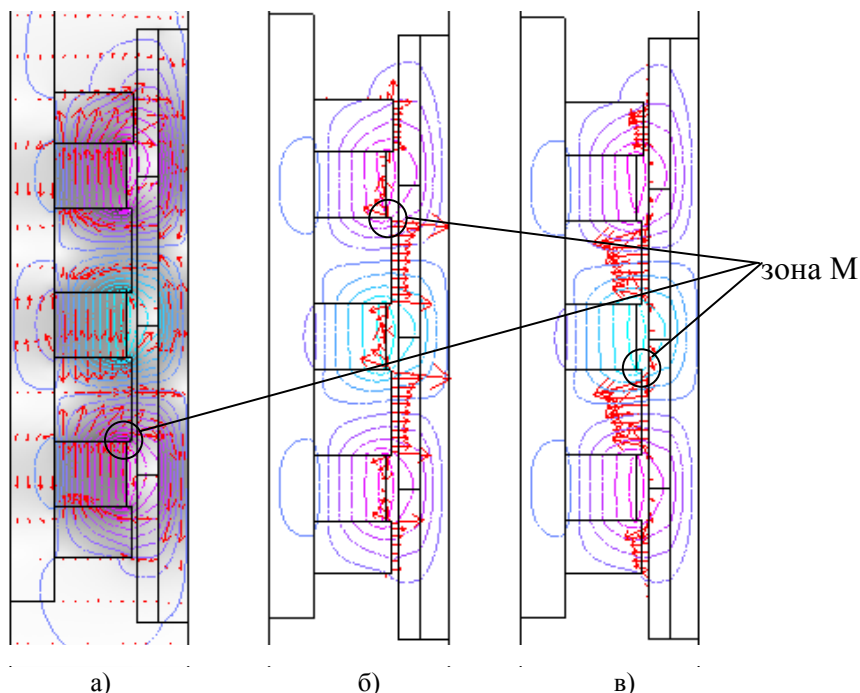


Рис. 6. Распределение в осевом сечении линейного двигателя расчетных значений векторного потенциала (изолинии) и вектора магнитной индукции (стрелками и с большей насыщенностью) (а), а также тензора натяжения Максвелла – величины nT по поверхности якоря (б) и статора (в)

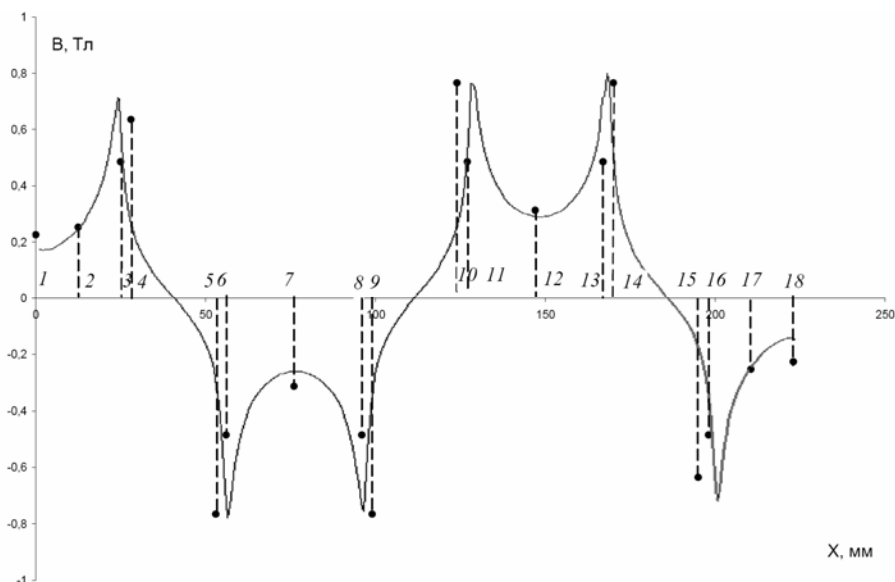


Рис. 7. График зависимости магнитной индукции в воздушном зазоре на расстоянии 1 мм от поверхности в зависимости от положения якоря (линией показаны расчётные значения, точками - эксперимент)

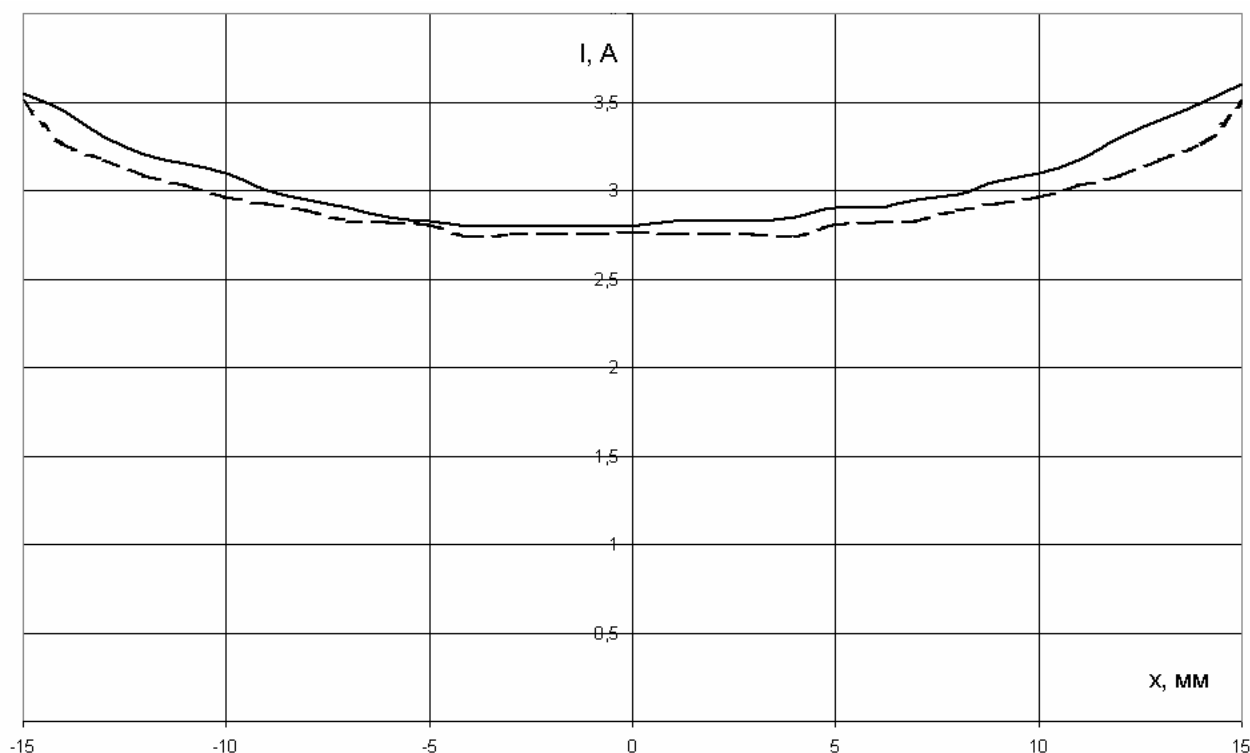


Рис. 8. Ходо-амперная статическая характеристика при нагрузке $F=1030$ Н:
черная сплошная линия – эксперимент, штриховая – расчётная

Для подтверждения достоверности результатов численного расчета поля и электромагнитной силы в работе выполнялись экспериментальные исследования, приведенные на рис. 7 и 8. На рис. 7 показаны расчетные и экспериментальные значения магнитной индукции на поверхности якоря при отсутствии статора. Индукция измерялась в точках, отмеченных на рис. 1. Из рис. 7 видно: 1) хорошее совпадение результатов расчета и измерения; 2) неравномерность распределения поля вдоль полюсов якоря – на краях полюсов происходит значительная концентрация поля. Для уменьшения этой концентрации могут использоваться специальные полюсные наконечники.

Измеренная ходо-амперная статическая характеристика линейного двигателя при нагрузке $F=1030$ Н показана на рис. 8. Ошибка между расчетом и экспериментом не превышает 7%. Из рис. 8 также видно, что на участке длиной приблизительно 20 мм на якорь действует постоянное тяговое усилие.

ВЫВОДЫ

В работе разработана методика расчета основных характеристик линейного двигателя с ПМ, составляющего основу электровибратора. В основу методики положен численный расчет магнитного поля методом конечных элементов. Получено хорошее совпадение результатов расчетов и экспериментов для магнитного поля в зазоре и тягового усилия.

Данная методика позволяет выполнить исследования, направленные на усовершенствование конструкции линейного двигателя и, как следствие, электровибратора в целом.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бауман В.А., и др. Вибрационные машины в строительстве и производстве строительных материалов. М.: Машиностроение, 1970.
- [2] Савинов О.А., Лускин А.Я. Вибрационный метод погружения свай и его применение в строительстве. М.: Л.: Госстройиздат, 1960.
- [3] Gieras J.F., Piech Z.J. Linear Synchronous Motors. CRC Press, 2000.
- [4] Голенков Г.М., Макогон С.А. Вибропогружатель с индукционным линейным двигателем. - Харьков.: "Электротехника и электромеханика" №4, 2004.
- [5] Богаенко М.В., Голенков Г.М., Голуб В.П., Павленко П.В., Попков В.С., Чомкалова І.О. Вібросанурювач. Деклараційний патент на винахід №20031213225 від 17.01.2005.
- [6] Богаенко М. В., Бондар Р.П., Голенков Г.М., Голуб В.П., Макогон С.А., Павленко П.В., Попков В.С. Вібросбуджувач. Деклараційний патент на корисну модель №14111 заявка № а 2005 10789 від 15.11.2005.
- [7] <http://femm.foster-miller.net>
- [8] Шимони К. Теоретическая электротехника. Мир, 1964, 774 с.
- [9] Гольдберг О.Д. Проектирование электрических машин. М. Высшая школа, 1984, 432 с.

Поступила 23.06.2006

SIMPLE VERY HIGH-SPEED OVERCURRENT PROTECTION RELAY

Gurevich Vladimir, Ph.D
 Israel Electric Corp., Central Electric Laboratory
 POB10, Haifa 31000, Israel
 fax: (+1) 603-308-5909, e-mail: gurevich2@bezeqint.net

Приведено опис і представлення результатів експериментальних досліджень швидкодіючого гібридного реле струму з чутливим органом на герконі. Показано, що такі реле може бути з успіхом застосовано для прискорення дії основного релейного захисту.

Приведено описание и представлены результаты экспериментальных исследований быстродействующего гибридного реле тока с чувствительным органом на герконе. Показано, что такое реле может быть с успехом использовано для ускорения действия основной релейной защиты.

Overcurrent and overload protection functions for both low-voltage and high-voltage consumers of electric power (and also electric networks) are usually realized on current relays with dependent or independent time delay characteristics, or on high-speed differential relays or impedance (distance) relays (for power line protection). In some situations, however (at close short circuits and high-power sources), the multiplex overcurrent passing through the protected object is capable of causing destruction of the object, even when it is protected with one of the above-mentioned protection relays. For such cases special very high-speed relays are stipulated. Usually the time delay of such high-speed relays, both electromechanical (for example, KO-1, produced by ABB) and microprocessor-based (for example, SEL-551C from Schweitzer Engineering Laboratories, BE1-50 from Basler Electric, RCS-931A/B from NARI, etc.) is within 20 to 40 milliseconds (as stated by manufacturers). In addition, electromechanical protection relays with instantaneous pick-up characteristics frequently provide even higher speeds (18-25 μ s), than microprocessor-based relays.

Promotional materials may sometimes be found which claim that an especially constructed high-speed microprocessor relay is capable of operating with a time delay of less than one period (less than 20 μ s), Fig. 1.

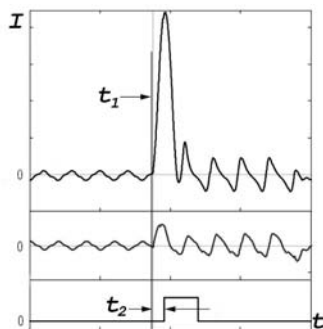


Fig. 1. Oscilloscope of operation of a high-speed microprocessor relay of the SEL-487B type. According to promotional materials its operation time is less than 20 milliseconds

Such small operating time delays really can be realized sometimes for microprocessor relays with injection of high current with an artificially fixed phase for the first half-cycle (as on the oscilloscope, Fig. 1). Unfortunately in practice such extreme artificially created

conditions are rarely achieved, therefore such unique operation times look more like an advertising gimmick than a parameter provided under real operating conditions.

Many companies are engaged in development and production of actual high-speed relays. The analysis of real transients of short circuits with high DC components and strong CT saturation has brought some researchers to the conclusion that it is impossible to provide relay protection for operating times of about one half-cycle (10 μ s). These researchers offer a new algorithm based on measurement of first (di/dt) and even second (d^2i/dt^2) current derivatives. In reality, experimental oscillograms of transients (Fig. 2) confirm the stability of such parameters as a current derivative (speed of change of current, or in other words an inclination angle of the front of the first pulse of a current at short circuit) even with high DC components contained in the current. On the basis of these researches one of the Israeli companies has developed a microprocessor relay with this algorithm. Thus the relay has turned out to be relatively complex because measurement of only the second current derivative is insufficient for realizing necessary relay stability.

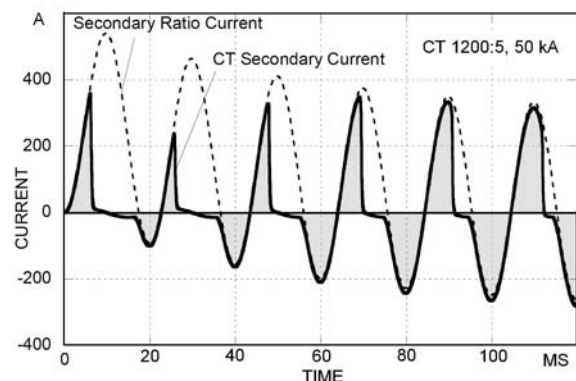


Fig. 2. Shows relation between the CT secondary current, applied to input of the relay and secondary ratio current at close short circuit mode

Inserting special elements for blocking of excessive relay operations is required because of the excessive sensitivity of the relay to some operating modes, as revealed. In addition, as the current derivative depends on a relation between an initial current before failure and a pickup current

at failure, it appeared that the relay does not always work properly if relative high load current is preceded to failure mode, and vice versa, excessive relay operations sometimes take place for great current changes (from zero value up to high values, but less of pickup value).

Despite some technical problems, preliminary tests of the relay prototype have confirmed its high speed. For the most difficult cases the time delay displayed was 8.4 ms, which it is much less than any microprocessor relays existing today in the market. The EMI compatibility and some other important relay parameters have not been investigated yet; nevertheless, the possibility of creation of the overcurrent microprocessor relay with an operation time of about a half period has been confirmed.

The author offers an alternative variant of a very simple and low-priced high-speed overcurrent relay with an algorithm based on measurement of instantaneous value of a current. The relay is so simple that it can be produced by the own staff of power systems. The offered overcurrent relay is based on a reed switch [1], with a high-voltage thyristor as an electronic amplifier, Fig. 3.

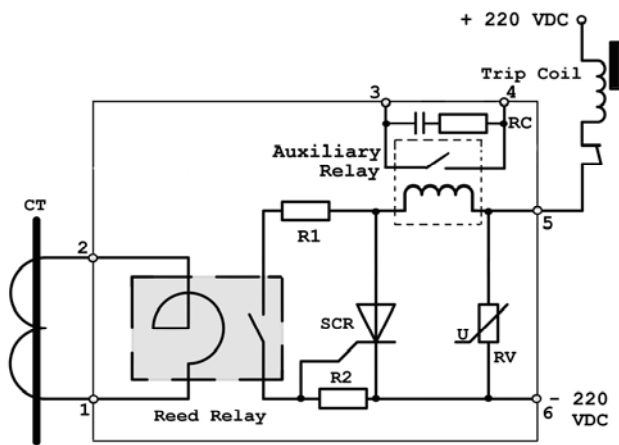


Fig. 3. Basic circuit diagram of a simple very high speed overcurrent relay on reed switch

The basic sensitive element in this device is the reed switch, which begins to vibrate at a pickup with frequency of 100 Hz. Its first pulse opens a powerful thyristor SCR, which energizes a circuit breaker trip-coil. The thyristor remains in the conductive condition, despite reed switch vibration, so long as the circuit is not turned-OFF by auxiliary contact of the circuit breaker. An addition auxiliary relay with a low impedance current coil and a spark protected power reed switch may be used for energizing of external electromechanical relays of automatic or signal systems. Subminiature high-voltage vacuum reed switches of the MARR-5 (Hamlin) or MIN-21 (Binsack Reedtechnik GmbH) types, with withstanding voltage of 1.5-2 kV and turn-ON times of not more than 0.6-0.7 ms, are used as metering elements that provide high reliability of the relay. A thyristor of the 30TPS16 type was also chosen with a large reserve for current (30A) and for voltage (1600 B), allowing to choose for protection from overvoltages the varistor RV, also having a large reserve (clamping voltage of about 800 VDC) regarding rated voltage (220VDC), providing both higher reliability and longer durability.

The reed switch module [2] can be provided with different methods of pickup adjustment: by means of a moving reed switch inside the coil, or by using different modules with different fixed values of pickup current. The last variant is quite acceptable, as this module is very simple and low-priced. After adjustment of the reed switch position in the coil, it must be fixed by means of silicon glue.

Output auxiliary relays are also made as reed relays (without adjustment) because their winding is not standard relay winding, but is designed as current winding (80–100 turnings) for current values suitable to the trip coil of circuit breakers. For such purpose power reed switches can be used, for example R14U, R15U (Yaskawa Electric America); MKA-52202 (Russia); GC 1513 (Comus Group); DRT-DTH (Hamlin), provided with spark protection (RC-circuit).

The prototype model of a 10A pickup reed switch module (Fig. 4) without a thyristor amplifier (thyristor switch-ON time is less than 10 μ s, which does not affect in any way the general time delay of the device) and without an auxiliary relay, has been submitted to tests.

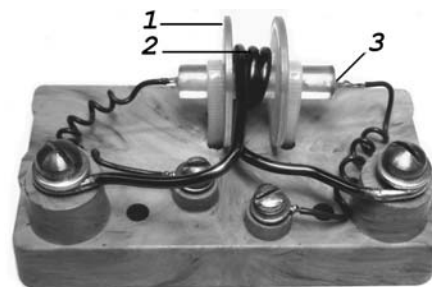


Fig. 4. Unit of reed switch, submitted on tests with rated pickup current of 10A

Tests were performed by artificial simulation of various modes on a current by means of a Power System Simulator F2253 (DOBLE Engineering), and also by injection in the module, by means of the same simulator, of real secondary currents of short circuit transients restored from COMTRADE files of the real failures in 160 kV power network, extracted from microprocessor-based transient recorders.

In the first series of experiences operation time of the module was measured at instant change of current on an input of the module in a range from 0.2–0.8 I_{PICKUP} up to 1.2–5 I_{PICKUP} , with various random phases of current transition and also with a zero phase of current sinusoid, Fig. 5. The tests verified that the lower limit predetermined current value preceded to pickup current does not affect operating time (Fig. 6), as against microprocessor based relay reactions to current derivatives.

Research also affects harmonics (contained in a current) on operating time at different phase transitions of a current, Fig. 7, and verified that even the high harmonics content does not affect operating time.

The main factors are still the phase and magnitude of a current transient. For the most difficult case, that is at small current $I = 1.2I_{PICKUP}$ and with switching current phase at close to 45°, maximal operation time can reach 7–8 ms.

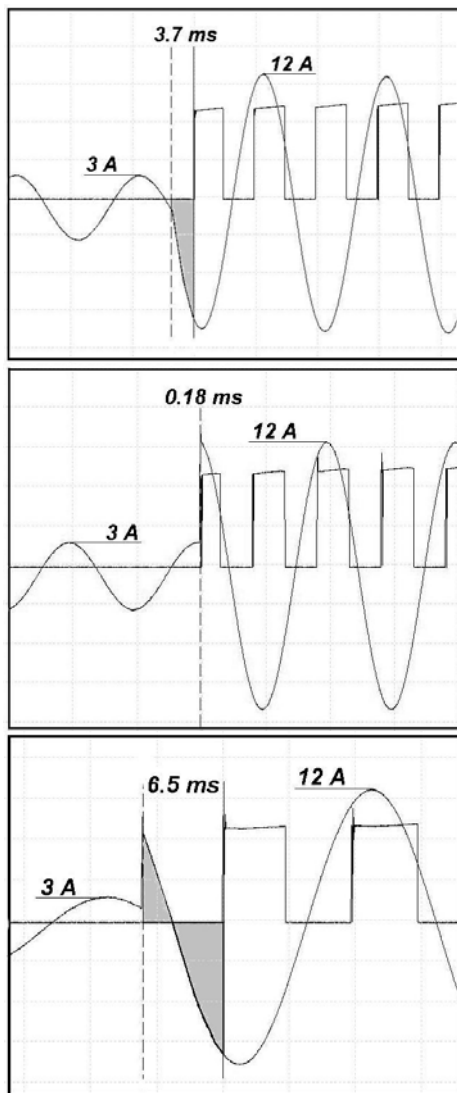


Fig. 5. Some oscillograms of operation of reed switch unit at instant change of current with various phases of current transition. Non-operating zones of the relay are marked

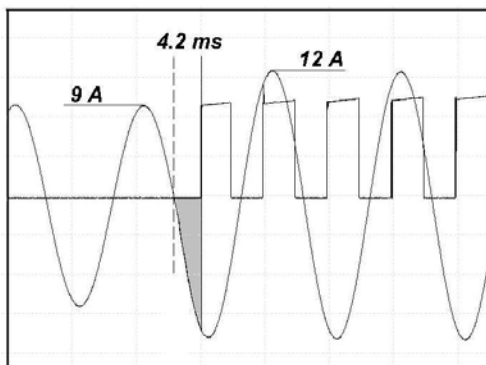


Fig. 6. Oscillogram of operation of relay with previous non-operating current (9 A), near to a pickup (10 A)

Heavier testing appeared for real secondary currents of short circuit transients contains a high DC component, causing displacement of a sinusoid of current concerning an axis, Fig. 8. The maximal operation time fixed at these tests reach 9.4 ms. In addition, in some experiences with high DC components, pickup current decreased by as much as 0.7 of the rated pickup current. This occurred when the relay pickup phase occurred at the moment

corresponding to the maximal displacement of the first half wave of a current sinusoid. For such conditions relay picked up at much smaller current than at a normal sinusoid in the continuous mode. In our opinion, this phenomenon is not so essential, as the basic purpose of such high-speed relays is not exact current measure, but only detection of the presence of a dangerous short circuit for acceleration of action of basic relay protection. In other words, at adjustment of the relay for a primary current, for example, 20 kA, it is possible to achieve pickup in some cases at a current of 14 kA that also specifies a dangerous short circuit, as well as pickup of a 20 kA current. Nevertheless, in some cases this phenomenon can limit application of reed relays.

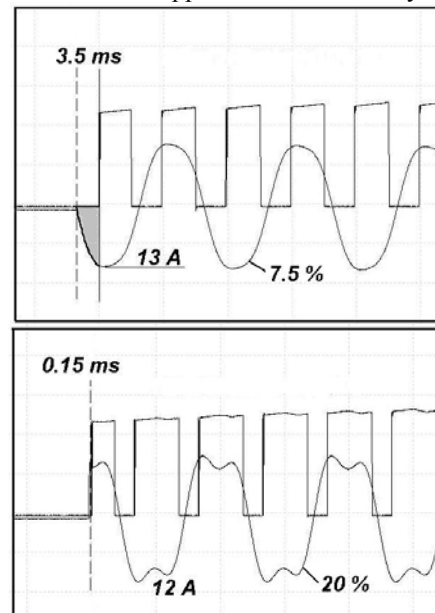


Fig. 7. Oscillograms of operation of relay at high harmonic content in current (for contents of the third harmonic of 7.5 % and 20 %)

Due to use of the reed switch as a sensitive threshold element, the high speed overcurrent relay developed is not only very simple, low-priced, and accessible to manufacturing even by technicians, but also high steady to external electromagnetic influences: to distortions of a current, to voltage spikes, to powerful high-frequency radiations [3], etc. Such sensitive elements on a reed switch, adjusted on operation at the high rate of a current, can be built-in also in various microprocessor protection relays (or can be connected to them outside, through a separate input) as the bypassed element of the microprocessor for accelerator tripping of the circuit breaker.

CONCLUSIONS

1. Development of a high-speed overcurrent relay with a time delay of up to 10 ms for acceleration of action of main protection is an actual problem.
2. The algorithm for the microprocessor-based overcurrent relay which provides real operating time within the one half-cycle of a current is now known.
3. Use of the reed switch as a sensitive component of high speed overcurrent relays is a prospective direction allowing creation of simple and at the same time, competitive relays, for the purpose of revealing close short circuits and acceleration of action of basic relay

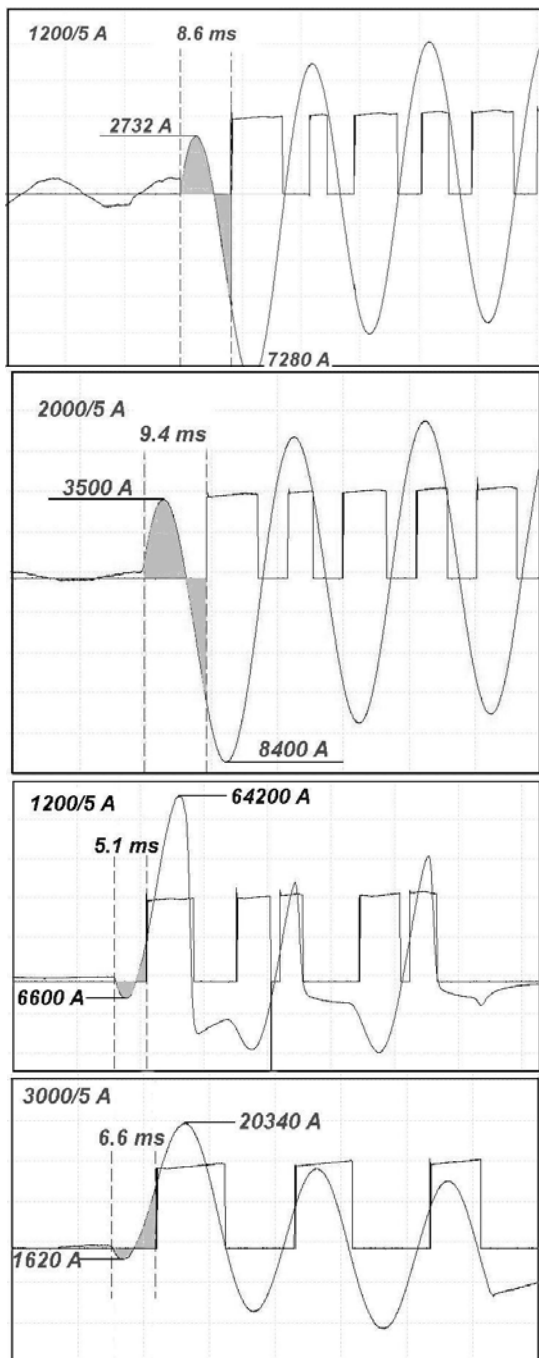


Fig. 8. Oscillogram of operation of the relay for actual short circuit transients containing a high DC component

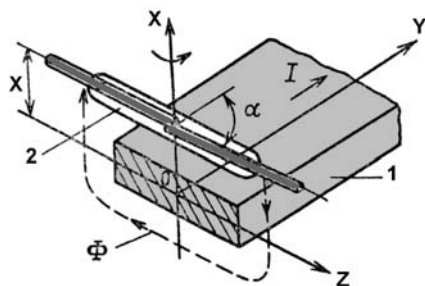


Fig. 9. Principle of winding-free overcurrent reed relay. 1 – current carrying bus bar; 2 – reed switch with pickup depends on distance X from the bus bar and on angle α for longitudinal axis Y

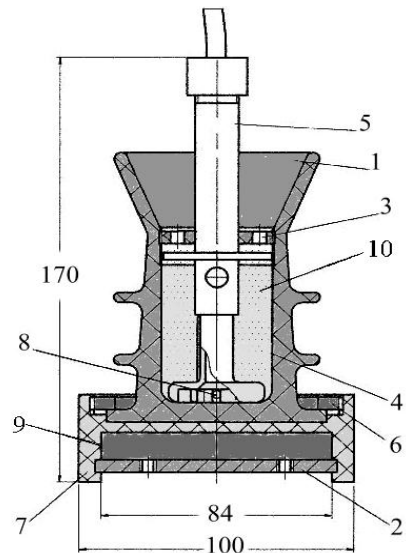


Fig. 10. Design of high-voltage overcurrent reed relay not requiring CT: 1 - main insulator; 2 - fixative plate; 3 - inside nut; 4 - semi-conductive cover; 5 - bushing; 6 - fixative nut; 7 - fastener; 8 - reed switch; 9 - high-voltage bus bar; 10 - epoxide compound



Fig. 11. External view of high-voltage (24 kV) overcurrent reed relay not requiring CT

REFERENCES

- [1] Gurevich V. Protection Devices and Systems for High-Voltage Applications. – Marcel Dekker, New-York, 2003, 304 pp.
- [2] Gurevich V. Electric Relays: Principles and Applications. – CRC Press (Taylor & Francis Group), Boca Raton-London-New York, 2005, 704 pp.
- [3] Gurevich V. Electromagnetic Terrorism: New Hazards. – Electrical Engineering & Electromechanics, 2005, No. 4, pp. 81-83.

Поступила 10.03.2006

СИНТЕЗ ГОМОЛОГИЧЕСКИХ РЯДОВ ТРЕХФАЗНЫХ ОБМОТОК

Дёгтев В.Г., д.т. н., Бабушанов А.В., Лаврук И.С., Самойлов Г.А.

Одесский национальный политехнический университет

Украина, 65044, Одесса, пр-т Шевченко, 1, ОНПУ, кафедра "Электрические машины"

тел. (048-288681), e-mail: ZZZek@matrix.odessa.ua

Досліджені особливості довільних симетричних трифазних обмоток з подібними гармонійними спектрами й розроблена методика формування їх гомологічних рядів. Наведені приклади застосування методики. Запропоновано використати можливість формування гомологічних рядів для синтезу узагальненої структури повних множин багатofазних обмоток.

Исследованы особенности произвольных симметричных трехфазных обмоток с подобными гармоническими спектрами и разработана методика формирования их гомологических рядов. Приведены примеры применения методики. Предложено использовать возможность формирования гомологических рядов для синтеза обобщенной структуры полных множеств многофазных обмоток.

Условимся называть совокупность обмоток гомологическим рядом G , если коэффициенту распределения k_{Rv} по любой гармонике v_F произвольной многополюсной обмотки этого ряда G соответствует равный ему коэффициент k_{Rv} двухполюсной обмотки-основания по гармонике порядка v_B .

Известно [1, 2], что при условии выполнения в одинаковом числе пазов $Z_0=3k_3Q$ традиционные обмотки с целыми $q=Q$ и дробными $q=Q/d$ числами пазов на полюс и фазу образуют гомологические ряды G_d . (Здесь k_3 – коэффициент зонности, равный 2 для шестизонных и 1 для трехзонных обмоток).

Для традиционных обмоток-оснований с целыми $q=Q$ коэффициенты k_{Rv} распределения по гармоническим составляющим произвольных порядков v могут быть определены аналитически [1, 2], а соответствие порядков v_B гармоник базовых двухполюсных и порядков v_F гармоник дробных обмоток устанавливается выражением

$$v_B = \frac{3Q \cdot n + v_F}{d}, \quad (1)$$

где n – такое целое число, при котором v_B – целое нечетное число.

Таким образом, подмножества традиционных трехзонных W_{Q3d} и шестизонных W_{Q6d} обмоток с целыми и дробными числами пазов на полюс и фазу отличается четко выраженной структурой, основанной на гомологических рядах G_{Q3d} и G_{Q6d} .

В более поздних работах показано [3-5], что свойством гомологичности обладают и некоторые виды нетрадиционных многофазных обмоток, не включенных в подмножества W_{Qd} обмоток с целыми и дробными числами пазов на полюс и фазу. Однако в указанных случаях построение гомологических рядов G_{Qmd} выполняется путем подбора ввиду отсутствия алгоритма их формирования.

Задачей настоящей статьи является разработка методики синтеза гомологических рядов G_{2d} нетрадиционных трехфазных симметричных обмоток.

Средствами решения выберем алгоритм формирования рядов G_{Q3d} и G_{Q6d} , предложенный Р. Рихтером [1], применительно к обобщенной структурной модели [6] трехфазных обмоток.

В этом случае обмотка гомологических рядов G_{Q3d} и G_{Q6d} с произвольно выбранным знаменателем d формируется следующим образом.

Рассчитывается шаг R обхода номеров активных катушечных сторон (АКС)

$$R = \frac{3Q \cdot n \pm 1}{d}, \quad (2)$$

где n – такое натуральное число, при котором R – любое число для трехзонных и целое нечетное число для шестизонных обмоток, а выбор знака определяется так же, как в выражении: $d=3n \pm 1$.

Номера N АКС одной из фаз обмотки ряда W_{Qmd} определяются по выражению

$$N = 1 + R \cdot l, \quad (3)$$

где $l = 1, 2, \dots, (2Q - 1)$.

Каждому номеру N такой обмотки соответствует один из модулей обобщенной структурной модели симметричных трехфазных обмоток с определенным числом циклических перестановок k_d и расположенный в i -ой строке матрицы.

При переходе от последовательности номеров АКС к обобщенной модели необходимо знать не только состав порождающего семейства P_m модулей, но и соответствие входящих в него блоков при переходе от двухполюсных обмоток-оснований к производным многополюсным обмоткам в зависимости от числа полюсов последних. Поэтому в табл. 1 приведен как состав семейства, так и указанное соответствие. Здесь и далее цифровые коды заменяют общепринятое буквенное обозначение фаз в соответствии с последовательностью: $0 \leftrightarrow A$, $1 \leftrightarrow z$, $2 \leftrightarrow B$, $3 \leftrightarrow x$, $4 \leftrightarrow C$, $5 \leftrightarrow y$, а дефис "-" означает отсутствие активной катушечной стороны в соответствующем пазу.

При этом модули, начинающиеся с 0, называют прямыми, а модули, начинающиеся с 3, – инверсными.

Нумерация ячеек матрицы M_{Q3} представляет собой отображение номеров N в Q -ричной системе счисления [6, 7]. Отсюда имеем

$$k_d = \text{int} \left[\frac{(1 + R \cdot l)}{Q} \right]; \quad (4)$$

$$i = \text{Rem} \left[\frac{(1 + R \cdot l)}{Q} \right], \quad (5)$$

где int – операция выделения целой части числа; Rem – операция определения остатка от деления.

Таблица 1

Модули обмотки-основания		Модули производных обмоток	
		d – нечетное число	d – четное число
$b_5= 012345 $	\leftrightarrow	$b_5= 012345 $	$b_2= 042042 $ или $b_8= 315315 $
$b_3= 002244 $ или $b_7= 335511 $	\leftrightarrow	$b_3= 002244 $ или $b_7= 335511 $	$b_4= 032541 $ или $b_6= 305214 $
$b_4= 032541 $ или $b_6= 305214 $	\leftrightarrow	$b_3= 002244 $ или $b_7= 335511 $	$b_4= 032541 $ или $b_6= 305214 $
$b_1= 0-2-4- $ или $b_9= 3-5-1- $	\leftrightarrow	$b_1= 0-2-4- $ или $b_9= 3-5-1- $	$b_1= 0-2-4- $ или $b_9= 3-5-1- $
$b_0= ----- $		$b_0= ----- $	$b_0= ----- $

В качестве примера рассмотрим построение одного из гомологических рядов G_{Q6d} для случая трехфазных обмоток подмножества \mathbf{W}_{Q6d} при $Q=7$. Для двухполюсного ($2p=2$, $d=1$) основания M_{721} $R=1$ и в соответствие с (3) массив m_N номеров АКС имеет вид: $m_N=\{1,2,3,4,5,6,7\}$. Матричная модель (ММ) обмотки-основания M_{71} имеет вид

$$M_{71} = \begin{vmatrix} 012345 \\ 012345 \\ 012345 \\ 012345 \\ 012345 \\ 012345 \end{vmatrix}$$

От матричной формы M_{71} трехфазных обмоток легко перейти к компактной цифровой модели M_{C71} , состоящей из набора Q двузначных кодов jk , в каждом из которых первая цифра это индекс j соответствующего блока, а вторая k – число циклических перестановок в нем. Тогда цифровая модель M_{C71} обмотки-основания предстанет в виде

$$M_{C71} = \{50, 50, 50, 50, 50, 50, 50\}.$$

Для произвольной дробной обмотки ряда G_{76d} , например, со знаменателем $d=5$ имеем

$$R = \frac{3Q \cdot n - 1}{d} = \frac{3 \cdot 7 \cdot 6 - 1}{5} = 25,$$

откуда по (3) получаем массив номеров АКС: $m_N = \{1, 26, 9, 34, 17, 42, 25\}$.

По выражениям (4, 5) получаем соответствующие массивы номеров строк $m_{i5} = \{1, 5, 2, 6, 3, 7, 4\}$ и чисел циклических перестановок $m_{k5} = \{0, 3, 1, 4, 2, 5, 3\}$. Нормализуем массивы m_{i5} и m_{k5} в порядке возрастания номеров строк: $m_{i5н} = \{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\}$, $m_{k5н} = \{0, 1, 2, 3, 3, 4, 5\}$. Ввиду нечетности знаменателя d и в соответствии с табл. 1 цифровая модель M_{C75} искомым обмотки содержит только модули b_5

$$M_{C75} = \{50, 51, 52, 53, 53, 54, 55\}$$

и перейти от нее к матричной M_{75}

$$M_{75} = \begin{vmatrix} 012345 \\ 501234 \\ 450123 \\ 345012 \\ 345012 \\ 234501 \\ 123450 \end{vmatrix}$$

При четных знаменателях d модуль обмотки-основания заменяется в производной многополюсной обмотке одним из двух модулей: b_2 в случае нечетной позиции номера строки в ненормализованном массиве m_{i1} или b_8 – при четном. Например, при $d=4$ и $Q=7$ шаг R обхода равен

$$R = \frac{3Q \cdot n + 1}{d} = \frac{3 \cdot 7 \cdot 3 + 1}{4} = 16,$$

откуда по (4) получаем массив номеров АКС: $m_N = \{1, -17, 33, -7, 23, -39, 13\}$. Чередование знаков при номерах АКС характерно для обмоток с четными знаменателями d и соответствует чередованию прямых и инверсных (встречно включенных) АКС. Далее по (4) и (5) соответственно получаем массивы: номеров строк $m_{i4} = \{1, \underline{3}, 5, \underline{7}, 2, \underline{4}, 6\}$ и чисел циклических перестановок $m_{k4} = \{0, \underline{2}, 4, \underline{3}, 3, \underline{2}, 1\}$. Подчеркнутые цифры массива m_i соответствуют минусам массива m_N и указывают на необходимость применения модуля b_8 (инверсного b_2) в модели формируемой обмотки с числом пар полюсов $p=d=4$. После нормализации массивов m_{i4} и m_{k4} :

$$m_{i4н} = \{1, 2, \underline{3}, 4, 5, 6, \underline{7}\}; m_{k4н} = \{0, 3, \underline{2}, 2, 4, 1, \underline{3}\}$$

несложно получить матричную M_{74}

$$M_{74} = \begin{vmatrix} 042042 \\ 042042 \\ 153153 \\ 153153 \\ 204204 \\ 204204 \\ 315315 \end{vmatrix}$$

и цифровую M_{C4} модели

$$M_{C74} = \{20, 20, 82, 82, 21, 21, 83\}.$$

Аналогично формируются модели обмоток ряда G_{76d} с другими числами полюсов.

Матрица M_{Q1} двухполюсной обмотки-основания с целым числом пазов на полюс и фазу преобразуется в матрицу $M_{Q1н}$ нетрадиционной симметричной двухполюсной обмотки такими способами:

- выполнением циклических перестановок в модулях b_1 ;
- заменой модулей b_1 любыми другими из левого столбца табл. 1;
- заменой модулей b_1 в сочетании с циклическими перестановками.

Любая из преобразованных матриц $M_{Q1н}$ двухполюсных обмоток порождает новый гомологический ряд $G_{Qдн}$ моделей $M_{Qдн}$ нетрадиционных дробных обмоток, представляющих собой преобразованные ряды G_{Qd} . Установим связь между видами преобразований.

Если в произвольной i -ой строке матрицы M_{Q1} обмотки-основания выполнить Δk циклических перестановок, то число перестановок $k_{нд0}$ в соответствующей j -ой строке матрицы $M_{Qдн}$ нетрадиционной дробной обмотки изменяется по сравнению с числом

перестановок $k_{ТДО}$ в матрице M_{Qd} обычной дробной обмотки в соответствии с выражением

$$k_{НДО} = k_{ТДО} + \Delta k. \quad (6)$$

Если d – четное число, то при нечетном значении Δk модуль матрицы M_{Qdn} заменяется на взаимно инверсный, а при четном значении Δk такая замена не выполняется.

Замена модуля b_1 в i -ой строке матрицы M_{Q1} обмотки-основания любыми другими в соответствии с табл.1 вызывает аналогичную замену в j -ой строке матрицы M_{Qdn} многополюсной обмотки с учетом подчеркнутых цифр в массиве m_i номеров строк.

В качестве примера рассмотрим формирование двух цифровых моделей обмоток гомологического ряда G_{7dn} с числами пар полюсов $p=5$ и $p=4$, базирующегося на основании M_{71} , преобразованном следующим образом. Модуль b_1 первой ($i=1$) строки заменим модулем b_3 . В 4-ой строке ($i=4$) модуль b_1 заменим на модуль b_7 и выполним в нем 3 ($k=3$) циклических перестановок. В пятой ($i=4$) блоке b_1 выполним 5 ($k=3$) циклических перестановок. Таким образом, получаем цифровую модель $M_{C71н}$ преобразованного основания

$$M_{C71н} = \{30, 50, 50, 73, 55, 50, 50\},$$

а матричная модель имеет вид

$$M_{71н} = \begin{vmatrix} 002244 \\ 012345 \\ 012345 \\ 511335 \\ 123450 \\ 012345 \\ 012345 \end{vmatrix}.$$

При $p=d=5$ ввиду нечетности чисел пар полюсов и в соответствии с табл.1 первые индексы j_5 цифровых двузначных кодов jk формируемой модели $M_{C75н}$ полностью совпадут с индексами j_1 преобразованного основания $M_{71н}$ и согласно массиву $m_{i5} = \{1, 5, 2, 6, 3, 7, 4\}$ распределятся так: $M_{C75н} = \{3k, 5k, 5k, 5k, 5k, 7k, 5k\}$.

Определение числа циклических перестановок k по (6), т.е. для всех кодов jk , кроме 3-го и 6-го, повторяют коды модели M_{C75} . Число перестановок 3-го модуля определяется так $k_3 = 2 + 5 = 1$, а число k_6 3-го модуля равно: $k_6 = 4 + 3 = 1$. Окончательно получаем цифровую и матричную модели

$$M_{C75н} = \{30, 51, 51, 53, 53, 71, 55\}$$

$$M_{75н} = \begin{vmatrix} 002244 \\ 501234 \\ 501234 \\ 345012 \\ 345012 \\ 133551 \\ 123450 \end{vmatrix}.$$

Формирование модели $M_{C74н}$ с числом пар полюсов $p=d=4$ ввиду его четности имеет следующие особенности. В соответствии с табл. 1 и согласно массиву $m_{i4} = \{1, 3, 5, 7, 2, 4, 6\}$ цифровые двузначные коды jk 3-го, 5-го, 4-го и 6-го модулей формируемой модели $M_{C7н}$ останутся такими же, как в модели M_{C74} традиционной дробной обмотке: $M_{C75н} = \{jk, jk, 82, 82, 21, 21, jk\}$.

Замена первого модуля b_1 на b_3 в основании $M_{71н}$ приводит к замене модуля b_2 модели M_{C74} на b_4 .

Замена четвертого модуля b_1 на b_7 в основании

$M_{71н}$ эквивалентна замене 7-го модуля b_8 модели M_{C74} на b_4 . Однако, на основании примечания к формуле (6) для четных d и нечетного значения приращения $\Delta k=3$ вместо модуля b_4 выбираем инверсный ему b_6 . Результирующее число циклических перестановок $k_{НДО}$ в указанном модуле с учетом того, что $k_{ТДО}=3$, определяем по (6)

$$k_7 = 3 + 3 = 0.$$

Пятому модулю b_1 в основании $M_{71н}$ по табл. 1 соответствует модуль b_2 в модели M_{C74} . Однако, на основании примечания к (6) для четных d и нечетного $\Delta k = 5$ вместо модуля b_2 выбираем инверсный ему b_8 . Результирующее число циклических перестановок $k_{НДО}$ в указанном модуле с учетом того, что $k_{ТДО}=0$, определяем по (6)

$$k_2 = 0 + 5 = 5.$$

Окончательно получаем искомую цифровую модель $M_{C74н}$ в виде

$$M_{C74н} = \{40, 85, 82, 82, 21, 21, 60\}$$

и матричную модель

$$M_{74н} = \begin{vmatrix} 032542 \\ 153153 \\ 153153 \\ 153153 \\ 204204 \\ 204204 \\ 305214 \end{vmatrix}.$$

Очевидно, что на выбранном основании можно синтезировать обмотки ряда G_{7dn} с любым другим (но не кратными Q) числом пар полюсов. Доказательством гомологичности сформированного ряда G_{7dn} служат данные сравнительного гармонического анализа, приведенные в табл. 2.

Проверка соответствия гармонических спектров выполняется по выражению (1). Заметим, что при использовании в основании модулей b_3 и b_7 нижней группы симметрии [7], все обмотки ряда G_{7dn} содержат в своем спектре как четные, так и нечетные гармоники. Поэтому при определении порядков v_B расчетных гармоник для производных обмоток с **четными** числами пар полюсов следует придерживаться следующего правила.

Если порядок выбранной гармоники v_F производной обмотки – нечетный, то порядок искомой v_B расчетной гармоники – целое четное число и наоборот.

При определении порядков v_B расчетных гармоник для производных обмоток с **нечетными** числами пар полюсов **четным** значениям v_F должны соответствовать **четные** v_B , а **нечетным** – **нечетные**.

Несоблюдение данных правил приводит к ошибкам. Проиллюстрируем это на двух примерах.

Таблица 2

v	k_{Rv}			
	$p=1$	$p=2$	$p=4$	$p=5$
1	0,8626	0,1117	0,062	0,1876
2	0,062	0,8626	0,2756	0,1393
3	0,2105	0,124	0,2786	0,5219
4	0,1117	0,163	0,8626	0,062
5	0,0468	0,1393	0,1117	0,8626
6	0,2786	0,2105	0,5219	0,2234
7	0,1429	0	0	0,1429
8	0,1393	0,1876	0,163	0,1117
9	0,5219	0,2786	0,2234	0,174
10	0,1117	0,0468	0,1556	0,062
11	0,2756	0,062	0,1393	0,163
12	0,124	0,174	0,2105	0,2786
13	0,1556	0,1117	0,062	0,2756
14	0	0,1429	0,1429	0
15	0,174	0,2234	0,124	0,2105
16	0,062	0,1556	0,1876	0,1393
17	0,1876	0,062	0,1393	0,0468
18	0,2234	0,5219	0,174	0,124
19	0,163	0,1393	0,1117	0,1556
20	0,1393	0,2756	0,0468	0,1117
21	0,1429	0	0	0,1429
42	0,0000	0,1429	0,1429	0,0000

Определим порядок v_B гармоники основания, коэффициент распределения k_{RvB} которой равен коэффициенту k_{RvF} по гармонике $v_F=8$ обмотки M_{C74n} с четным числом пар полюсов $p=4$.

При несоблюдении приведенного выше правила (и v_B и v_F – четные числа), приняв $n=0$,

$$v_B = \frac{3 \cdot Q \cdot n + v_F}{d} = \frac{3 \cdot 7 \cdot 0 + 8}{4} = 2$$

получаем неверный результат, т.к.

$$k_{RF8}=0,163 \neq 0,062 = k_{RB2} \text{ (см. табл.2).}$$

И только при $n=4$ получаем истинное расчетное значение v_B

$$v_B = \frac{3 \cdot Q \cdot n + v_F}{d} = \frac{3 \cdot 7 \cdot 4 + 8}{4} = 23,$$

т.к. по табл. 2 убеждаемся, что $k_{RB23}=k_{RB19}=0,163 = k_{RF8}$.

Определим порядок v_B гармоники основания, соответствующий гармонике $v_F=10$ обмотки M_{C74n} с числом пар полюсов $p=5$.

При $n=5$ получаем истинное расчетное значение v_B , т. к. v_B и v_F – четные числа

$$v_B = \frac{3 \cdot Q \cdot n + v_F}{d} = \frac{3 \cdot 7 \cdot 0 + 10}{5} = 2,$$

и по табл. 2 убеждаемся, что $k_{RF10} = k_{RB2} = 0,062$.

При несоблюдении второго из приведенных условий (v_F – четное, а v_B – нечетное числа), приняв $n=5$,

$$v_B = \frac{3 \cdot Q \cdot n + v_F}{d} = \frac{3 \cdot 7 \cdot 5 + 10}{5} = 23$$

получаем неверный результат, т.к. $k_{RB23}=k_{RB19}=0,163 \neq 0,062 = k_{RF10}$.

ВЫВОДЫ

1. Разработанная методика позволяет формировать гомологические ряды многополюсных обмоток на базе любых двухполюсных симметричных трехфазных обмоток.

2. Соответствие гармонических спектров симметричных трехфазных обмоток в рамках каждого гомологического ряда, аналогичное такому же соответствию обмоток с целыми и дробными числами пазов на полюс и фазу, позволяет ограничить область исследований симметричных трехфазных обмоток только подмножеством двухполюсных обмоток.

3. Распространение свойства соответствия гармонических спектров на произвольные симметричные трехфазные обмотки позволяет высказать предположение о том, что принцип гомологичности является фундаментальной структурной основой полных множеств любых многофазных обмоток.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Рихтер Р. Обмотки якорей машин переменного и постоянного токов. – М.: ОНТИ, 1933. – 364 с.
- [2] Сорокер Т.Г., Мордвинов Ю.В. Составление схем и расчет обмоточных коэффициентов симметричных петлевых обмоток многофазного переменного тока // Вестник электропромышленности.–1955.–№2. – С. 16-21.
- [3] Дегтев В.Г., Радимов И.Н. Анализ намагничивающих сил обмоток переменного тока // Электромашиностроение и электрооборудование: Респ. межвед. науч.-техн. сб. – 1975. – Вып. 20. – С. 122-128.
- [4] Дегтев В.Г. Гармонический состав МДС (ЭДС) многофазных обмоток с гомологическими структурами // Техн. электродинамика – 2002. – №6. – С. 43-45.
- [5] Дегтев В.Г., Самойлов Г.А., Шкира В.А. Синтез подмножества обмоток с гомологическими структурами // Вестник НТУ "ХПИ" – 2002. – №9. – С. 39-42.
- [6] Дегтев В.Г. Обобщенная модель многофазных обмоток // Электричество.–1990.–№11.–С. 40-45.
- [7] Дегтев В.Г. Симметрия и свойства многофазных обмоток // Электротехника і електромеханіка, Національний технічний університет "ХПІ", №1.– 2002.– С. 23-27.

Поступила 20.07.2006

МЕТОД УПРАВЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИМ РЕЖИМОМ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФАЗОВЫХ ТРАЕКТОРИЙ ДВИЖЕНИЯ РОТОРА

Заболотный И.П., д.т.н., доц., Гришанов С.А.
Донецкий национальный технический университет
Украина, 83000, Донецк 00, ул. Артема, 58, ДонНТУ, кафедра "Электрические системы"
тел. (062) 301-03-07, e-mail: ivp@elf.dgtu.donetsk.ua, serg@elf.dgtu.donetsk.ua

Запропонований метод управління перехідним режимом синхронного генератора, який заснований на використанні опису фазових траєкторій руху ротора. Можливості методу управління перевірені на моделі простої електроенергетичної системи. Отримані результати підтвердили його ефективність в порівнянні методами, які використовують функції Ляпунова або методи теорії розпізнавання образів.

Предложен метод управления переходным режимом синхронного генератора, основанный на использовании описания фазовых траекторий движения ротора. Возможности метода управления проверены на модели простейшей электротенергетической системы. Полученные результаты подтвердили его эффективность по сравнению с методами, построенными с использованием функций Ляпунова или с использованием методов теории распознавания образов.

ВВЕДЕНИЕ

Для управления переходными режимами синхронных генераторов (СГ) в устройствах противоаварийной автоматики (ПА) автоматической системы управления используются алгоритмы, позволяющие оценить зону устойчивости электроэнергетической системы (ЭЭС) либо с помощью функций Ляпунова, либо путем использования уравнений классификационной функции (КФ), определяющей классы "эталонной" устойчивой и неустойчивой работы СГ [1-5]. Однако из-за ряда допущений полученная зона устойчивости меньше реальной, что существенно снижает эффективность управления. Кроме того, существующие методы не позволяют учитывать особенности стадий переходного процесса путем адаптации математической модели в пусковом органе устройства управления.

В [5] сопоставлены зоны устойчивости генератора типа ТВВ-1000/4, полученные с помощью функций Ляпунова и на основе нелинейного уравнения КФ.

Для распознавания классов ЭЭС используют либо линейное представление решающей функции [3-4], либо нелинейные зависимости от угла вылета ротора и его производных [5].

Реализация управления переходным процессом СГ включает в себя этап получения (процесс обучения) уравнения КФ. На этом этапе при использовании простейшей модели синхронного генератора выполняются расчеты переходных процессов в ЭЭС при различных величинах возмущений и параметров исходного режима с последующим разделением полученного множества на классы устойчивой и неустойчивой работы СГ и получением параметров уравнения КФ.

Таким образом, на зоны устойчивости СГ влияют не только достоверность математической модели ЭЭС, но и погрешности получения параметров уравнения КФ. Однако преимущество прямых методов оценки устойчивости, удобное определение запасов устойчивости обуславливают их использование.

Как известно, структурная перестройка энергетики и внедрение энергетического рынка сопровожда-

ются нарушением иерархических связей существующей системы управления ЭЭС и, как следствие, наблюдается значительный рост количества технологических задач при управлении электроэнергетическими объектами, их разнообразие и интеграция через динамические ситуации, которые необходимо анализировать. Внедрение микропроцессорной техники в разные системы управления и развитие новых информационных технологий создает условия для построения интегрированных (автоматизированная и автоматическая) систем управления энергетическими объектами. Уровень использования интеллектуальных методов в построении современных устройств ПА позволяет реализовать работу последних, как адаптируемых. Понятно, что эффективность цифровых устройств ПА, особенно обеспечение адаптации модели объекта к текущему состоянию и учету особенностей протекания переходного процесса во времени, в значительной степени зависит от реализованного метода оценки ситуации ЭЭС.

Таким образом, цель работы - совершенствование методов и математических моделей, как для пусковых органов цифровых устройств ПА, так и для информационно-управляющей системы является актуальной задачей.

ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ МЕТОДА УПРАВЛЕНИЯ

Модель пускового органа устройства ПА может быть представлена в виде решающего правила, с помощью которого, не решая систему дифференциальных уравнений, которые описывают процесс в рассмотренной системе, определяются условия устойчивости ЭЭС при возникновении аварийной ситуации. Решающее правило являет собой некоторую аппроксимацию поверхности, которая разделяет в пространстве параметров, которые характеризуют исходный режим ЭЭС и аварийную ситуацию, области устойчивой и неустойчивой работы ЭЭС.

В соответствии с [6] анализ динамической устойчивости выполняется на основании метода площа-

дей с использованием выражения для характеристики угловой мощности и схем замещения нормального, аварийного и послеаварийного режимов. Следует отметить, что уравнения могут быть записаны не только через переходную ЭДС генератора (учет АРВ пропорционального типа), а также через синхронную ЭДС (не учет АРВ) и напряжение на шинах генератора (учет АРВ сильного действия).

Для учета физических явлений в роторе генератора предлагается использовать зависимости для асинхронной мощности генератора [7]:

$$P(s) = U^2 \cdot [b_Q(s) - g_D(s) \cdot \sin 2\delta - b_D(s) \cdot \cos 2\delta] \cdot (1)$$

Из условия устойчивости на основании равенства площади ускорения и возможной площади торможения следует, что при достижении углом вылета ротора критического значения скольжения становится равным нулю. Кинетическая энергия, запасенная при разгоне ротора в аварийном режиме, израсходована на торможение после отключения КЗ. Далее изменение угла вылета ротора определяется угловой характеристикой мощности послеаварийного режима. Если параметры исходного режима не меняются и при расчетах не учитывать системы регулирования генератора, зависимости, определяющие поведение генератора в послеаварийном режиме не изменяться.

Различия в аварийном режиме влияют на время достижения ротором критического угла. Указанные различия не будут влиять на переходный режим после отключения КЗ. Характеристика послеаварийного режима будет определять зависимость, разделяющую пространство режимов на "эталонные" классов устойчивых и неустойчивых режимов. Таким образом, выполнять множество расчетов для определения коэффициентов КФ нет необходимости, а достаточно определить меньшее число расчетов для определения зависимости угла вылета ротора в послеаварийном режиме.

При рассмотрении нелинейных систем в общем случае найти аналитическое решение не удастся, но для простейших схем можно получить не само решение, а уравнение фазовой траектории. Рассмотрим систему уравнений без учета $P(s)$:

$$\frac{ds}{dt} = \frac{1}{T_j} \left[P_T - \frac{E'U}{X'} \sin(\delta - \Delta\delta) \right]; \quad (2)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = s,$$

где E' , U , X' – переходная ЭДС СГ, напряжение на шинах системы, переходное сопротивление соответственно; T_j – постоянная инерции агрегата; s , δ , $\Delta\delta$ – скольжение, угол между переходной ЭДС и напряжением, угол между переходной ЭДС и поперечной осью ротора соответственно.

Разделив первое уравнение на второе, найдем уравнение интегральной кривой:

$$s \frac{ds}{d\delta} = \frac{P_T}{T_j} - \frac{E' \cdot U}{T_j \cdot X'} \cdot \sin(\delta - \Delta\delta). \quad (3)$$

Интегрирование уравнения дает:

$$\frac{1}{2} \cdot s^2 = C + \frac{P_T}{T_j} \cdot \delta + \frac{E' \cdot U}{T_j \cdot X'} \cdot \cos(\delta - \Delta\delta), \quad (4)$$

где C – постоянная интегрирования, определенная из начальных условий.

Если коэффициенты уравнения определять по параметрам послеаварийного режима и использовать в качестве начальных условий скольжение (равно нулю) при достижении углом критического угла и значение критического угла, то получим фазовую траекторию послеаварийного режима.

Если коэффициенты уравнения определять по параметрам аварийного режима и использовать в качестве начальных условий скольжение (равно нулю) и угол в предшествующем синхронном режиме, то получим фазовую траекторию аварийного режима.

Таким образом, на основании данных исходного режима: мощности турбины, начального угла, сопротивлений ЭЭС определяется КФ эталонов устойчивого и неустойчивого режимов.

На основе измерений параметров режима определяется текущее значение угла вылета ротора и это значение сравнивается с предельным по условиям устойчивости и определяется значение КФ.

Предельный угол отключения КЗ возможно определить по формуле при использовании данных аварийного (C , X) и послеаварийного режимов:

$$\cos(\delta - \Delta\delta) = \frac{C - C_1}{\frac{1}{X} - \frac{1}{X_1}}. \quad (5)$$

Тенденция к уменьшению КФ свидетельствует о приближении генератора к границе устойчивости. Если принятые меры управления дадут положительный эффект, то значение КФ начинает увеличиваться, в противном случае, при достижении значения КФ равного нулю генератор должен быть отключен.

Метод определения предельного времени отключения КЗ состоит из следующих этапов:

1. Определение уравнений фазовой траектории для послеаварийного режима ЭЭС.
2. Определение уравнений фазовой траектории для аварийного режима ЭЭС.
3. Совместное решение уравнение фазовых траекторий для аварийного и послеаварийного режимов. Значение угла вылета ротора, которому удовлетворяют обе фазовых траектории, является предельным углом отключения КЗ.
4. Определение предельного угла отключения КЗ по формуле [6]:

$$t_{\text{ПРОТКЛ}} = \sqrt{\frac{T_j (\delta_{\text{ПРОТКЛ}} - \delta_0)}{P_{\text{ПА}} (\sin \delta_{\text{ПРОТКЛ}} - \sin \delta_0)}} \times \arccos \left(\frac{\frac{P_0}{P_{\text{ПА}}} - \sin \delta_{\text{ПРОТКЛ}}}{\frac{P_0}{P_{\text{ПА}}} - \sin \delta_0} \right). \quad (6)$$

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОСТЕЙШЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Ниже представлены результаты исследований влияния мощности исходного режима ЭЭС простейшей структуры (рис. 1) на время отключения КЗ и на классификационную характеристику, разделяющую "эталонные" классов устойчивых и неустойчивых режимов. При этом рассматриваются зависимости $s = f(\delta)$ для аварийного и послеаварийного режимов с учетом различных факторов.

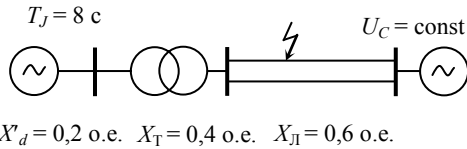


Рис. 1. Схема ЭЭС

Анализировались следующие варианты:

1. Мощность турбины в исходном режиме работы ЭЭС меняется, рассматривается один вид КЗ в одном и том же месте, демпферный момент не учитывается, не учитываются переходные процессы в ОВГ: $P_0 = \text{var}(0.6 \dots 1$ о.е.); $P_{ав} = \text{const}$; $P_d = 0$.

2. Мощность турбины в исходном режиме работы ЭЭС не меняется, меняется вид и место КЗ, демпферный момент не учитывается: $P_0 = \text{const}(1$ о.е.); $P_{ав} = \text{var}(0 \dots 0.4$ о.е.); $P_d = 0$.

3. Мощность турбины в исходном режиме работы ЭЭС не меняется, не меняется вид и место КЗ, демпферный момент изменяется: $P_0 = \text{const}(1$ о.е.); $P_{ав} = 0 \dots 0.4$ о.е.; $P_d = \text{var}$.

На рис. 2, в качестве примера, представлены фазовые траектории движения ротора генератора при одной мощности турбины генератора в исходном режиме и при различных условиях КЗ, отражаемых в значениях амплитуды угловой мощности в аварийном режиме.

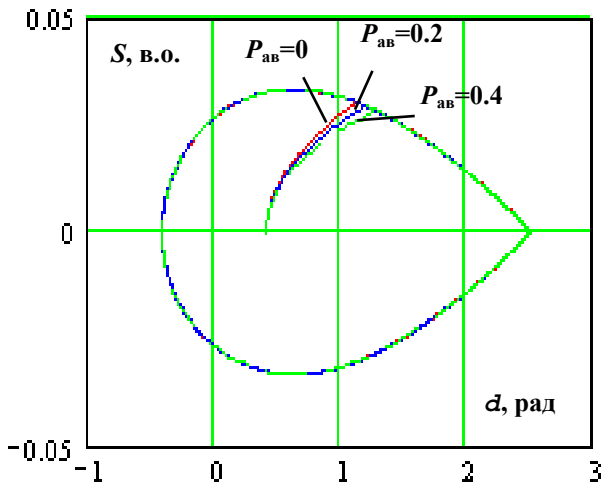


Рис.2. Фазовые траектории ротора генератора

Из анализа рис. 2 следует, что фазовые зависимости в послеаварийном режиме при разных видах КЗ и месте КЗ и одной мощности турбины исходного режима не изменяются, что подтверждает доказательство того, что при втором варианте сочетаний пара-

метров разделяющая кривая пространство режимов на "эталонные" классов устойчивых и неустойчивых режимов КФ не изменяется.

Анализ результатов моделирования подтверждает, что использование в качестве разделяющей на эталоны классов поверхности в виде плоскости $E(X) = \Psi(P_0, \Delta P_0, t_{откл}) = 0$ по методике [8] приводит к погрешностям выделения областей устойчивой и неустойчивой работы ЭЭС.

Так, на рис. 3 приведена зависимость небаланса мощности в первый момент КЗ от предельного времени отключения КЗ для различных значений мощности турбины в исходном режиме, которая представляет собой нелинейную зависимость. Результаты моделирования соответствуют уравнению $t_{ПРОТКЛ} = 0.12 \cdot \Delta P_0^{-1.25}$.

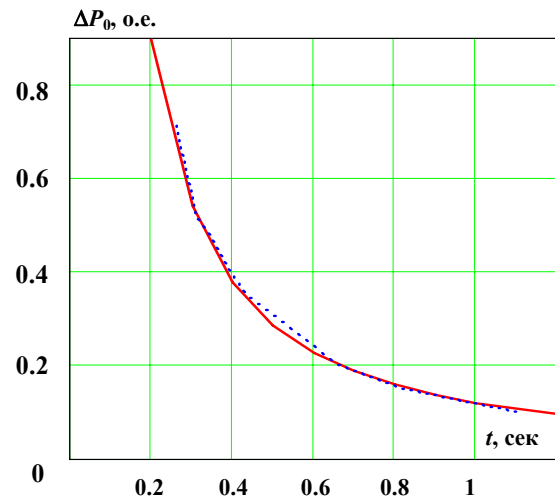


Рис. 3. Зависимость небаланса мощности от предельного времени отключения КЗ

Анализировались поверхности разделяющие пространство, в координатах: предельное время отключения КЗ, небаланс мощности генератора в начальный момент КЗ, мощность турбины исходного режима, на классы эталонов устойчивых и неустойчивых режимов (рис. 4).

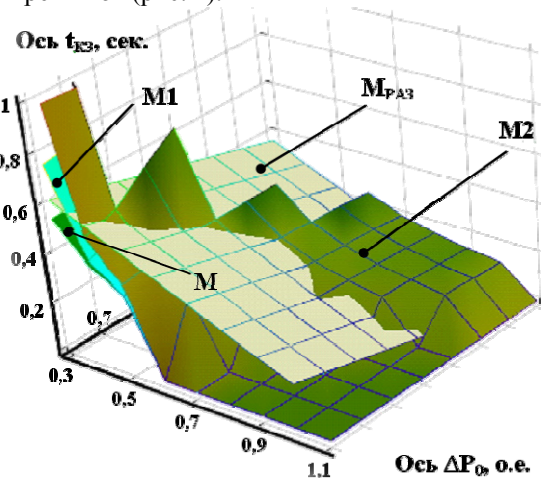


Рис. 4. Поверхности, которые разделяют классы режимов

На рис. 5 приведены разделяющие поверхности, полученные путем уточнения КФ, которая разделяет в пространстве параметров классы устойчивых и неустойчивых режимов.

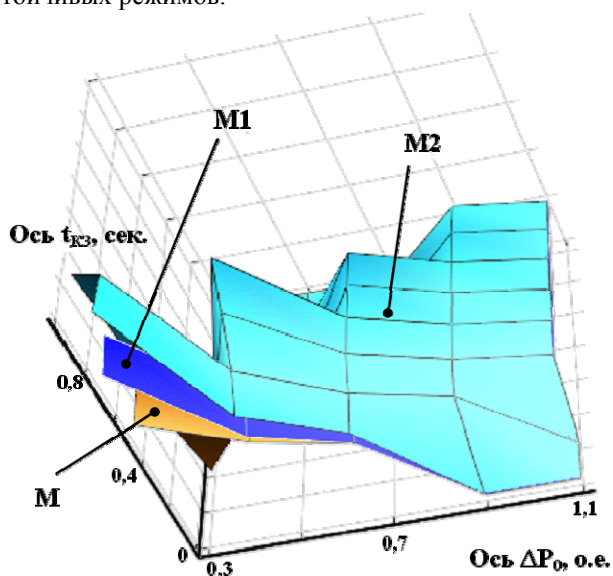


Рис. 5. Разделяющие поверхности, полученные на основе уточнения КФ

Разделяющие поверхности получены в результате моделирования при следующих условиях:

- постоянство небаланса мощности, характерного для момента возникновения КЗ постоянно в течение всего процесса КЗ (допущение в [8] для сокращения времени обучения) и отсутствие демпферного момента – M1;
- учет изменения небаланса мощности в процессе КЗ и отсутствие демпферного момента – M;
- учет изменения небаланса мощности в процессе КЗ и демпферного момента генератора – M2;
- использование уравнения плоскости – M_{РАЗ}.

Анализ рис. 4 и рис. 5 позволяет сделать выводы, что учет изменения небаланса мощности и демпферного момента генератора увеличивает предельное время отключения КЗ.

ВЫВОДЫ

1. Обеспечение параллельной работы электрических станций с электрической сетью является важной задачей повышения надежности ЭЭС в условиях фундаментальных изменений функционирования электроэнергетических систем. Решение этой задачи в значительной степени зависит от эффективности работы систем управления, которые должны в условиях, когда вероятность работы электроэнергетических объектов в непредусмотренных режимах значительно выросла, должны распознавать аварийные режимы и формировать соответствующие управляющие действия.

2. Алгоритм управления переходными процессами генератора, основанный на методах теории распознавания образов расширяет эффективность управления по сравнению с алгоритмами, использующими функции Ляпунова.

3. Зоны устойчивости и неустойчивости режимов, определенные при использовании разных моде-

лей генератора, даже более простых по структуре ЭЭС отличаются.

Сложность выделения эталонов классов устойчивых и неустойчивых режимов с помощью распознавания образов значительно растет с ростом количества информативных параметров. Существующие методики построения классификационных функций отличаются сложностью даже при тех допущениях, которые вносят дополнительные погрешности. С помощью графического изображения гиперповерхности, разделяющей зоны устойчивой и неустойчивой работы ЭЭС, показано, что она не может быть описана с достаточной точностью линейной зависимостью.

4. Разработан метод управления переходным процессом генератора на основе фазовых траекторий движения ротора. Получение классификационной функции для выделения зон устойчивости и неустойчивости работы ЭЭС менее трудоемко и не требует принятия допущений по сравнению с существующими подходами, использующими теорию распознавания образов.

5. Методику получения классификационной функции целесообразно использовать для оценки допустимости использования НАПВ генераторов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Wall E., Moe M. Generation of Ljapunov function to time-varying nonlinear systems//IEEE Trans. – 1969. - N5. – P. 211-216.
- [2] Павелла М. От общей теории Ляпунова к практическому прямому методу анализа динамической устойчивости энергосистем // Электричество. - 2000. - №6. – С. 14-26.
- [3] Богатырев Л.Л. Распознавание аварийных ситуаций в электроэнергетических системах // Электричество. – 1978. - N6. - С. 9-14.
- [4] Александров Е.П. Применение теории распознавания образов для классификации режимов сложных электрических систем // Электричество.– 1978. - N9.- С. 76-77.
- [5] Денисюк П. Л., Дейнечин А. В. Алгоритм управления переходным режимом синхронного генератора / Вестник Киевского политехнического института: Электроэнергетика Киев. – 1990. – Вып. 27. – С. 26-29.
- [6] Веников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах: Учеб. для электроэнергет. спец. вузов. – М.: Высш. шк., 1985. – 536 с.
- [7] Заболотный И.П., Диа Ибрагим. Разработка минимальной сложности математической модели генератора для анализа длительных переходных процессов в энергосистемах // Сборник научных трудов ДонГТУ. Серия: Электротехника и энергетика. - Донецк: ДонГТУ. – 1998. – Вып. 2. – С. 181-188.
- [8] Релейная защита и автоматизация энергосистем. Схемы типовых устройств и методические указания. Свердловск, изд. УПИ им. С. М. Кирова, 1984. - 50 с.

Поступила 30.08.06

ХАРАКТЕРИСТИКИ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАЩИТЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ БЫСТРО НАРАСТАЮЩИХ ПЕРЕГРУЗКАХ

Загирняк М.В., д.т.н., проф., Загирняк В.Е.

Кременчугский государственный политехнический университет

Украина, 39614, Полтавская обл., Кременчуг, ул. Первомайская 20, КГПУ, кафедра электромеханики
тел. (0536) 74-32-45, факс (05366) 3-60-00, E-mail: mzagirn@polytech.pottava.ua

Невзлин Б.И., к.т.н., доц.

Восточноукраинский национальный университет имени Владимира Даля

Украина, 91034, Луганск, квартал Молодёжный, 20а.

тел. (0642) 41-80-02, (0642) 41-22-25, (0642) 41-95-78, факс (0642) 41-31-60

Киричков А.В.

АО "Укртатнафта"

Украина, 39614, Полтавская обл., Кременчуг, ул. Свиштофская 3

тел. (0536) 76-85-55, (0536) 4-01-55, факс (0536) 2-8449, e-mail: ge@nafta.poltava.ua

Розглянута уточнена теплова схема заміщення асинхронного двигуна, на основі якої отримано теплову схему вузла: елемент лобової частини обмотки статора - термодетектор. На основі аналізу відокремленого вузла винайдено похибки визначення температури обмотки статора при повільно та швидко наростаючих температурах.

Рассмотрена уточнённая тепловая схема замещения асинхронного двигателя, на основе которой получена тепловая схема узла: элемент лобовой части обмотки статора - термодетектор. На основе анализа обособленного узла найдены ошибки определения температуры обмотки статора при медленно и быстро нарастающих температурах.

ВВЕДЕНИЕ

В [1–3] предложена тепловая модель обмотки двигателя, позволяющая определять температуру срабатывания позистора, и определена погрешность измерения температуры обмотки термодетектором при медленно нарастающих тепловых перегрузках. Там же сформулированы основные требования для этой защиты.

Защита должна отключать асинхронный двигатель при достижении средней температурой обмотки температуры регламентированной требованиями ГОСТ 27888-88 как при медленно нарастающих тепловых перегрузках, так и в наиболее тяжелых аварийных и переходных режимах работы двигателя.

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Найти погрешность определения температуры статора при быстро нарастающих перегрузках.

Наиболее тяжелыми режимами работы асинхронного двигателя являются, по-видимому, заклинивание механизма после установившегося длительного режима работы и пуск на заклиненный механизм.

Разрабатывать требование к защите на основе режима заклинивания механизма весьма сложная задача со многими неизвестными.

Превышение температуры двигателя в этом режиме зависит от многих факторов, в том числе от предварительного нагрева двигателя, коэффициента инерции механизма, изменения момента заклинивания во времени и т.д. Поэтому за основу определения требований к защите возьмем такой режим работы как пуск двигателя из горячего состояния на заклиненный механизм.

МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Если представить электрическую машину как трехмерный элемент сплошной среды, то температура в любой точке машины может быть определена из выражения [4–6]:

$$\theta_i = \sum_1^n A_i F_i e^{s_i^2 Fo}, \quad (1)$$

где θ_i – превышение температуры в i -той точке внутри машины над температурой окружающей среды; A_i – постоянный коэффициент, определяемый из граничных условий; F_i – функция, зависящая от координат точки i и критерия Био; s_i – корни характеристического уравнения; Fo – критерий Фурье.

При этом критерий Био

$$Bi = \alpha l / \lambda, \quad (2)$$

где α – коэффициент теплоотдачи с поверхности двигателя; λ – коэффициент теплопроводности элементов асинхронного двигателя; l – характерный размер. А определяющий характер тепловых процессов критерий Фурье:

$$Fo = at / l^2, \quad (3)$$

где $a = \lambda / c\gamma$ – коэффициент температуропроводности; c – удельная теплоемкость; γ – плотность; t – время. Точка $i = 1$ соответствует центру нагрева.

При малых значениях t , когда $Fo < 0,3$, процесс называется неупорядоченным нестационарным, величины s_i увеличиваются с ростом i , каждый следующий член ряда (1) уменьшается тем быстрее, чем больше t .

Начиная с некоторого значения t , имеем $Fo > 0,3$, поле превышения температуры достаточно точно описывается первым членом ряда (1). С этого момента начальные условия играют второстепенную роль. Такой режим называется регулярным. Он имеет место и при критерии Био $Bi = 0$, что соответствует $\lambda = \infty$.

Как известно, для регулярного режима изменение температуры отдельно взятого тела описывается следующим дифференциальным уравнением:

$$C_1 d\theta_1 / dt + a_{11}\theta_1 = P_{10}, \quad (4)$$

где C_1 – теплоемкость тела; P_{10} – потери в точке 1 при температуре окружающей среды;

$$a_{11} = a_{10} - \alpha_r P_{10}. \quad (5)$$

В (5) a_{10} – теплопроводность от элемента 1 до окружающего воздуха; α_r – температурный коэффициент теплопроводности.

Решение уравнения (4) общеизвестно

$$\theta_1 = \theta_{уст} (1 - e^{-t/T}) + \theta_0 e^{-t/T} = \theta_0 + (\theta_{уст} - \theta_0) (1 - e^{-t/T}), \quad (6)$$

где $\theta_{уст} = P_{10} / a_{11}$ установившееся превышение температуры тела (принужденная составляющая); θ_0 – начальное превышение температуры тела при $t = 0$; T – постоянная времени нагрева тела:

$$T = C_1 / a_{11}. \quad (7)$$

Скорость нарастания температуры тела можно определить из выражения:

$$V_{\theta} = d\theta_1 / dt = j^2 \rho / C_{уд} e^{-t/T}. \quad (8)$$

где j – плотность тока; ρ – удельное сопротивление проводника обмотки двигателя; $C_{уд}$ – удельная теплоемкость. Для меди $\rho / C_{уд} \approx 1/200$.

Представим часть секции с термодетектором как полуограниченное тело. При синусоидальном изменении температуры по оси тела согласно [5]:

$$\theta = \theta_o - \theta_{os} = \theta_m \cos(\omega t), \quad (9)$$

где θ_o – температура на оси тела; θ_{os} , θ_m – соответственно средняя и максимальная температуры на оси тела.

В этом случае решение (9) имеет вид:

$$(\theta - \theta_{os}) / \theta_m = e^{-\sqrt{\frac{\omega}{2a}} x} \cos\left(\omega t - \sqrt{\frac{\omega}{2a}} x\right). \quad (10)$$

Если на оси тела температура достигает величины θ_1 в момент времени t_1 , то в точке i , отстоящей на расстоянии x от оси, температура достигает величины θ_1 через время:

$$\Delta t = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2a\omega}} x. \quad (11)$$

Таким образом, время распространения тепловой волны пропорционально корню квадратному из расстояния до точки установки термодетектора от оси секции и обратно пропорционально корню квадратному из теплопроводности материала изоляции.

Согласно ГОСТ 27888-88 средняя температура обмотки в момент отключения двигателя защитой не должна превосходить температур, приведенных ниже в таблице.

В соответствии с этим, по допустимым превышениям температуры из (6) можно определить допустимое время $t_{доп}$ стоянки двигателя под током короткого замыкания, решив относительно его уравнение

$$\theta_m - \theta_n = \Delta\theta_{бд} = (\theta_{кз} - \theta_n) (1 - e^{-t_{доп}/T}), \quad (12)$$

где $\theta_{кз}$ – превышение температуры при коротком замыкании; θ_n – превышение температуры при номинальной нагрузке.

Из (12)

$$t_{доп} = -T \ln(1 - \Delta\theta_{бд} / (\theta_{кз} - \theta_n)). \quad (13)$$

Таблица

Допустимые превышения температуры обмотки при медленно и быстро нарастающих нагрузках

Температурный индекс изоляции по ГОСТ 183-74	А	Е	В	Ф	Н	Категория защиты
Допустимое превышение температуры обмотки в длительном режиме $ \theta_n$, °С	60	70	80	100	125	
Медленно нарастающие нагрузки.	65	65	65	70	70	1
Допустимое дополнительное превышение температуры обмотки $ \Delta\theta_{мд}$, °С	80	80	85	90	90	2
Быстро нарастающие нагрузки.	120	120	120	125	125	1
Допустимое дополнительное превышение температуры обмотки $ \Delta\theta_{бд}$, °С	140	140	145	150	150	2

Однако срабатывание защиты начнется при достижении температурой обмотки значения, соответствующего температуре срабатывания термодетектора для медленно нарастающих нагрузок. Эти превышения температуры над номинальной температурой обмотки приведены так же в таблице. Время начала срабатывания термодетектора

$$t_{нр} = -T \ln(1 - \Delta\theta_{мд} / (\theta_{кз} - \theta_n)). \quad (14)$$

Таким образом, тепловая защита должна работать за время $\Delta t_p = t_{доп} - t_{нр}$ и время срабатывания позистора t_a должно быть меньше этого времени.

Представленная картина является упрощенной. В

действительности обмотка не является однородной структурой. Теплоотдача по длине обмотки неравномерна, а, следовательно, изменяется по длине и постоянная времени обмотки.

Для определения изменения во времени температуры различных элементов машины предлагается использовать эквивалентную схему замещения двигателя, приведенную на рис. 1.

В данной схеме точки соответствуют:

1 – пазовая часть обмотки статора; 2 – участок лобовой части обмотки под термодетектором; 3 – обмотка ротора; 4 – зубцы железа статора; 5 – корпус статора над пакетом сердечника статора; 6 – корпус статора

над лобовыми частями обмотки статора; 7 – внутренний воздух в машине; 8 – термодетектор; 9 – лобовая часть обмотки статора между сердечником и точкой установки термодетектора; 10 – лобовая часть обмотки статора за точкой установки термодетектора.

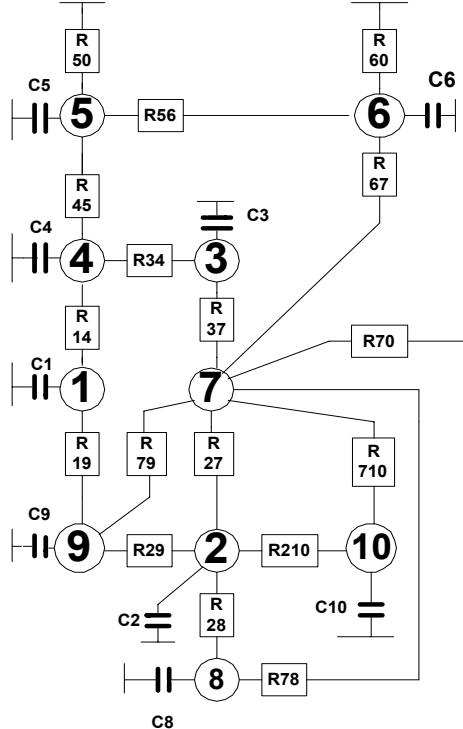


Рис. 1. Эквивалентная тепловая схема замещения асинхронного двигателя в переходных режимах

Первые семь точек на рис. 1 соответствуют схеме, предложенной в [7–9], точка 8 – термодетектор, точки 9 и 10 добавлены для уточнения модели модели.

Таким образом, уточненная схема будет вместо одной точки в лобовой части обмотки иметь три и еще дополнительно одну точку – термодетектор.

Предложенная схема (рис.1) описывается девятью линейными дифференциальными уравнениями первого порядка и одним алгебраическим, поскольку в уравнении для внутреннего воздуха теплоемкостью воздуха можно пренебречь.

$$\left. \begin{aligned}
 C_1 d\theta_1 / dt + a_{11}\theta_1 - a_{14}\theta_4 - a_{19}\theta_9 &= P_{10}; \\
 C_2 d\theta_2 / dt + a_{22}\theta_2 - a_{27}\theta_7 - a_{28}\theta_8 - \\
 - a_{29}\theta_9 - a_{210}\theta_{10} &= P_{20}; \\
 C_3 d\theta_3 / dt + -a_{33}\theta_3 - a_{34}\theta_4 - a_{37}\theta_7 &= P_{30}; \\
 C_3 d\theta_3 / dt + a_{14}\theta_1 - a_{34}\theta_3 + a_{44}\theta_4 - a_{45}\theta_5 &= P_4; \\
 C_4 d\theta_4 / dt + a_{45}\theta_5 + a_{55}\theta_5 - a_{56}\theta_6 &= 0; \\
 C_6 d\theta_6 / dt + a_{56}\theta_5 + a_{66}\theta_6 - a_{67}\theta_7 &= 0; \\
 a_{27}\theta_2 - a_{37}\theta_3 - a_{67}\theta_6 + a_{77}\theta_7 - a_{78}\theta_8 - \\
 - a_{79}\theta_9 - a_{710}\theta_{10} &= P_7; \\
 C_8 d\theta_8 / dt + a_{28}\theta_2 - a_{78}\theta_7 + a_{88}\theta_8 &= P_{80}; \\
 C_9 d\theta_9 / dt + a_{19}\theta_1 - a_{29}\theta_2 - a_{79}\theta_7 + a_{99}\theta_9 &= 0; \\
 C_{10} d\theta_{10} / dt + a_{210}\theta_2 - a_{710}\theta_7 + a_{1010}\theta_{10} &= P_{100}.
 \end{aligned} \right\} (15)$$

Данные уравнения позволяют довольно точно описать процессы, происходящие в двигателе при его

нагреве в нестационарном режиме, но для анализа картины процесса они сложны, поэтому рассмотрим упрощенный вариант модели, в котором выделим только элемент лобовой части обмотки, состоящий из одного тела, и второе тело - термодетектор. Такое представление элемента двигателя в виде двух тел является довольно распространенным для упрощения задачи.

РАСЧЁТ УПРОЩЁННОЙ ТЕПЛОВОЙ СХЕМЫ ЛОБОВОЙ ЧАСТИ

Представим в предложенной модели элемент в качестве первого тела лобовую часть обмотки статора, а в качестве второго – термодетектор.

Принятые допущения:

1) термодетектор установлен над точкой среднего перегрева лобовой части обмотки; 2) система: лобовая часть обмотки – термодетектор, размещены в охлаждающем агенте для внутреннего охлаждения двигателя; 3) перетоком тепла вдоль обмотки пренебрежем; 4) теплоотдачу с поверхности термодетектора положим равной теплоотдаче от лобовой части обмотки к внутреннему охладителю асинхронного двигателя.

Эти допущения упростят нашу модель и сделают ее универсальной по следующим причинам.

1. В различных двигателях термодетекторы могут располагаться либо до точки среднего перегрева лобовых частей, либо в точке, соответствующей среднему перегреву, либо в точке после точки среднего перегрева. Поэтому точка среднего перегрева является точкой соответствующей усредненным результатам.

2. Превышение температуры лобовой части может быть выше или ниже перегрева пазовой части. Отсутствие перетекания тепла вдоль обмотки соответствует равенству перегревов лобовой и пазовой частей обмотки, т.е. соответствует усредненным результатам.

Представление модели в виде двух тел, в нашем случае оправдано еще и тем, что нам требуется анализировать не абсолютное значение температуры термодетектора и обмотки, а разность этих температур, определяющую погрешность измерения температуры обмотки термодетектором.

Тепловая схема замещения такой упрощенной модели приведена на рис. 2.

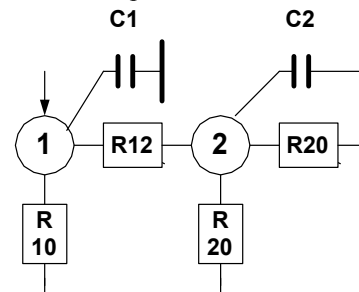


Рис. 2. Упрощенная тепловая схема лобовой части обмотки с термодетектором

Составим уравнения для данной модели:

$$\left. \begin{aligned}
 C_1 d\theta_1 / dt + a_{11}\theta_1 - a_{12}\theta_2 &= P_{10}; \\
 C_2 d\theta_2 / dt + a_{12}\theta_1 + a_{22}\theta_2 &= 0;
 \end{aligned} \right\} (16)$$

или

$$\left. \begin{aligned} d\theta_1/dt + a_{11}/C_1\theta_1 - a_{12}/C_1\theta_2 &= P_{10}/C_1; \\ d\theta_2/dt + a_{12}/C_2\theta_1 + a_{22}/C_2\theta_2 &= 0. \end{aligned} \right\} (17)$$

Решения этой неоднородной системы дифференциальных уравнений можно представить согласно [10–12] в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 &= \theta_{1\text{од}} + \theta_{1\text{н}}; \\ \theta_2 &= \theta_{2\text{од}} + \theta_{2\text{н}}. \end{aligned} \right\} (18)$$

где $\theta_{1\text{од}}$, $\theta_{2\text{од}}$ – решения однородной системы дифференциальных уравнений, т.е. уравнений (17) без правой части (свободные составляющие превышений температур), $\theta_{1\text{н}}$, $\theta_{2\text{н}}$ – частные решения уравнений неоднородной системы уравнений (17) (принужденные составляющие превышений температур).

Для однородной системы дифференциальных уравнений, соответствующей системе (17), в нашем случае имеет место неравенство

$$\begin{aligned} (a_{11}/C_1\theta_1 - a_{12}/C_2)^2 + \\ + 4(-a_{12}/C_1)(-a_{12}/C_2) > 0. \end{aligned} (19)$$

Тогда согласно [12] она не описывает колебательный процесс и свободные составляющие превышений температур определяются из выражений [10, 13]:

$$\left. \begin{aligned} \theta_{1\text{од}} &= c_1 A_1 e^{s_1 t} + c_2 A_2 e^{s_2 t}; \\ \theta_{2\text{од}} &= c_1 B_1 e^{s_1 t} + c_2 B_2 e^{s_2 t}. \end{aligned} \right\} (20)$$

Коэффициенты A_1 , A_2 , B_1 , B_2 связаны следующими соотношениями [12]:

$$\left. \begin{aligned} A_1(a_{11}/C_1 - s_1) - B_1 a_{12}/C_1 &= 0; \\ B_1(a_{12}/C_2 - s_1) - A_1 a_{12}/C_2 &= 0; \\ A_2(a_{11}/C_1 - s_2) - B_2 a_{12}/C_1 &= 0; \\ B_2(a_{22}/C_2 - s_2) - A_2 a_{12}/C_2 &= 0. \end{aligned} \right\} (21)$$

Величины s_1 и s_2 определяются из характеристического уравнения:

$$\begin{aligned} s^2 - (a_{11}/C_1 + a_{22}/C_2)s + \\ + (a_{12}/C_1 + a_{22}/C_2 - a_{12}^2/C_2 C_1) = 0 \end{aligned} (22)$$

и равны:

$$\left. \begin{aligned} s_1 &= (a_{11}/C_1 + a_{22}/C_2)/2 + \\ &+ \sqrt{(a_{11}/C_1 + a_{22}/C_2)^2/4 -} \\ &\rightarrow - (a_{11}/C_1 a_{22}/C_2 - a_{12}^2/C_2 C_1); \\ s_2 &= (a_{11}/C_1 + a_{22}/C_2)/2 - \\ &- \sqrt{(a_{11}/C_1 + a_{22}/C_2)^2/4 -} \\ &\rightarrow - (a_{11}/C_1 a_{22}/C_2 - a_{12}^2/C_2 C_1); \end{aligned} \right\} (23)$$

где C_1 и C_2 – постоянные, определяемые условием задачи.

Частное решение неоднородной системы уравнений (17) получим исходя из того, что в рассматриваемом случае выполняется условие:

$$a_{11}/C_1 a_{22}/C_2 - (-a_{12}/C_1)(-a_{12}/C_2) \neq 0, (24)$$

и в соответствии с [12], решения определяются из алгебраической системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} a_{11}\theta_1 - a_{12}\theta_2 &= P_{10}; \\ a_{12}\theta_1 + a_{22}\theta_2 &= 0. \end{aligned} \right\} (25)$$

Решения (25) соответствуют установившимся значениям превышений температур в узлах машины:

$$\left. \begin{aligned} \theta_{1\text{н}} &= \theta_{1y}; \\ \theta_{2\text{н}} &= \theta_{2y}. \end{aligned} \right\} (26)$$

где θ_{1y} и θ_{2y} – установившиеся превышения температур лобовой части и термодетектора, соответственно.

$$\left. \begin{aligned} \theta_{1y} &= P_{10} a_{22} / (a_{11} a_{22} - a_{12}^2); \\ \theta_{2y} &= a_{12} / a_{22} \theta_{1y}. \end{aligned} \right\} (27)$$

Общее решение согласно (18) равно

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 &= c_1 A_1 e^{s_1 t} + c_2 A_2 e^{s_2 t} + \theta_{1y}; \\ \theta_2 &= c_1 B_1 e^{s_1 t} + c_2 B_2 e^{s_2 t} + \theta_{2y}. \end{aligned} \right\} (28)$$

Коэффициенты c_1 , c_2 можно определить из следующих граничных условий, используя зависимости между коэффициентами A_1 , A_2 , B_1 , B_2 в соответствии с (21): при $t=0$ температуры $\theta_1 = \theta_{1\text{нач}}$, $\theta_2 = \theta_{2\text{нач}}$. Следовательно

$$\left. \begin{aligned} \theta_{1\text{нач}} &= c_1 A_1 + c_2 A_2 + \theta_{1y}; \\ \theta_{2\text{нач}} &= c_1 B_1 + c_2 B_2 + \theta_{2y}. \end{aligned} \right\} (29)$$

Положим $\theta_{1\text{нач}} = 0$ и $\theta_{2\text{нач}} = 0$, т.е. рассмотрим несостоявшийся пуск. В этом случае

$$\left. \begin{aligned} c_1 A_1 + c_2 A_2 &= -\theta_{1y}; \\ c_1 B_1 + c_2 B_2 &= -\theta_{2y}. \end{aligned} \right\} (30)$$

Конечные выражения для определения превышений температур:

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 &= c_{11} e^{s_1 t} + c_{12} e^{s_2 t} + \theta_{1y}; \\ \theta_2 &= c_{21} e^{s_1 t} + c_{22} e^{s_2 t} + \theta_{2y}, \end{aligned} \right\} (31)$$

где

$$\left. \begin{aligned} c_{11} &= c_1 A_1; \quad c_{12} = c_2 A_2; \\ c_{21} &= c_1 B_1; \quad c_{22} = c_2 B_2. \end{aligned} \right\} (32)$$

Имея формулы для расчета θ_1 и θ_2 можно анализировать работу термодетектора в переходных режимах.

В работах [2, 3] показано, что при медленно нарастающей тепловой перегрузке двигателя можно выделить две погрешности определения температур:

- погрешность, обусловленная выбором точки установки термодетектора;
- погрешность измерения температуры обмотки термодетектором в месте установки.

При быстро нарастающей перегрузке к этим погрешностям добавляются еще погрешности:

- обусловленная изменением формы поля температур в зависимости от времени;
- обусловленная конечной величиной теплоемкости термодетектора.

Это приводит, в первом случае, к зависимости сопротивлений теплопроводности от времени и, во втором случае, к отставанию роста температуры тер-

детектора от температуры обмотки.

Поскольку характер изменения температур в двигателе согласно [6] зависит от критерия Фурье, следует найти этот критерий. Для этого необходимо определить допустимое время стоянки двигателя под пусковым током согласно (13), а согласно (3) – критерий Фурье. Поскольку коэффициент температуропроводности изоляции и меди и их размеры неравны, необходимо рассматривать критерий Фурье для этих элементов раздельно.

Ранее показано, что начиная с некоторого значения t имеем $Fo > 0,3$, и поле превышения температуры с достаточной точностью описывается первым членом ряда. В этом случае форма поля температуры в теле не зависит от времени, а следовательно, не зависят от времени и внутренние сопротивления теплопроводности. Тогда и проводник, и изоляция, могут быть представлены сосредоточенными телами.

Отставание роста температуры термодетектора от температуры обмотки, как показано выше, зависит от толщины изоляционной прокладки между термодетектором и обмоткой теплопроводности материала этой прокладки и скорости изменения температуры. Согласно ГОСТ 27888-88, данные из которого приведены в таблице, допустимое превышение температуры обмотки в режиме с быстро нарастающей тепловой нагрузкой равно:

$$\theta_{\text{бнн}} = \theta_{\text{н}} + \Delta\theta_{\text{бд}}. \quad (33)$$

Допустимое превышение температуры обмотки в режиме с медленно нарастающей тепловой нагрузкой

$$\theta_{\text{мнн}} = \theta_{\text{н}} + \Delta\theta_{\text{мд}}. \quad (34)$$

На температуру $\theta_{\text{мнн}}$ рассчитано срабатывание термодетектора тепловой защиты.

Разность температур

$$\Delta\theta_{\text{бнн}} = \theta_{\text{бнн}} - \theta_{\text{мнн}} \quad (35)$$

резервируется ГОСТ 27888-88 на компенсацию погрешности термодетектора при быстро нарастающих нагрузках. Ее величина может быть определена из выражения (31):

$$\begin{aligned} \Delta\theta_{\text{бнн}} = \theta_1 - \theta_2 = & c_{11}e^{s_1t} + c_{12}e^{s_2t} + \theta_1 y - \\ & - c_{21}e^{s_1t} - c_{22}e^{s_2t} - \theta_2 y = \theta_1 y - \theta_2 y + \\ & + (c_{11} - c_{21})e^{s_1t} + (c_{12} - c_{22})e^{s_2t}. \end{aligned} \quad (36)$$

ВЫВОДЫ

1. Для исследования характеристик тепловой защиты при быстро изменяющейся тепловой перегрузке предложена тепловая модель, описываемая девятью дифференциальными уравнениями, позволяющая детально анализировать распределение температур элементов двигателя, вызванной как нестандартными и аварийными режимами работы механизма, так и в аварийных режимах в работе двигателя.

2. Для режима работы двигателя с быстро нарастающей тепловой нагрузкой предложена упрощенная модель лобовой части обмотки с термодетектором и дано решение позволяющее определять температуру термодетектора в этом режиме, используя довольно простые расчеты.

3. Определены основные источники погрешности измерения температуры термодетектором в режиме быстро нарастающей тепловой перегрузки. К ним относятся, кроме погрешностей при определении температур термодетектором при медленно нарастающих нагрузках, следующие погрешности:

– погрешность, обусловленная изменением формы поля температур в зависимости от критерия Фурье, приводящая к зависимости сопротивлений теплопроводности от скорости изменения температуры;

– погрешность, обусловленная конечной величиной теплоемкости термодетектора, приводящая к отставанию роста температуры термодетектора от роста температуры обмотки.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Загирняк М.В., Невзлин Б.И., Киричков А.В. Современные тепловые защиты электродвигателей в горных условиях // Вісник Кременчуцького держ. політехнічного ун-ту. – Кременчук: КДПУ, 2005, Вип. 5/2005 (34), ч.2. – С. 10-13
- [2] Киричков А.В., Невзлин Б.И. Определение температуры срабатывания термодетектора. // Вісник Східноукраїнського національного ун-ту ім. В.Даля, 2006.
- [3] Невзлин Б.И., Киричков А.В. О погрешности измерения температуры обмотки статора асинхронного двигателя термодетекторами // Праці Луганського відділення Міжнародної Академії інформатизації. – 2006, № 2 (13). – С. 7-11.
- [4] Кутателадзе С.С. Основы теории теплообмена. – М.: Машгиз, 1962. – 456с.
- [5] Лыков А.В. Теплообмен. – М.: Энергия, 1972. – 560с.
- [6] Теория теплообмена. Под редакцией Леонтьева А.И. – М.: Высшая школа, 1979. – 495с.
- [7] Бурковский А.Н., Ковалев Е.Б., Коробов В.К. Нагрев и охлаждение взрывозащищенных асинхронных двигателей. – М.: Энергия, 1970. – 198с.
- [8] Ковалев Е.Б., Бурковский А.Н., Голянд Б. С. Методика тепловых расчетов взрывонепроницаемых асинхронных двигателей // Электропромышленность. – 1970. – № 1.
- [9] Ковалев Е.Б., Бурковский А.Н. Исследование тепловых сопротивлений электрических машин // Электропромышленность. – 1968. – №342. – С.18-19.
- [10] Зельдович Я. Б. Элементы прикладной математики. – М.: Наука, 1967. – 646с.
- [11] Иванов В.А., Чемоданов К.К., Медведев В.С. Математические основы теории автоматического регулирования. – М.: Высшая школа, 1971. – 807с.
- [12] Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. – М.: Наука, 1972. – 576с.
- [13] Маделунг Э. Математический аппарат физики. – М.: Наука, 1968. – 618с.
- [14] Борисенко А.И., Данько В.Г., Яковлев А.И. Аэродинамика и теплопередача в электрических машинах. – М.: Энергия, 1974. – 560с.

Поступила 29.06.2006

О ТЕРМИЧЕСКОМ ДЕЙСТВИИ ТОКОВ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЙ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ СРЕДНИХ НАПРЯЖЕНИЙ, ЗАЩИЩАЕМЫХ ВАКУУМНЫМИ ВЫКЛЮЧАТЕЛЯМИ

Клименко Б.В., д.т.н., проф., Байда Е.И., к.т.н., доц., Гречко А.М., Боев С.А.
 Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
 Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"
 тел. (057) 707-62-81, e-mail: kbv@kpi.kharkov.ua, baida@kpi.kharkov.ua, grechko@kpi.kharkov.ua.

Проведено аналіз залежності величини інтегралу Джоуля від повного часу розмикання вакуумним вимикачем кола симетричного трифазного КЗ за допомогою чисельного рішення відповідних диференціальних рівнянь. Розроблено математичну модель, яка дозволяє отримати залежність між швидкодією вакуумного вимикача та термічною стійкістю у режимі КЗ струмопроводів. Знайдено оптимальне значення повного часу розмикання контактів вакуумного вимикача з погляду мінімального значення інтегралу Джоуля.

Проведен анализ зависимости величины интеграла Джоуля от полного времени размыкания вакуумным выключателем цепи симметричного трехфазного КЗ путем численного решения соответствующих дифференциальных уравнений. Разработана математическая модель, позволяющая получить зависимость между быстродействием вакуумного выключателя и термической стойкостью в режиме КЗ токопроводов. Найдено оптимальное значение полного времени размыкания контактов вакуумного выключателя с точки зрения минимального значения интеграла Джоуля.

ВВЕДЕНИЕ

Современные электроустановки средних напряжений (6 – 35 кВ) характеризуются большими значениями токов коротких замыканий (КЗ), которые достигают десятков тысяч ампер. Отключающая способность выключателей, защищающих эти цепи, должна соответствовать уровню токов КЗ в этих установках. При этом выбор типа выключателя должен производиться не только с учетом его отключающей способности, но и с учетом его возможностей в части ограничения термического действия тока КЗ на защищаемые выключателем токопроводы. В настоящее время на рынке выключателей средних напряжений доминируют вакуумные выключатели [1]. Это связано не только с высокой отключающей способностью таких выключателей, их высокой надежностью, коммутационной износостойкостью и относительно малыми габаритами, но и с успешным решением тех проблем (в первую очередь, проблемы среза тока, которая порождала появление опасных коммутационных перенапряжений, а также проблемы приваривания контактов), которые ранее ограничивали возможности их применения.

Важной положительной особенностью вакуумных выключателей является их уникальная эффективность дугогашения, которая обеспечивается за счет очень высокой скорости восстановления электрической прочности дугового промежутка после перехода тока через нулевое значение. По данным [1], электрическая прочность межконтактных промежутков вакуумных камер при расстояниях между контактами порядка 10 мм составляет приблизительно (40...50) кВ/мм, причем большие значения соответствуют малым зазорам. При размыкании контактов в вакуумной камере, между ними, вследствие притока паров контактного материала в межконтактный промежуток, возникает электрическая дуга, а после перехода тока через ноль пары металла очень быстро (за время порядка нескольких микросекунд) конденса-

руются на поверхности контактов, в результате чего межконтактный промежуток теряет проводящие свойства. По данным [2], за первые 1...2 мкс восстанавливается приблизительно половина общей диэлектрической прочности, а за 6...8 мкс электрическая прочность восстанавливается полностью. При такой высокой скорости восстановления электрической прочности электрическая дуга гаснет при первом же прохождении тока через ноль и не возникает в течение последующих полупериодов изменения напряжения сети. Благодаря указанным особенностям дугогашения, вакуумные выключатели уменьшают термическое действие тока короткого замыкания на токопроводы по сравнению с другими типами выключателей (воздушные, масляные и элегазовые, в которых дуга горит, как правило, несколько полупериодов) при одном и том же собственном времени размыкания контактов.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Степень термического воздействия тока КЗ на проводники и токопроводы электрических аппаратов определяется значением интеграла Джоуля G :

$$G = \int_0^{t_k} i^2 \cdot dt, \quad (1)$$

где i – мгновенное значение тока КЗ, t_k – время протекания тока КЗ.

Размерность интеграла Джоуля – $A^2 \cdot c = Дж/Ом$. Таким образом, интеграл Джоуля соответствует энергии, которая выделилась бы в резисторе с сопротивлением в 1 Ом, если бы через этот резистор протекал ток короткого замыкания i .

Время протекания тока КЗ складывается из времени реагирования релейной защиты или датчиков выключателя t_3 (время от момента возникновения короткого замыкания до момента выдачи команды на отключение выключателя), собственного времени размыкания выключателя t_c (время от момента выдачи команды на отключение выключателя до момента

размыкания его контактов) и времени гашения электрической дуги t_d (время от момента размыкания контактов выключателя до момента погасания электрических дуг на всех его контактах):

$$t_k = t_3 + t_c + t_d = t_p + t_d, \quad (2)$$

где $t_p = t_3 + t_c$ – полное время размыкания выключателя (время от момента возникновения короткого замыкания до момента размыкания контактов выключателя).

Считается (и, на первый взгляд, вполне обоснованно), что повышение быстродействия выключателя, то есть уменьшение времени t_p , обязательно приводит к уменьшению термического действия тока короткого замыкания на защищаемые выключателем электрические цепи. Как это ни странно может показаться на первый взгляд, при коммутации токов трехфазных КЗ вакуумными выключателями в сетях средних напряжений, в определенных ситуациях, уменьшение времени t_p может приводить к увеличению интеграла Джоуля и наоборот.

Цель работы – анализ зависимости интеграла Джоуля от полного времени размыкания вакуумным выключателем цепи симметричного трехфазного КЗ путем численного решения соответствующих дифференциальных уравнений; разработка математической модели, которая позволит получить зависимость между быстродействием вакуумного выключателя и термической стойкостью в режиме КЗ токопроводов, которые защищаются вакуумными выключателями; нахождение оптимального времени начала размыкания контактов выключателя с точки зрения минимального значения интеграла Джоуля.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

В качестве расчетной схемы рассматривается включение выключателем Q трехфазного источника на короткое замыкание (рис. 1).

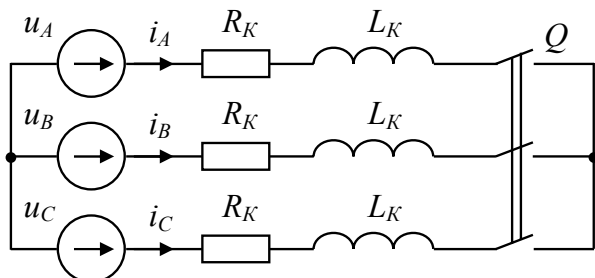


Рис. 1. Расчетная схема цепи симметричного трехфазного короткого замыкания

Напряжения источников представляют собой симметричную трехфазную систему:

$$u_A = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \psi); \quad (3)$$

$$u_B = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \psi + 2 \cdot \pi / 3); \quad (4)$$

$$u_C = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \psi + 4 \cdot \pi / 3), \quad (5)$$

где U_m – амплитуда фазного напряжения, ω – круговая частота изменения напряжения, ψ – фаза момента начала КЗ.

Пассивные параметры цепи короткого замыкания R_k и L_k определялись, исходя из задаваемых действующих значений фазного напряжения U , ожидае-

мого установившегося тока короткого замыкания I и значения коэффициента мощности $\cos \varphi$ цепи КЗ:

$$R_k = (U / I) \cdot \cos \varphi, \quad (6)$$

$$L_k = (U / I) \cdot \left(\sqrt{1 - (\cos \varphi)^2} \right) / \omega, \quad (7)$$

Характер переходных процессов в расчетной схеме зависит не только от параметров цепи, но и от начальных условий, а также от фазы начала короткого замыкания. Один из вариантов переходных процессов при замкнутых контактах выключателя иллюстрируют графики, приведенные на рис. 2.

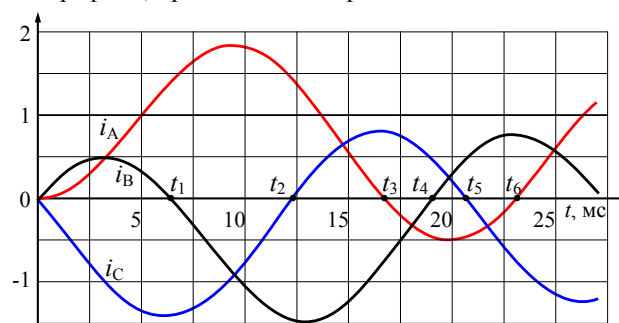


Рис. 2. Графики переходных процессов изменения фазных токов в расчетной цепи (в кратностях к амплитуде установившегося тока КЗ) при нулевых начальных условиях и при $\psi = 0$

Моменты времени t_1, t_2, \dots, t_6 соответствуют моментам перехода через ноль фазных токов при замкнутых контактах выключателя Q . Если же контакты выключателя размыкаются, то после размыкания контактов вид графиков фазных токов претерпевает определенные изменения, характер которых обусловлен особенностями коммутаций цепей средних напряжений в вакууме.

Об одной из этих особенностей уже упоминалось: дуга в вакууме гаснет при первом же переходе тока через ноль и не возникает в течение последующих полупериодов изменения напряжения источника. Другая особенность заключается в том, что вакуумная дуга в цепях средних напряжений практически не влияет на форму кривой тока. Это объясняется тем, что даже при токах десятки тысяч ампер, падение напряжения на вакуумной дуге мало по сравнению с фазным напряжением. По данным, приведенным в [2], при токах 14...25 кА падение напряжения на вакуумной дуге составляет 75...100 В, что не превышает 1,2...1,6% от действующего значения напряжения источника (min 6 кВ). Таким образом, можно считать, что и после размыкания контактов, вплоть до момента перехода тока через ноль в одной из фаз, графики изменения фазных токов практически не претерпят изменений.

АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ

После перехода тока через ноль в одной из фаз, например, в фазе В, схема переходит в однофазный режим (токи в фазах А и С – одинаковы), при этом графики токов в фазах А и С существенно изменятся, и после перехода тока в этих фазах через ноль дуги в соответствующих вакуумных камерах гаснут.

Учитывая указанные выше особенности коммутации в вакууме, можно утверждать, что характер кривых фазных токов практически не зависит от момента размыкания контактов при условии, что полное время размыкания лежит между двумя ближайшими моментами (t_j и t_{j+1}) перехода через ноль фазных токов при замкнутых контактах выключателя Q :

$$t_j < t_p < t_{j+1}, \quad j = 0, 1, 2, \dots \quad (8)$$

Например, если полное время размыкания t_p уменьшить от 12 мс до 7,5 мс, то графики переходных процессов, а следовательно, и интеграл Джоуля не изменятся.

Графики изменения фазных токов, определенные с учетом указанных особенностей коммутаций в расчетной цепи, приведены на рис. 4.

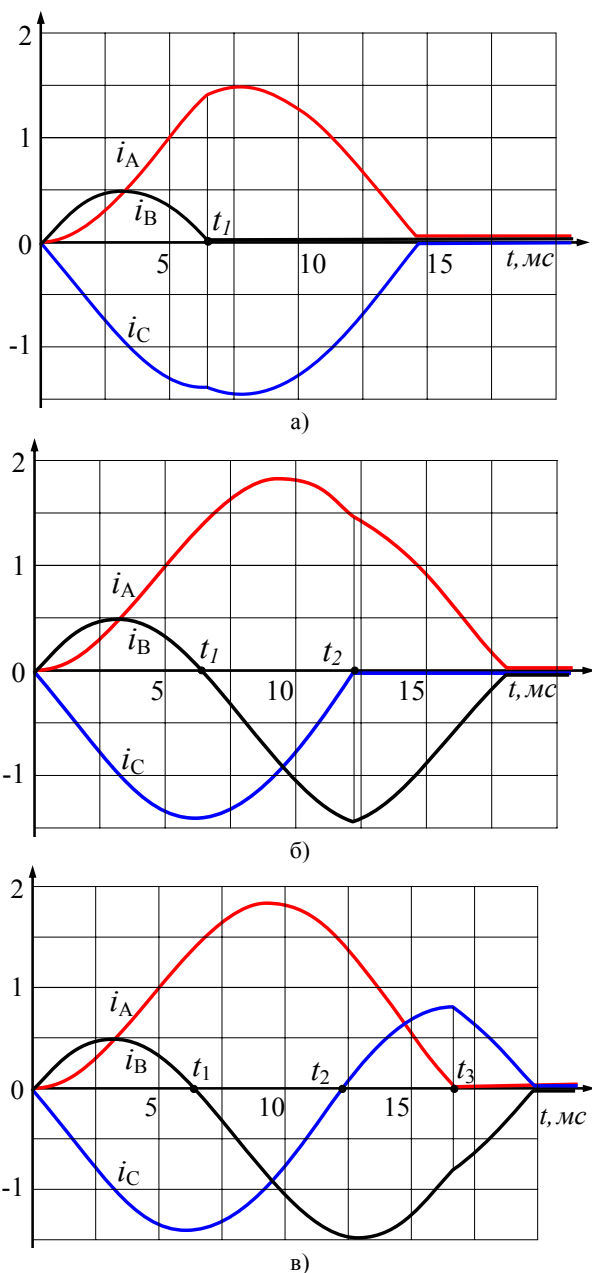


Рис. 4. Графики переходных процессов для различных значений полного времени размыкания контактов: а – $t_p = 0 \dots 7$ мс; б – $7 < t_p < 12$ мс; в – $12 < t_p < 17$ мс

Анализ графиков, приведенных на рис. 4, позволяет сделать очень интересный вывод: уменьшение полного времени размыкания t_p в два раза – от 16 мс до 8 мс, уменьшает полное время отключения всего на 10% – от 20 до 18 мс, а вот максимальное значение интеграла Джоуля в фазах токопровода при этом не только не уменьшается, а даже возрастает. Действительно, результаты расчетов показывают, что, хотя при $12 < t_p < 17$ мс (рис. 4,в) полное время отключения увеличивается, наибольший интеграл Джоуля имеет место не в фазах В и С, через которые ток течет 20 мс, а в фазе А, через которую ток течет только 17 мс. С другой стороны, при $7 < t_p < 12$ мс (рис. 4,б) наибольший интеграл Джоуля имеет место тоже в фазе А, но ток в фазе в этом случае течет дольше – 18 мс, причем до 12 мс токи в фазе А одинаковы в обоих случаях, поэтому, несмотря на более быстрое размыкание контактов, интеграл Джоуля, а значит и тепловое действие тока КЗ на токопроводы, оказываются больше, чем в случае более позднего размыкания контактов (рис. 5).

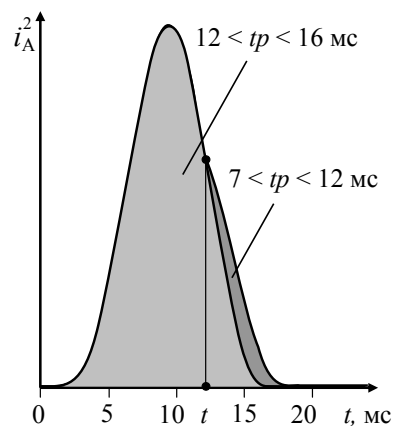


Рис. 5. Подынтегральная функция интеграла Джоуля при различных значениях полного времени размыкания контактов выключателя

На рис. 6–8 представлены зависимости наибольшего (из трех фаз) значения приведенного интеграла Джоуля G^* (интеграла Джоуля, отнесенного к квадрату действующего значения ожидаемого тока короткого замыкания) от полного времени размыкания t_p выключателя при различных значениях коэффициента мощности цепи короткого замыкания $\cos\varphi$.

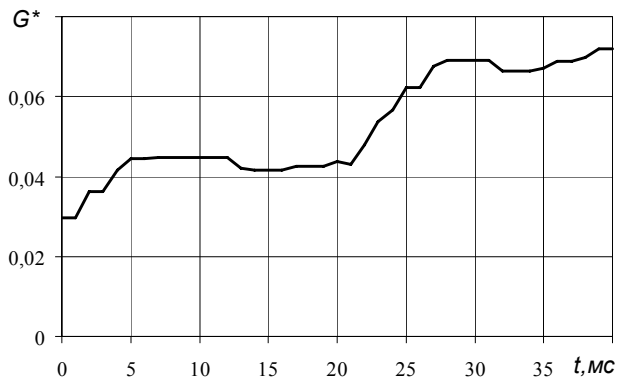


Рис. 6. Наибольшие значения интеграла Джоуля при $\cos\varphi = 0,1$ и $\psi = 0$

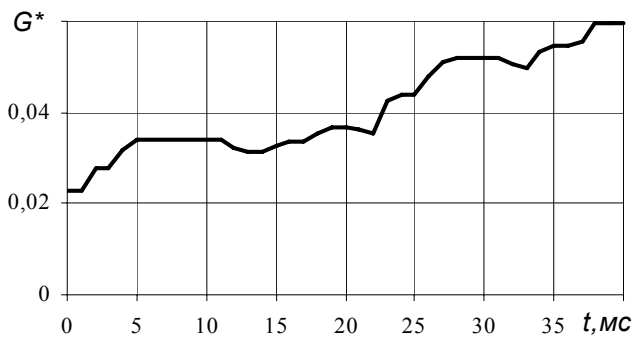


Рис. 7. Наибольшие значения интеграла Джоуля при $\cos\varphi = 0,2$ и $\psi = 0$

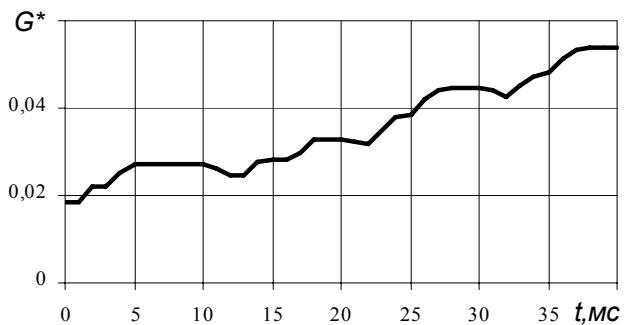


Рис. 8. Наибольшие значения интеграла Джоуля при $\cos\varphi = 0,3$ и $\psi = 0$

Зависимости, приведенные на рис. 6-8, имеют немонотонный, ступенчатый характер, хотя соблюдается общая тенденция возрастания интеграла Джоуля при увеличении полного времени размыкания t_p .

Ступенчатый характер этой зависимости наблюдается и при других начальных фазах короткого замыкания. Расчеты интегралов Джоуля при $\psi = \pi / 4$, $\psi = \pi / 2$ и $\psi = 3 \cdot \pi / 4$ дали возможность построить огибающую наибольших значений интеграла Джоуля при $\cos\varphi=0,1$ и различных начальных фазах ψ (рис. 9).

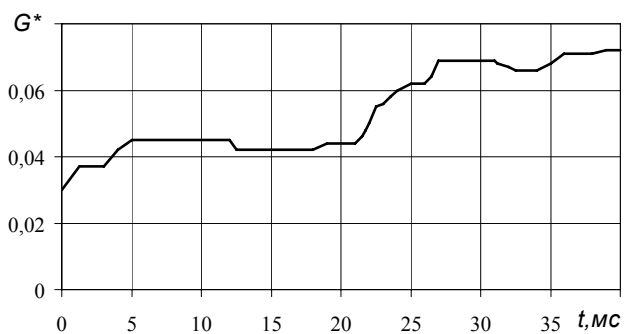


Рис. 9. Огибающая кривая наибольших значений интеграла Джоуля при $\cos\varphi = 0,1$ и различных начальных фазах

Аналогичные расчеты были проведены и для других значений коэффициента мощности цепи короткого замыкания, равных 0,2 и 0,3. Характер зависимостей остался неизменным (немонотонным, ступенчатым), однако, значения интеграла Джоуля в этих случаях получались существенно меньшими, чем в цепи с $\cos\varphi = 0,1$.

Важной особенностью зависимости, приведенной на рис. 9, является наличие достаточно протяженных практически горизонтальных участков, по-

этому, если, например, полное время размыкания выключателя составляет 40 мс, то нет никакого смысла в уменьшении полного времени размыкания до 25 мс, а вот уменьшение полного времени размыкания до 20 мс приводит примерно к полуторакратному уменьшению интеграла Джоуля. Дальнейшее уменьшение полного времени отключения лишено смысла, поскольку это не приведет к уменьшению термического действия тока КЗ на токопроводы.

ВЫВОДЫ

1. В данной работе проведен анализ зависимости величины интеграла Джоуля от полного времени размыкания вакуумным выключателем цепи симметричного трехфазного КЗ путем численного решения соответствующих дифференциальных уравнений.

2. Разработана математическая модель, которая позволяет получить зависимость между быстродействием вакуумного выключателя и термической стойкостью в режиме КЗ токопроводов, которые защищаются вакуумными выключателями.

3. Для вакуумных выключателей, осуществляющих коммутации в цепях средних напряжений, найдено оптимальное значение полного времени размыкания контактов выключателя с точки зрения минимального значения интеграла Джоуля, которое составляет приблизительно 22 мс.

4. Уменьшение полного времени размыкания ниже данного значения требует достаточно затратных технических решений, однако, не приводит к уменьшению термического действия токов КЗ на токопроводы. Такое время отключения можно получить только в относительно дорогостоящих выключателях с электромагнитным приводом и микропроцессорным управлением, однако, выигрыш – повышение эффективности защиты от токов КЗ – очевиден.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Евдокунин Г.А., Тилер Г. Современная вакуумная коммутационная техника для сетей среднего напряжения. – СПб: Издательство Сизова М.П., 2000. – 114 с., с илл.
- [2] Раховский В.И. Физические основы коммутации электрического тока в вакууме. – М.: Наука, 1971.

Поступила 11.11.2006

КОНТРОЛЬ ЧЕТЫРЕХ ПАРАМЕТРОВ ФЕРРОМАГНИТНЫХ ИЗДЕЛИЙ НА ОДНОЙ ЧАСТОТЕ ЗОНДИРУЮЩЕГО ПРОДОЛЬНОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ ТВД

Себко В.В., канд. техн. наук, доцент каф. ХТПЭ НТУ "ХПИ"

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ",

кафедра "Химическая техника и промышленная экология"

тел. (0572) 70-76-380, факс (0572) 70-76-602, e-mail: sebko@kpi.kharkov.ua

Розглянуто вихрострумівий метод безконтактного спільного визначення геометричних, магнітних, електричних параметрів та температури циліндричного виробу. При цьому всі дослідження проводились тільки на одній частоті зондуючого повздовжнього магнітного поля, що відповідає максимальному значенню фазового кута сумарної ЕРС трансформаторного вихрострумівого датчика ТВД та із урахуванням нагріву циліндричного ферромагнітного виробу.

Рассмотрен вихретоковый метод бесконтактного совместного определения геометрических, магнитных, электрических параметров и температуры цилиндрического изделия. При этом все исследования проводились только на одной частоте зондирующего продольного магнитного поля, которая соответствует максимальному значению фазового угла суммарной ЭДС трансформаторного вихретокового датчика ТВД и с учетом нагрева цилиндрического ферромагнитного изделия.

1. ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день особое значение приобретает развитие вихретоковых методов для совместного определения сразу нескольких параметров ферромагнитных изделий. В современной практике электромагнитных измерений известны двухпараметровые методы и реализующие их устройства для совместного определения магнитной проницаемости μ_r и удельной электрической проводимости σ в продольных магнитных полях, а также трёхпараметровые электромагнитные методы для совместного определения радиуса a и электромагнитных параметров изделий различных конфигураций [2-10]. В работах [2-6] рассмотрены возможности совместного определения двух и трех параметров плоских и цилиндрических ферромагнитных изделий, основанные на зондировании их однородным магнитным полем одной определённой частоты, которая соответствует экстремальному значению какого-либо параметра сигнала преобразователя. Так, например, в работах [4, 5, 6] рассмотрены методы совместного определения μ_r , σ и a плоских изделий, основанные на определении максимального значения фазового угла результирующей ЭДС трансформаторного вихретокового датчика ТВД, а также методы, основанные на экстремуме мнимой части ЭДС E_S для определения μ_r и σ .

В работах [2, 3] получены функции преобразования, на основе которых реализуются электромагнитный метод для определения μ_r , σ и a цилиндрического изделия, также основанный на достижении экстремума фазового угла суммарной ЭДС преобразователя. Общим недостатком всех этих методов является то, что они не учитывают температуру, при которой измерялись параметры цилиндрического изделия, что

приводит к возникновению погрешности определения параметров μ_r и σ порядка 30%.

В последнее время появились работы в которых описаны двухпараметровые методы реализуемые на базе параметрического вихретокового датчика ПВД. Это амплитудный, фазовый и переменнo-частотный методы, которые позволяют контролировать электрический параметр ρ и температуру t немагнитных цилиндрических изделий [7]. Общим недостатком этих методов является то, что они используют только одну функцию преобразования и позволяют определить ограниченное число параметров, только ρ и t немагнитных изделий. Существует так же трёхпараметровый метод [8] на базе ПВД, который позволяет контролировать μ_r , σ и t ферромагнитных изделий, но в данном случае совсем не рассматриваются геометрические параметры образцов.

В связи с этим, для повышения точности и эффективности контроля электромагнитных параметров цилиндрических изделий возникает необходимость развития и совершенствования многопараметровых методов для определения геометрических параметров изделий, относительной магнитной проницаемости μ_r , удельной электрической проводимости σ_r и температуры t ферромагнитных цилиндрических изделий на базе ТВД.

2. ИССЛЕДОВАНИЕ ЧЕТЫРЁХПАРАМЕТРОВОГО ВИХРЕТОКОВОГО МЕТОДА

Целью работы является исследование четырёхпараметрового бесконтактного вихретокового метода, использующего продольное магнитное поле и определение электромагнитных параметров с учетом температуры, при которой они были найдены. Основной задачей работы является усовершенствование суще-

ствующего трёхпараметрового метода на базе ТВД [2, 3]. На рис. 1 приведена схема включения ТВД для определения a , μ_r , σ и t ферромагнитного цилиндрического изделия с учетом результатов работ [2, 3]. В самой схеме используются нагреватель, внутри которого помещается изделие и контрольные устройства для определения температуры ПТ (платиновые терморезисторы) [1]. В работах [2, 3] приведена векторная диаграмма распределения магнитных потоков и ЭДС ТВД для изделий различных конфигураций. На рис. 2 дана векторная диаграмма ЭДС и фазовых углов ТВД, при этом пунктиром показан общий случай положения векторов E'_1 , E'_2 , E'_Σ , а сплошными линиями обозначены векторы E_{1t} , E_{2t} и $E_{\Sigma t}$ при изменении температуры в результате нагрева изделия. Следует отметить, что величины $E_{\Sigma t}$, E_{2t} и E_0 являются нормированными на коэффициент $1/E_0$ [2, 3].

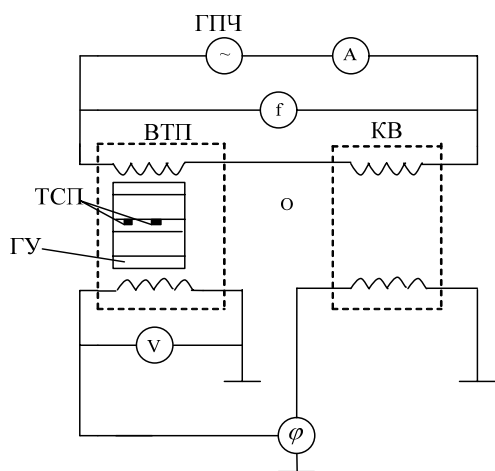


Рис. 1. Схема ТВД для совместного измерения четырёх параметров цилиндрических изделий: ГПЧ – генератор переменной частоты; А – амперметр; Ф – частотомер; ВТП – вихретоковый преобразователь; КВ – катушка взаимной индуктивности; О – образец; V – вольтметр; φ – фазометр; ГУ – греющее устройство; ПТ – платиновый терморезистор

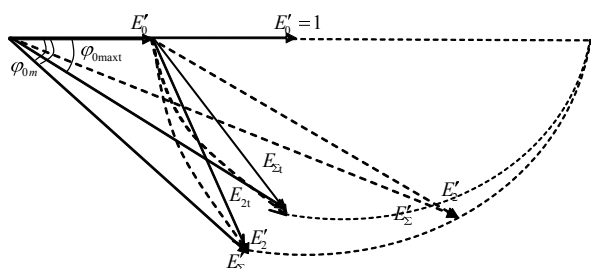


Рис. 2. Векторная диаграмма нормированных ЭДС и их фазовых углов при наличии и отсутствии температуры изделия, помещенного в экстремальный ТВД

При этом E'_Σ и $E_{\Sigma t}$ являются касательными к своим годографам. Из векторной диаграммы видно, что в результате нагрева изделия, с ростом темпера-

туры ЭДС $E_{\Sigma t}$ больше, чем ЭДС E'_Σ а фазовый угол $\varphi_{0max t}$ меньше, чем φ_{0max} .

За счет воздушного зазора между ферромагнитным изделием и измерительной обмоткой датчика при конкретной частоте фазовый угол между $E_{\Sigma t}$ и E_0 достигнет экстремума [2-4]. Следует отметить, что все величины φ_{0max} , K , $\text{Im}K$, $\text{Re}K$, x являются зависимыми от температуры (в схеме предусмотрено греющее устройство) и поэтому в дальнейшем все эти и измеряемые величины E_{Σ} , φ_{0max} будут использованы с индексом t , что означает их определение при конкретной температуре и следовательно, при нагреве изделия они отличаются от величин, рассмотренных в работах [2-4].

Таким образом, суть четырехпараметрового бесконтактного метода состоит в том, что путем изменения частоты продольного магнитного поля достигают максимума фазового угла, который также зависит от температуры, при этом с учетом [2, 3] должно выполняться условие

$$\text{tg}\varphi_{0max t} = \frac{d \text{Im}(\dot{K}_t)}{d \text{Re}(\dot{K}_t)}, \quad (1)$$

где $\text{Im}(\dot{K}_t)$ и $\text{Re}(\dot{K}_t)$ мнимая и реальная части параметра \dot{K} [2, 3] в данном случае используются с учетом температуры. Угол $\varphi_{0max t}$ регистрируется с помощью фазометра (см. схему рис.1). Затем при экстремуме фазового угла и при нагреве изделия, измеряются две величины $E_{\Sigma t}$, E_0 . Воспользовавшись зависимостью $\varphi_{0max} = f(x)$ с учетом [2, 3] определяем значение параметра x_t , а затем, используя табличные данные полученные в работах [2, 3], определяем величины \dot{K}_t , $\text{Im}(\dot{K}_t)$ и $\text{Re}(\dot{K}_t)$ с учетом температуры. После этого совместно определяют четыре параметра цилиндрического ферромагнитного изделия μ_{rt} , a , σ_t и t .

$$\mu_{rt} = E_{\Sigma t} \cdot \sin(\varphi_{0max t}) / [E_{\Sigma t} \cdot (K_t \cdot \cos \varphi_t \cdot \sin(\varphi_{0max t}) - K_t \cdot \sin \varphi_t \cdot \cos(\varphi_{0max t}) + E_0 \cdot K_t \cdot \sin \varphi_t)]. \quad (2)$$

Радиус изделия a с учетом [2, 3] определяется по формуле

$$a = a_n \sqrt{\frac{E_{\Sigma t}}{E_0} \cdot \text{tg}\varphi_t \cdot \sin(\varphi_{0max t}) - \cos(\varphi_{0max t}) + 1}. \quad (3)$$

Величину σ_t , с учетом температуры находят по формуле

$$\sigma_t = \frac{x_t^2 \cdot K_t \cdot \sin \varphi_t \cdot E_0}{a_n^2 \cdot \mu_0 \cdot \omega_t \cdot E_{\Sigma t}}. \quad (4)$$

Отсюда запишем выражение для определения удельного электрического сопротивления ρ_t .

$$\rho_t = \frac{a_n^2 \cdot \mu_0 \cdot \omega_t \cdot E_{\Sigma t}}{x_t^2 \cdot K_t \cdot \sin \varphi_t \cdot E_0}. \quad (5)$$

Для определения температуры при реализации данного четырехпараметрового метода запишем известную формулу [1, 7-9]

$$\frac{\rho}{\rho_1} - 1 = \frac{\alpha t}{1 + \alpha t_1} \cdot \rho - \frac{\alpha t_1}{1 + \alpha t_1}. \quad (6)$$

Воспользовавшись формулами (5) и (6) получим формулу для определения температуры t изделия, при которой измерялись μ_t и σ_t , исследуя бесконтактный вихретоковый четырехпараметровый метод

$$t = \frac{1 + \alpha t_1}{\alpha} \cdot \left(\frac{a_n^2 \cdot \mu_0 \cdot \omega_t \cdot \sin(\varphi_{0 \max t}) \cdot E_{\Sigma t}}{x_t^2 \cdot K_t \cdot \sin \varphi_t \cdot \rho_1 \cdot E_0} - 1 \right) + t_1. \quad (7)$$

3. ВЫВОДЫ

Таким образом, рассмотрен бесконтактный четырехпараметровый вихретоковый метод, основанный на максимуме фазового угла суммарной ЭДС ТВД, который дает возможность одновременно определить a , μ_t , σ_t и t цилиндрического ферромагнитного изделия. Этот метод может использоваться не только при разбраковке марок цилиндрических изделий, но и при исследовании режимов термических обработок изделий различных конфигураций. При автоматизации процесса измерения рассмотренный метод дает возможность определить сразу четыре параметра одновременно, например, в случае использования четырех решающих устройств, работающих в параллельных циклах. Отмечено, что при реализации описанного метода параметры μ_t и σ_t определяются с учетом температуры при которой они измерялись, получена формула для определения t в исследуемом бесконтактном вихретоковом четырехпараметровом методе.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Спектор С.А. Электрические измерения физических величин. – Л.: Энергоатомиздат, 1987 – 320С.
- [2] Во Хоай Тхань. Трёхпараметровый трансформаторный электромагнитный преобразователь.- Весник ХГПУ.- Вып. 37.- 1999.- С. 64-66.
- [3] Себко В.П., Во Хоай Тхань. Определение метрологических характеристик электромагнитного преобразователя.- Український метрологічний журнал.-Вып.- 4.- 1999.- С. 20-22.
- [4] Себко В.П., Кириченко Р.И. Электромагнитный метод определения двух параметров плоского изделия на основе экстремума фазового угла преобразователя. Наукові праці III Міжнародної науково-технічної конференції "Метрологія та вимірювальна техніка" (Метрологія - 2002), Харків, 2002, т.1, С. 201-205.
- [5] Себко В.П., Шади О.Ю. Отман. Экстремальный трёхпараметровый вихретоковый преобразователь с плоским проводящим изделием. Тези доповідей 2-ої науково-технічної конференції "Приладобудування 2003", Київ 2003, 167 с..
- [6] Себко В.П., Львов С.Г., Шади О.Ю. Отман. Трёхпараметровый электромагнитный преобразователь с плоским изделием на основе максимальной фазы суммарной ЭДС. – Технічна електродинаміка: Київ, – 2003, – С. 117-120.
- [7] Себко В.П., Горкунов Б.М., Котуза А.И. Параметрический электромагнитный преобразователь температуры

// Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье: Сборники научных трудов ХГПУ. Вып. 6. ч. 2. – Харьков: ХГПУ, 1998. – С. 301-303.

- [8] Горкунов Б.М., Котуза А.И. Многофункциональный электромагнитный преобразователь для контроля физических параметров изделий // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск: Моделювання електронних, енергетичних та технологічних систем. – К: Інститут електродинаміки. – 1999. – ч.2. – С. 85-88.
- [9] Себко В.П., Багмет О.Л. Повышение точности измерений температуры цилиндрических изделий электромагнитным преобразователем. Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический институт", Харьков: НТУ "ХПИ", 2003, т.1, №1, С. 28-31.
- [10] Себко В.В. Многофункциональное вихретоковое устройство для совместного измерения радиуса, магнитной проницаемости, удельного электрического сопротивления и температуры цилиндрического проводящего изделия // Технічна електродинаміка. – Київ : Ін-т електродинаміки НАНУ. – 2002. - Тем. випуск , ч.3. – С. 101-104.

Поступила 21.09.2006

А-МОДЕЛЬ ТУРБОГЕНЕРАТОРА У ФАЗНИХ КООРДИНАТАХ СТРУМІВ

Чабан А., к.т.н.

Нац.ун-т "Львівська політехніка", каф. Електропостачання промислових підприємств, міст і с/г
Україна, 79013, вул. С. Бандери, 12

Запропоновано математичну модель турбогенератора у фазних координатах струмів. Диференціальні рівняння стану електромеханічної системи представлені в нормальній формі Коші. Застосування фазної системи дає змогу врухування будь-яких видів несиметрії зі сторони статора.

Предложено математическую модель турбогенератора в фазной системе координат токов. Дифференциальные уравнения состояния электромеханической системы представлены в нормальной форме Коши. Использование фазной системы координат позволяет учитывать любые виды несимметрии со стороны статора.

Майже дев'яносто відсотків усієї електричної енергії, що виробляється в світі отримано шляхом перетворення її з механічної за допомогою турбогенераторів. На електричних станціях невеликої потужності декілька генераторів через збірні шини з'єднані з навантаженням. Особливо такі схеми є актуальними для автономних електроенергетичних систем. Наприклад атомні підводні човни, міні ТЕЦ, міні ТЕС тощо. Дану електромашинну систему можна розглядати як електричний вузол навантаження. Обчислення значень напруги у вузлі в усталених процесах ніяких труднощів не становить, така методика давно розроблена, натомість обчислення напруги у вузлі в перехідних процесах є досить складною задачею.

Для знаходження напруги у вузлі електричного навантаження необхідно оперувати похідними від струмів елементів вузла [3], а це вимагає представлення математичних моделей турбогенераторів диференціальними рівняннями стану в координатах струмів. У цій роботі пропонується коло-польова математична модель турбогенератора, рівняння стану якої представлені в координатах струмів статора і ротора. Диференціальні рівняння статора записані на підставі теорії електромагнітних кіл, а ротора – на підставі теорії електромагнітного поля для вектор-потенціалу. Пазова та зубцева зони поперечного перерізу ротора еквівалентуються нелінійним анізотропним середовищем [1, 2].

Загальну систему нелінійних рівнянь електромагнітного стану генератора доповнено рівняннями механічного стану, а саме: рівняннями Лагранжа другого роду, причому тіло ротора вважається абсолютно жорстким.

Статор генератора описано звичайними диференціальними рівняннями, а ротор – диференціальними рівняннями з частинними похідними. Інтегрування рівнянь стану здійснюється в часовій області, шляхом просторової дискретизації рівнянь з частинними похідними. Оскільки просторова область інтегрування рівнянь з частинними похідними є у формі правильного циліндра (розточка ротора), то просторову дискретизацію доцільно здійснювати за методом прямих, а просторово-часову за методом скінчених різниць.

Вихідна система диференціальних рівнянь електромеханічного стану записана в нормальній формі Коші, що спрощує процедуру їхнього подальшого

інтегрування як явними, так і неявними методами чисельного інтегрування.

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ГЕНЕРАТОРА

Диференціальні рівняння турбогенератора, який працює на несиметричне навантаження виглядають так [1, 2, 3]:

$$\frac{d\Psi_S}{dt} = u_S - R_S \cdot i_S; \quad \frac{d\Psi_f}{dt} = u_f - R_f \cdot i_f; \quad (1)$$

$$u_{SA} + u_{SB} + u_{SC} \neq 0; \quad i_{SA} + i_{SB} + i_{SC} = 0; \quad (2)$$

$$R_S = \begin{bmatrix} 2R_{SA} + R_{SC} & R_{SC} - R_{SB} \\ R_{SC} - R_{SA} & 2R_{SB} + R_{SC} \end{bmatrix}; \quad (3)$$

$$u_S = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2u_{SA} - u_{SB} - u_{SC} \\ 2u_{SB} - u_{SA} - u_{SC} \end{bmatrix}; \quad \Psi_{SA} + \Psi_{SB} + \Psi_{SC} \neq 0; \quad (4)$$

$$\Psi_{SA} + \Psi_{SB} + \Psi_{SC} \equiv 0; \quad i_{SA} + i_{SB} + i_{SC} = 0, \quad (5)$$

де Ψ_S - вектор-стовпець повних потокозчеплень статора; u_S - вектор-стовпець фазних напруг статора; i_S - вектор-стовпець струмів статора; A, B, C - індекси приналежності до відповідних фаз статора, R_S - матриця резистивних опорів обмотки статора. З індексами f - аналогічні величини ротора.

Вектор-стовпці повних потокозчеплень генератора запишемо так [1]:

$$\Psi_S = L_S \cdot i_S + \Psi_S; \quad \Psi_f = L_f \cdot i_f + \Psi_f, \quad (6)$$

Звідки отримаємо:

$$i_S = \alpha_S \cdot (\Psi_S - \Psi_S); \quad i_f = \alpha_f \cdot (\Psi_f - \Psi_f), \quad (7)$$

де α_S та α_f - діагональні матриці обернених індуктивностей розсіяння обмоток статора й ротора, відповідно, Ψ_S та Ψ_f - вектор-стовпці основних потокозчеплень обмоток статора й ротора, відповідно.

Продиференціюємо за часом (7) та розв'яжемо сумісно з (1), отримаємо:

$$\frac{di_S}{dt} = \alpha_S \cdot \left(u_S - R_S \cdot i_S - \frac{d\Psi_S}{dt} \right); \quad (8)$$

$$\frac{di_f}{dt} = \alpha_f \cdot \left(u_f - R_f \cdot i_f - \frac{d\Psi_f}{dt} \right). \quad (9)$$

Основні потокозчеплення фаз статора й ротора отримуємо за проєкціями просторового розподілу

радіального компонента вектора магнітної індукції на поверхні ротора на геометричні осі відповідних фаз статора [1]:

$$\Psi_{SA} = c \cdot \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} B_r(R, \alpha) \cdot \cos(\alpha + \gamma) \cdot d\alpha; \quad (10)$$

$$\Psi_{SB} = c \cdot \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} B_r(R, \alpha) \cdot \cos\left(\alpha + \gamma - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \cdot d\alpha; \quad (11)$$

$$\Psi_f = c_f \cdot \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} B_r(R, \alpha) \cdot \cos \alpha \cdot d\alpha, \quad (12)$$

де $c = \frac{4 \cdot l \cdot \tau \cdot w_S}{\pi^2}$; $c_f = \frac{4 \cdot l \cdot \tau \cdot w_f}{\pi^2}$ – постійні коефіцієнти машини, l – довжина розтки статора, τ – полюсне ділення, w_S , w_f – кількість витків статора й ротора, відповідно; R – радіус розтки ротора; γ – кут повороту ротора.

Ураховуючи перший вираз у (5), отримаємо:

$$\Psi_{SC} = -\Psi_{SA} - \Psi_{SB}, \quad (13)$$

Радіальний – $B_r(R, \alpha)$ та кутовий $B_\alpha(r, \alpha)$ – компоненти вектора магнітної індукції знаходимо за значеннями векторного потенціалу електромагнітного поля в поперечному перерізі масиву ротора. Запишемо ці рівняння в циліндричній системі координат [1]

$$B_r(r, \alpha) = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A}{\partial \alpha}; \quad B_\alpha(r, \alpha) = -\frac{\partial A}{\partial r}, \quad (14)$$

де A – аксіальний компонент вектор-потенціалу електромагнітного поля.

Продиференціювавши за часом (10)-(13) та вважаючи, що область інтегрування за кутовою координатою не залежить від часу, отримаємо:

$$\frac{d\Psi_{SA}}{dt} = c \cdot \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{dB_r(R, \alpha)}{dt} \cdot \cos(\alpha + \gamma) - \omega \cdot B_r(R, \alpha) \cdot \sin(\alpha + \gamma) \right) \cdot d\alpha, \quad (15)$$

$$\frac{d\Psi_{SB}}{dt} = c \cdot \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{dB_r(R, \alpha)}{dt} \cdot \cos\left(\alpha + \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) - \omega \cdot B_r(R, \alpha) \cdot \sin\left(\alpha + \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \cdot d\alpha; \quad (16)$$

$$\frac{d\Psi_f}{dt} = c_f \cdot \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{dB_r(R, \alpha)}{dt} \cdot \cos \alpha \right) \cdot d\alpha, \quad (17)$$

$$\frac{d\Psi_{SC}}{dt} = -\frac{d\Psi_{SA}}{dt} - \frac{d\Psi_{SB}}{dt}. \quad (18)$$

Рівняння вектор-потенціалу електромагнітного поля в роторі, виходячи з принципу Гамільтона-Остроградського з урахуванням дисипації, виглядає так [5]:

$$E \cdot \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} + \Gamma \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -(\nabla \times (\mathbf{N} \cdot \nabla \times \vec{A})), \quad (19)$$

де E, Γ, \mathbf{N} – діагональні матриці діелектричних проникностей, питомих провідностей та магнітних релаксацій, відповідно. Значимо, що в системі відсутні струми зміщення. Тоді, розкривши праву частину, за умови наявності лише одного компонента вектор-потенціалу (аксіального), направленого вздовж протікання струму в обмотці ротора, рівняння (19) запишемо в скалярній формі, використовуючи циліндричну систему координат

$$\frac{\partial A}{\partial t} = \frac{1}{\gamma_E} \cdot \left(v_\alpha \cdot \frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{v_r}{r^2} \cdot \frac{\partial^2 A}{\partial \alpha^2} + \left(\frac{\partial v_\alpha}{\partial r} + \frac{v_\alpha}{r} \right) \cdot \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial v_r}{\partial \alpha} \cdot \frac{\partial A}{\partial \alpha} \right), \quad (20)$$

де v_α, v_r – кутовий та радіальний компоненти магнітної релаксації тіла ротора, відповідно, γ_E – еквівалентна питома електропровідність в тілі ротора. (Вирази для знаходження вказаних функцій представлені в [1, 2]). Рівняння (20) репрезентує відоме рівняння Ейлера (рівняння екстремалей) стосовно вектор-потенціалу електромагнітного поля в роторі турбогенератора відносно узагальненої координати

$$q(r, \alpha, t) \equiv A(r, \alpha, t). \quad (21)$$

Значимо, що (19) отримане для лінійного середовища. Нажаль для нелінійного середовища такі рівняння отримати досить важко, із-за складності процедури пошуку варіації функціоналу дії за Гамільтоном-Остроградським. Тому (20) для нелінійного середовища можна отримати безпосередньо з рівнянь Максвелла.

Продиференціюємо за часом перший вираз у (14), замінимо порядок диференціювання, а також урахуємо умову (21)

$$\frac{dB_r(R, \alpha)}{dt} = \frac{1}{R} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \frac{\partial A}{\partial \alpha} = \frac{1}{R} \cdot \frac{\partial}{\partial \alpha} \cdot \frac{dA}{dt} = \frac{1}{R} \cdot \frac{\partial}{\partial \alpha} \cdot \frac{\partial A}{\partial t} \quad (22)$$

Розрахунок крайових умов для (20) детально описано в [1, 2]. Крайові умови для (22) знаходимо виходячи із симетрії вектор-потенціалу електромагнітного поля відносно осі ротора [1], диференціюючи згадану умову за часом

$$\frac{\partial A(R, \alpha)}{\partial t} \Big|_{\alpha=-\pi/2} = -\frac{\partial A(R, \alpha)}{\partial t} \Big|_{\alpha=\pi/2}. \quad (23)$$

Просторова дискретизація для (20) виглядає так [1]:

$$\frac{dA_{(i,k)}}{dt} = a_{(i,k)} \cdot A_{(i-1,k)} + b_{(i,k)} \cdot A_{(i+1,k)} + c_{(i,k)} \cdot A_{(i,k-1)} + d_{(i,k)} \cdot A_{(i,k+1)} + g_{(i,k)} \cdot A_{(i,k)}, \quad (24)$$

де $a_{(i,k)}, b_{(i,k)}, c_{(i,k)}, d_{(i,k)}, g_{(i,k)}$ – коефіцієнти дискретизації, i – номер вузла дискретизації тіла ротора за радіальним компонентом, k – номер вузла дискретизації

зації тіла ротора за кутовим компонентом, $\Delta\alpha$ – крок дискретизації за кутовою координатою. Просторову дискретизацію (22) здійснимо за методом прямих

$$\frac{dB_r(R, k)}{dt} = \frac{1}{2 \cdot R \cdot \Delta\alpha} \cdot \left(\frac{dA_{(R, k+1)}}{dt} - \frac{dA_{(R, k-1)}}{dt} \right). \quad (25)$$

Значення цієї похідної на кожному дискретному кроці за координатою α підставляємо в (15)-(17).

На межі двох середовищ (еквівалентована зубцева зона поперечного перерізу ротора – поковка ротора [1, 2]) диференціальні рівняння електромагнітного поля застосувати неправомірно. Тому в таких вузлах просторової сітки значення вектор-потенціалу знаходимо з рівнянь стаціонарного зв'язку, виходячи з неперервності відповідних компонентів векторів електромагнітного поля: у напрямках за радіальною координатою рівності кутових компонентів векторів напруженості магнітного поля, а за кутовою – рівності радіальних компонентів векторів напруженості магнітного поля. Ураховуючи сказане, запишемо

$$H_{\alpha 1} = H_{\alpha 2} \text{ – у радіальному напрямку,}$$

$$H_{r 1} = H_{r 2} \text{ – у кутовому напрямку.}$$

Тоді, на підставі виразів: $H = v \cdot B$ та (14), рівняння вектор-потенціалу на межі двох середовищ запишемо так:

$$A_{\alpha}^* = \frac{A_{\alpha 1} \cdot v_{\alpha 1} + A_{\alpha 2} \cdot v_{\alpha 2}}{v_{\alpha 1} + v_{\alpha 2}}; A_r^* = \frac{A_{r 1} \cdot v_{r 1} + A_{r 2} \cdot v_{r 2}}{v_{r 1} + v_{r 2}}, \quad (26)$$

де $A_{\alpha 1}, A_{r 1}$ – значення кутового та радіального компонентів вектор-потенціалу в зоні феромагнетика (поковка ротора), $A_{\alpha 2}, A_{r 2}$ – значення кутового та радіального компонентів вектор-потенціалу в еквівалентованій зоні, A_{α}^*, A_r^* – значення кутового та радіального компонентів вектор-потенціалу на межі двох середовищ.

Вираз для знаходження електромагнітного моменту турбогенератора виглядає так [2]:

$$M_{EM} = \sqrt{3} \cdot p_0 \cdot (\psi_{SA} \cdot i_{SB} - \psi_{SB} \cdot i_{SA}), \quad (27)$$

де p_0 – число пар полюсів генератора.

Доповнимо систему рівнянь електромагнітного стану рівняннями механічного стану, які записані на підставі рівняння Лагранжа другого роду за умови абсолютно жорсткого валопроводу турбоагрегату

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{J_{\Sigma}}{p_0} (M_T - M_E); \frac{d\gamma}{dt} = \omega, \quad (28)$$

де ω – швидкість обертання ротора; J_{Σ} – сумарний момент інерції валопроводу турбоагрегату; M_T – рушійний момент турбіни.

Тепер сумісному інтегруванню підлягає система диференціальних рівнянь (8), (9), (24), (28) за умови (3)-(5), (10)-(12), (15)-(18), (25)-(27).

РЕЗУЛЬТАТИ КОМП'ЮТЕРНОЇ СИМУЛЯЦІЇ

Комп'ютерна симуляція здійснюється для модельного синхронного турбогенератора [5] з такими паспортними даними: $P_H = 165$ МВт, $\cos\varphi_H = 0,85$, $U_H = 18$ кВ, $p_0 = 1$. Ротор турбогенератора вважається

розігнаним до синхронної швидкості. У момент часу $t = 0$ с до обмотки збудження генератора підключалась напруга, що становила 80% від номінальної. Після досягнення номінальної напруги на виводах якоря, до генератора підключалось навантаження ($t = 4$ с), одночасно обмотка збудження генератора включалась на номінальну напругу. За досягнення усталеного процесу, стосовно генератора здійснювався режим симетричного трифазного короткого замикання ($t = 8$ с). У момент КЗ генератор був відімкненим від турбіни (фізично це можна трактувати як миттєве обрізання болтів муфтового з'єднання). Незначимо, що до досягнення КЗ електромагнітний момент турбогенератора був чисельно рівним моменту турбіни.

Просторова дискретизація рівняння електромагнітного поля (20) здійснювалась так: за радіальним компонентом – 25 вузлів, а за кутовим – 36. Порядок системи є досить високим (понад вісімсот дискретизованих та звичайних диференціальних рівнянь), причому ці рівняння є нежорсткими [1]. Ураховуючи цей факт, інтегрування рівнянь стану здійснюється явним методом Ейлера. Результати комп'ютерної симуляції наочно відтворенні на рисунках.

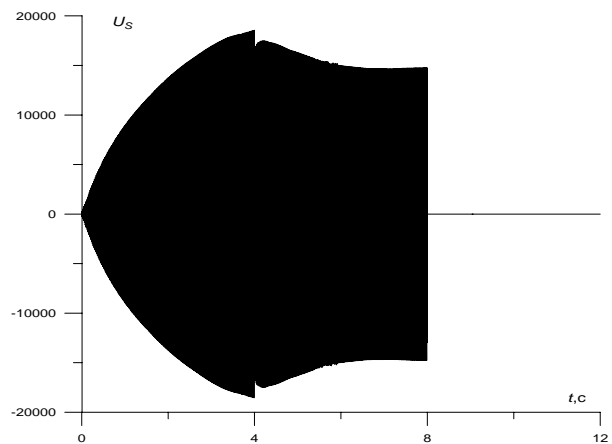


Рис. 1. Напруга фази A якоря генератора як функція часу

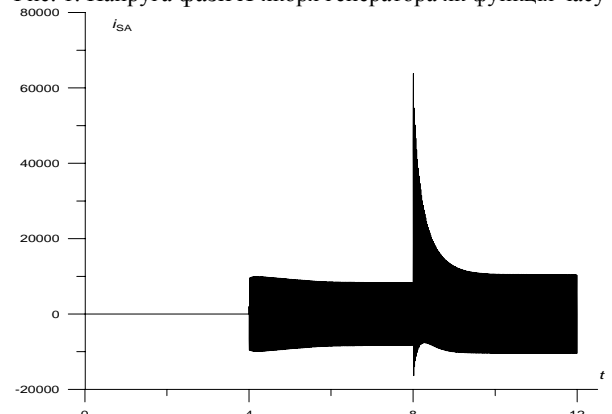


Рис. 2. Струм фази A якоря турбогенератора як функція часу

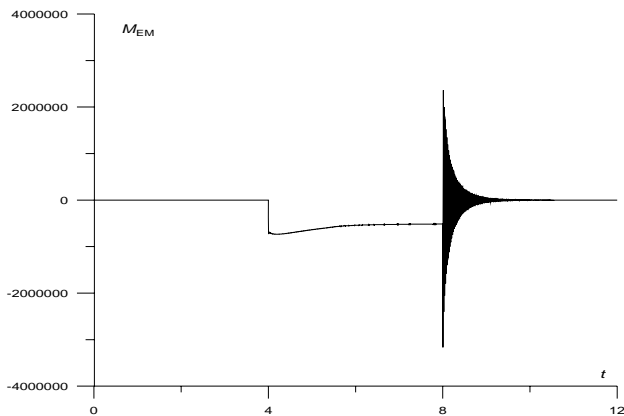


Рис. 3. Електромагнітний момент генератора як функція часу

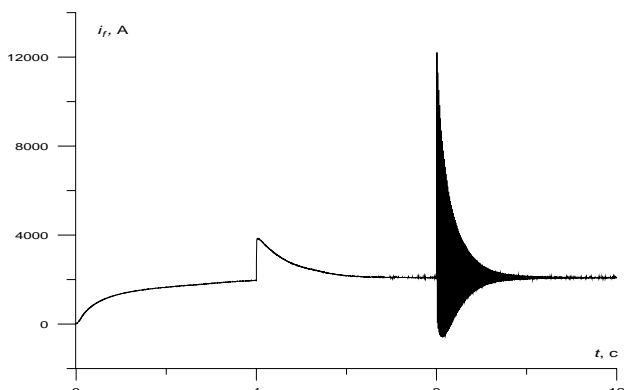


Рис. 4. Струм збудження турбогенератора як функція часу

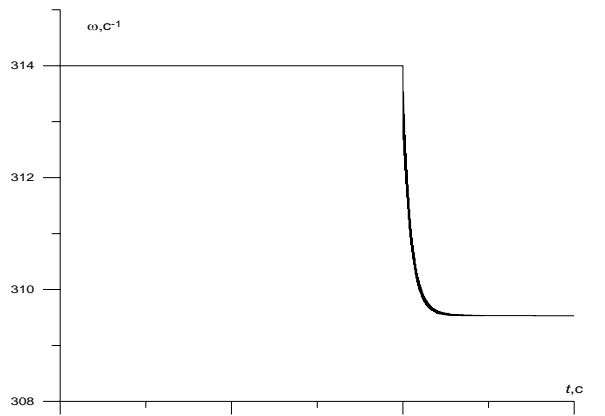


Рис. 5. Кутова швидкість ротора генератора як функція часу

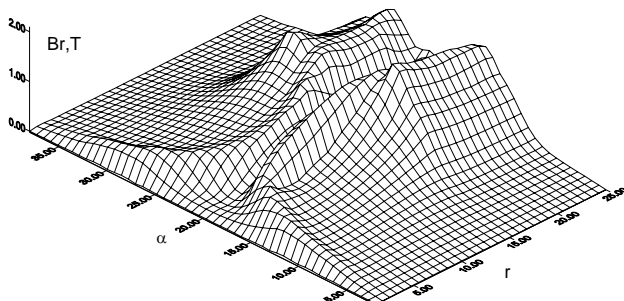


Рис. 6. Розподіл радіального компонента вектора магнітної індукції в поперечному перерізі ротора ($t = 3$ с)

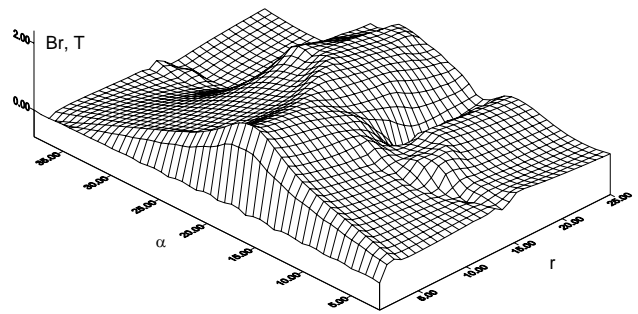


Рис. 7. Розподіл радіального компонента вектора магнітної індукції в поперечному перерізі ротора ($t = 7$ с)

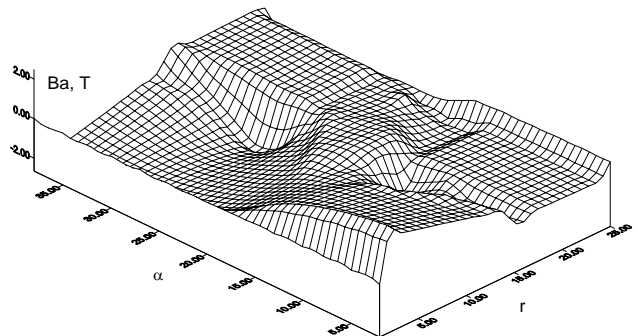


Рис. 8. Розподіл кутового компонента вектора магнітної індукції в поперечному перерізі ротора ($t = 7$ с)

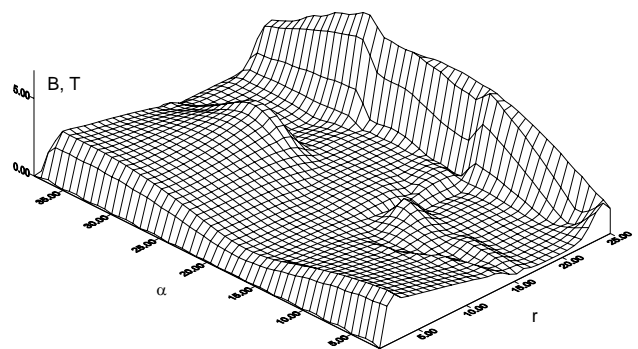


Рис. 9. Розподіл модуля вектора магнітної індукції в поперечному перерізі ротора ($t = 8,04$ с)

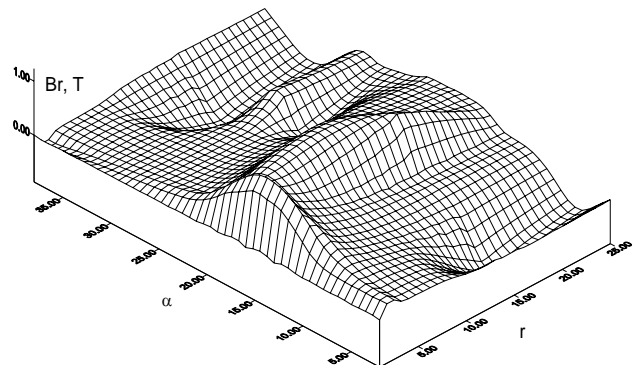


Рис. 10. Розподіл радіального компонента вектора магнітної індукції в поперечному перерізі ротора ($t = 12$ с)

На рис. 1. показана напруга фази A турбогенератора як функція часу. У перші секунди збудження генератора, напруга обмотки якоря зростає до певного значення. У момент підключення навантаження до

генератора ($t = 4$ с), напруга збудження генератора збільшується до номінального значення, що зменшило спад напруги на виводах обмотки якоря. За умови досягнення номінального значення напруги на навантаженні ($t = 6$ с), стосовно генератора здійснюється режим симетричного трифазного КЗ ($t = 8$ с). Зрозуміло, що під час КЗ фазна напруга якоря дорівнює нулю, що й видно на рисунку. На рис. 2 показано струм якоря як функцію часу. На неробочому ході, генератор ненавантажений, чому й струм у якорі дорівнює нулю. Після підключення навантаження, в якірному колі відбувається перехідний процес, після якого струм фази якоря виходить на усталене значення ($t = 6$ с). Очевидно, що час виходу на усталений процес буде залежати від конкретних параметрів R-L навантаження. Під час КЗ ($t = 8$ с) видно значний удар струму в фазі А генератора (ударний струм), який майже в сім разів більший від номінального. Такий стан роботи для турбогенератора є аварійним, адже сили, що діють на провідник зі струмом в електромагнітному полі неминуче призведуть до механічних пошкоджень обмотки як статора, так і ротора. Після затухання перехідного процесу, в якірному колі протікає усталений струм короткого замикання (на рисунку цей процес відповідає часу $t = 9,5$ с). На рис. 3 показано електромагнітний момент турбогенератора як функцію часу. В усталеному процесі значення моменту стає рівним номінальному значенню. На першій секунді після КЗ ($t \in [8; 8,5]$ с) момент генератора сягає дуже великих значень (майже в шість разів більші за номінальне). Для турбогенератора таке значення моменту неминуче призведе до виходу останнього з ладу, але для спеціалізованих машин (ударні турбогенератори), такі процеси використовуються в робочому режимі [1]. Після затухання перехідного процесу, значення моменту прямує до нуля, що безпосередньо випливає із закону збереження енергії. На рис. 4 показано струм збудження машини як функція часу. Знову ж таки усі процеси, що розглядалися вище, у значній мірі впливають на характер протікання струму в роторі. Особливо в момент КЗ на рисунку видно майже семикратний ріст значення струму, що безперечно призведе до механічних пошкоджень ротора. Аналізуючи рис. 5, приходимо до висновку щодо фізичних засад виникнення такого великого електромагнітного моменту в перші доли секунди після КЗ. Під час КЗ кінетична енергія ротора різко зменшується. Тому за короткий проміжок часу різниця енергій призводить до дуже великих значень потужності (потужність – це похідна енергії за часом), а відтак і до таких значень електромагнітного моменту і, як наслідок, до великих ударних струмів.

Цікава картина розподілу магнітного поля в поперечному перерізі ротора. На рис. 6 показано розподіл радіального компонента вектора магнітної індукції в момент часу $t = 3$ с. Значення радіального компонента вектора магнітної індукції, починаючи з зубцевої зони починає різко зростати в напрямку великого зуба, а потім аналогічно спадати в напрямку зубцевої зони. Ці процеси повністю відповідають фізичним засадам електродинаміки [4]. "Провал" індукції в ве-

ликому зубі пов'язаний з малим часом роботи генератора. На рис. 7 та рис. 8 показано розподіл радіального та кутового компонентів вектора магнітної індукції, відповідно в момент часу $t = 7$ с, тобто в робочому режимі генератора. На рисунках видно, що електромагнітна хвиля повністю проникла в тіло ротора. Але тепер зміщена вісь симетрії електромагнітного поля див. рис. 6. Це пов'язано із значним впливом реакції поля якоря генератора та поле ротора. На рис. 9 показано розподіл модуля просторового вектора магнітної індукції в поперечному перерізі ротора під час КЗ в момент часу $t = 8,04$ с. Для ударних струмів та моментів турбогенератора домінуючий вплив становить поле реакції якоря див [1]. Тобто ми можемо стверджувати, що механічна енергія ротора через магнітне поле трансформується в електричну енергію, яка, у свою чергу, на підставі закону Джоуля-Ленца, переходить у теплову. Такі процеси підтверджують нашу ідею щодо застосування інтегрального варіаційного принципу Гамільтона-Остроградського з урахуванням дисипації [5] для виведення рівнянь екстремалей стосовно вектор-потенціалу електромагнітного поля. І на кінець на рис. 10 показано розподіл радіального компоненту вектора магнітної індукції в тілі ротора, коли $t = 12$ с. На рисунку чітко видний розмагнічуючий ефект магнітного поля реакції якоря. Індукція в тілі ротора знизилась майже в три рази, що знову ж таки повністю відповідає засадам теорії електричних машин [4].

ВИСНОВКИ

Аналізуючи запропонований матеріал та [1], легко бачити, що А-модель турбогенератора в координатах струмів є набагато складніша, ніж Ψ – модель в координатах потокозчеплень [1, 3] як в теоретичному аспекті, так і в алгоритмічно-програмній реалізації. На кожному часовому кроці необхідно здійснювати набагато більшу кількість математичних операцій. Та нажаль, не існує іншого методу обчислення напруги вузла навантаження, як представити математичну модель електричних машин диференціальними рівняннями в координатах струмів [3].

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Чабан А. Алгоритм розрахунку ударних струмів та моментів синхронного турбогенератора в режимі короткого замикання на виводах якоря // Технічна електродинаміка // – 2005. – №5 – С. 54-58.
- [2] Чабан А. До аналізу перехідних процесів турбогенератора // Технічні вісті // – 2004/1(18), 2(19). – С. 30–32.
- [3] Чабан А. Математичне моделювання двовузлової електромашинної системи // Електроенергетичні та електромеханічні системи // Вісник Нац. У-ту "Львівська політехніка" –2005.– С. 155-160.
- [4] Г.М. Хуторецкий. Проектирование и расчет современных двухполюсных турбогенераторов.–Л.: ЛПИ 1962.– 150 с.
- [5] Чабан В., Чабан А. Варіаційний принцип в електротехніці // Технічні вісті // – 2006/1,2. – С. 94-97.

Надійшла 24.07.2006

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА МОНТЕ-КАРЛО ДЛЯ РАСЧЕТА ПРОВОДИМОСТИ РАССЕЯНИЯ В ДВУХСТЕРЖНЕВОМ ЭЛЕКТРОМАГНИТЕ КЛАПАННОГО ТИПА

Чепелюк А.А., к.т.н.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"
тел. (057) 707-69-76, e-mail: chep@kpi.kharkov.ua

За результатами розрахунків питомої геометричної провідності розсіювання методом Монте-Карло для системи "два циліндри - площина" отримана залежність провідності в функції кратностей розмірів досліджуваної системи.

По результатам расчетов удельной геометрической проводимости рассеяния методом Монте-Карло для системы "два цилиндра - плоскость" получена зависимость проводимости в функции кратностей размеров исследуемой системы.

Точность расчета приводных электромагнитных систем, целью которого является определение развиваемых в них тяговых усилий, в значительной степени определяется точностью расчета магнитных проводимостей воздушных зазоров. Существующие методы расчета магнитных проводимостей (аналитический, графоаналитический, графический, экспериментальный), обладая рядом достоинств в конкретных случаях, не всегда позволяют производить расчеты при сложных конфигурациях полюсов.

Для расчета магнитной проводимости рассеяния в двухстержневом электромагните клапанного типа на рис. 1, применяемого в качестве привода электрических аппаратов, в [1] предложено использование аналитической зависимости для системы полюсов "цилиндр-цилиндр" с использованием поправочных коэффициентов, учитывающих наличие скобы, при условии, что магнитное поле между полюсами плоскопараллельное. Указанные коэффициенты были получены для ограниченного числа соотношений размеров магнитной системы, что, к сожалению, ограничивает применение указанного метода.

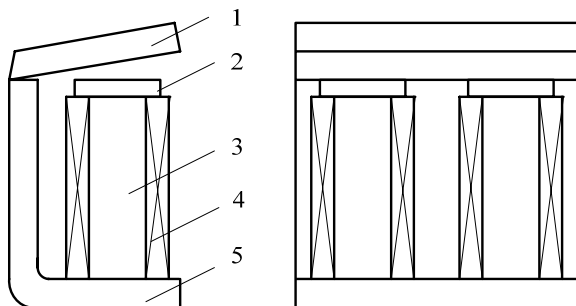


Рис. 1. Двухстержневой электромагнит клапанного типа:
1 – ярмо; 2 – полюсный наконечник; 3 – сердечник;
4 – включающая катушка; 5 – скоба

Как указывается в [2, 3] метод Монте-Карло (метод блуждания по сферам) принципиально позволяет производить вычисление проводимостей при произвольной форме опорных поверхностей полюсов и может быть применен как для расчетов электрических проводимостей и емкостей, так и для определения магнитных проводимостей воздушных зазоров в магнитных системах [3].

В основу предлагаемого метода положен статистический метод решения задачи Дирихле для уравнения Лапласа [1] (метод блуждания по сферам). Согласно этому методу скалярный потенциал произвольной точки поля определяется как математическое ожидание потенциалов на финишах траекторий случайного блуждания по сферам. Траектория блуждания начинается (стартует) в точке, потенциал которой требуется определить, радиус сферы может быть принят равным расстоянию от точки до границы области, движение из центра сферы на ее поверхность осуществляется в случайном направлении. Каждая точка на поверхности сферы рассматривается как центр новой сферы P_i (узловая точка), из которой в случайном направлении делается новый шаг на поверхности новой сферы и т.д. Блуждание считается законченным, когда узловая точка траектории подойдет достаточно близко (на расстояние, меньшее некоторого малого положительного числа ϵ) к границе области, т.е. к одному из полюсов.

Совершив из стартовой точки P_0 достаточно большое количество блужданий N и определив потенциалы на финишах каждой траектории φ_k приняв их равными потенциалу близлежащего полюса (ближайшей границы области), определяют статистическую оценку скалярного потенциала стартовой точки:

$$\varphi(P_0) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varphi_k,$$

где N - количество блужданий; φ_k - потенциал на финишах каждой траектории.

В работах по теории метода Монте-Карло доказывается, что вероятность непопадания траектории $P_0 \rightarrow P_1 \rightarrow P_2 \rightarrow \dots \rightarrow P_i \rightarrow \dots$ в область D_ϵ (полоса малой ширины ϵ вдоль границы) для замкнутых областей равна нулю. Для открытых областей эта вероятность не равна нулю, поэтому блуждание следует приостанавливать и тогда, когда точка траектории удалится на значительное расстояние от полюсов. Потенциал удаленной от полюсов точки с высокой точностью оценивается аналитически. Таким образом, на финише любой траектории потенциал может быть определен.

Магнитная проводимость воздушного зазора определяется из закона Ома для участка магнитной цепи:

$$\Lambda = \frac{\Phi}{F} = \frac{1}{F} \cdot \mu_0 \cdot \int_S \frac{\partial \varphi}{\partial n} dS,$$

где Φ - магнитный поток через поверхность S , ограничивающую полюс с потенциалом $\varphi = 0$; F - разность магнитных потенциалов полюсов; μ_0 - магнитная постоянная; $\partial/\partial n$ - оператор дифференцирования по внутренней нормали к поверхности S .

Проведем поверхность S_0 , представляющую собой множество точек P_0 , каждая из которых отстоит по нормали от соответствующей точки P на поверхности S на расстоянии Δ . Тогда

$$\frac{\partial \varphi}{\partial n} \approx \frac{\varphi(P_0) - \varphi(P)}{\Delta},$$

а так как $\varphi(P_0) = 0$, то

$$\frac{\partial \varphi}{\partial n} \approx -\frac{\varphi(P)}{\Delta}.$$

Ограничимся рассмотрением проводимостей в линейных средах. Тогда величина проводимости не зависит от разности магнитных потенциалов полюсов F . Положив $F = 1$ и учитывая, что $\Delta = const$, получим выражение, удобное для вычисления проводимостей:

$$\Lambda \approx \frac{\mu_0}{\Delta} \cdot \int_S \varphi(P_0) dS. \quad (1)$$

Точность вычисления проводимости по формуле (1) соответствует точности разностной аппроксимации производной.

Пусть P - случайная точка, подчиняющаяся равномерному закону распределения по поверхности S . Если на этой поверхности выделить малую площадку ΔS_i , то можно считать, что потенциал любой точки, отстоящей от этой площадки на расстоянии Δ , примерно равен потенциалу точки P_{0i} противостоящей центру площадки ΔS_i :

$$\varphi(P_0 \in \Delta S_{0i}) \approx \varphi(P_{0i}) \approx \frac{1}{n_i} \cdot \sum_{k=1}^{n_i} \varphi_k, \quad (2)$$

где ΔS_{0i} - малая площадка, отстоящая от ΔS_i на расстоянии Δ ; n_i - число случайных точек, попавших на площадку ΔS_i (число стартов с площадки ΔS_{0i}).

В силу равномерного закона распределения координат точки P_i имеем:

$$\Delta S_i = \frac{S}{m}; \quad n_i \approx \frac{N}{m}, \quad (3)$$

где m - число малых площадок ΔS_i на поверхности S ; N - общее число стартов.

Заменяя интеграл в выражении (1) суммой и учитывая (2) и (3) получаем:

$$\Lambda = \frac{\mu_0}{\Delta} \cdot \sum_{i=1}^m \cdot \frac{1}{n_i} \cdot \sum_{k=1}^{n_i} \varphi_k \cdot \Delta S_i \approx \frac{\mu_0 \cdot S}{\Delta} \cdot \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N \varphi_k. \quad (4)$$

Таким образом, магнитная проводимость пропорцио-

нальна среднему значению потенциалов на финишах (вблизи полюсов или в удаленных точках) траекторий случайных блужданий, старты которых приходятся на точки P_{0i} , отстоящие на расстоянии Δ от случайных точек P_i , равномерно распределенных на поверхности S , ограничивающей полюс с потенциалом $\varphi = 0$.

Для плоскопараллельного поля стартовая случайная точка должна быть подчинена равномерному закону распределения по образующей полюса L . При этом проводимость рассчитывается по формуле:

$$\Lambda = \mu_0 \cdot \frac{L \cdot b}{\Delta} \cdot \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varphi_k, \quad (5)$$

где L - длина образующей полюса на плоскости чертежа, b - размер полюса в глубину чертежа.

В этом случае блуждания можно осуществлять не по сферам, а по окружностям в плоскости чертежа.

Указанная методика, реализованная в виде программы для ЭВМ, была применена к расчету удельной геометрической проводимости рассеяния для полюсов двухстержневого электромагнита, изображенных на рис. 2. Под удельной геометрической проводимостью понималась геометрическая проводимость на единицу длины между двумя бесконечно протяженными прямыми круговыми цилиндрами и параллельной их образующей плоскостью. Поскольку указанная система полюсов обладает осевой симметрией, расчет производился для одной части системы, после чего для нахождения удельной геометрической проводимости результат вычислений необходимо разделить на два.

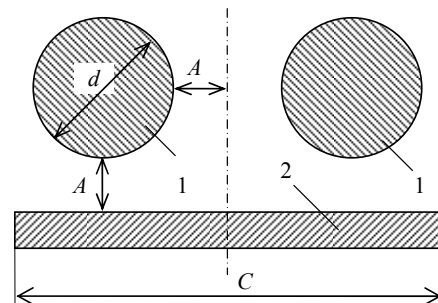


Рис. 2. Система полюсов в двухстержневом электромагните: 1 - цилиндрический сердечник; 2 - скоба

Для системы "цилиндр-плоскость" на рис. 2 был произведен расчет удельной геометрической проводимости методом Монте-Карло по формуле, полученной для плоскопараллельного поля при $L = \pi \cdot d$:

$$\lambda = \frac{\Lambda}{\mu_0 \cdot b} = \frac{\pi \cdot d}{\Delta} \cdot \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N \varphi_k. \quad (6)$$

Старты траекторий случайного блуждания располагались на окружности диаметром $d + 2\Delta$, а угловая координата стартовой точки определялась по формуле:

$$\alpha_{0k} = 2 \cdot \pi \cdot \xi_{0k}, \quad (7)$$

где ξ_{0k} - псевдослучайное число, подчиненное равномерному закону распределения в интервале $[0; 1]$.

Если начало координат совместить с осью цилиндра - $X'O'Y'$ (рис. 2), то координаты стартовой

точки будут равны:

$$X'_{0k} = \left(\frac{d}{2} + \Delta\right) \cdot \cos \alpha_{0k}; \quad (8)$$

$$Y'_{0k} = \left(\frac{d}{2} + \Delta\right) \cdot \sin \alpha_{0k}. \quad (9)$$

Правило перехода из стартовой точки P_0 k -й траектории в первую узловую точку P_1 такое же, как и правило перехода из точки P_i в точку P_{i+1} . Если точка P_i имеет координаты X'_i и Y'_i , то точка P_{i+1} будет иметь координаты (здесь и в дальнейшем индекс k , означающий номер траектории, опущен):

$$X'_{i+1} = X'_i + R_i \cdot \cos 2\pi\xi_i; \quad (10)$$

$$Y'_{i+1} = Y'_i + R_i \cdot \sin 2\pi\xi_i, \quad (11)$$

где ξ_i - псевдослучайное число, подчиненное равномерному закону распределения в интервале $[0;1]$; $R_i = \min\{R_{1i}, R_{2i}, R_{3i}\}$ - радиус окружности случайного блуждания; R_{1i} - кратчайшее расстояние от точки P_i до поверхности цилиндра; R_{2i} - кратчайшее расстояние от точки P_i до поверхности плоскости (скобы электромагнита); R_{3i} - кратчайшее расстояние от точки P_i до оси симметрии OX электромагнита. Таким образом, из точки P_i делается шаг величиной R_i в случайном направлении, которое характеризуется углом:

$$\alpha_i = 2\pi\xi_i. \quad (12)$$

Траектории случайного блуждания, показанные на рис. 3, иллюстрируют алгоритм выбора стартовых точек и случайных направлений.

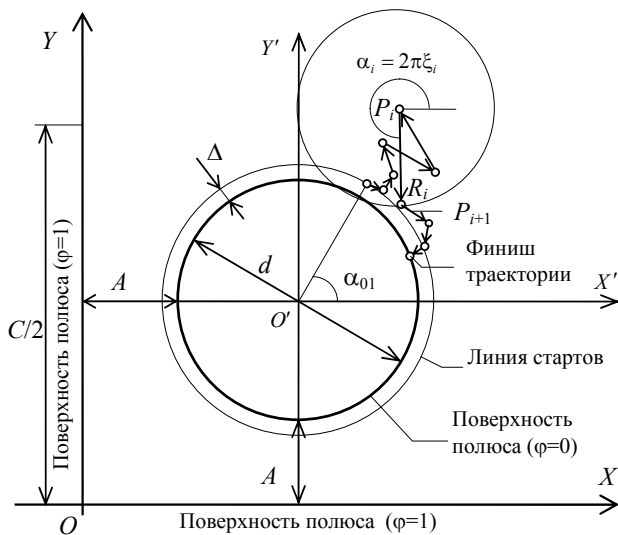


Рис. 3. Траектории случайных блужданий

Узловая точка считается финишной при выполнении условия:

$$(R_i < \varepsilon) \cup (R_i > M), \quad (13)$$

где M - большое положительное число.

При $R_i < \varepsilon$ потенциал на финише принимается равным потенциалу полюса, вблизи которого финишировала траектория, при $R_i > M$ потенциал на фи-

нише принимается равным потенциалу удаленной точки. Для системы полюсов на рис.3 потенциал удаленной точки равен потенциалу плоскости ($\varphi = 1$).

Значения Δ , ε и N , при которых получается удовлетворительная точность расчетов (5-10%) были определены в [3] и составляют:

$$\Delta/d = 0.02; \varepsilon/d = 0.0001; N = 10000.$$

На рис. 4 приведены результаты расчета зависимостей удельной геометрической проводимости λ в функции кратностей n и β (n - отношение расстояния между круглым полюсом (сердечником) и плоскостью (скобой) A к диаметру круглого полюса d ; β - отношение половины ширины скобы $C/2$ к диаметру круглого полюса).

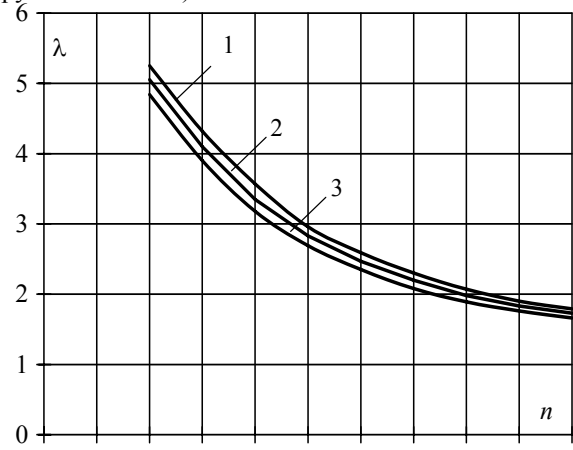


Рис. 4. Результаты расчета удельной геометрической проводимости: 1 - при $\beta=2.0$; 2 - при $\beta=1.5$; 3 - при $\beta=1.0$

Указанные зависимости были обработаны с помощью метода наименьших квадратов, при $0.2 \leq n \leq 1.0$; $1.0 \leq \beta \leq 2.0$. В результате обработки получилась следующая формула вычисления удельной геометрической проводимости двухстержневого электромагнита:

$$\lambda = 6.64525 - 11.025n + 0.313\beta - 0.235n\beta + 5.9687n^2. \quad (14)$$

Результаты расчетов по формуле (14) практически совпадают с результатами расчетов в [1]. Таким образом метод Монте-Карло позволяет производить расчет магнитных проводимостей рассеяния в двухстержневом электромагните с удовлетворительной точностью.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Софронов Ю.В., Черемухина С.А. К расчету удельной проводимости рассеяния двухобмоточных электромагнитов // Межвузовский сборник "Электрические машины и аппараты". Чебоксары. - 1980. - С. 97-100.
- [2] Соболь И.М. Численные методы Монте-Карло. - М.: Наука, 1973.
- [3] Клименко Б.В. Применение метода Монте-Карло для расчета магнитных проводимостей // "Электричество". - 1981. - №2. С. 71-73.

Поступила 29.09.2006

СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ ПУСКОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АВИАЦИОННЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Шарабан Ю.В.

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

Наведено аналіз переваг і недоліків заходів щодо підвищення пускових характеристик асинхронних двигунів, призначених для приводу авіаційних агрегатів.

Приведен анализ преимуществ и недостатков мероприятий по повышению пусковых характеристик асинхронных двигателей, предназначенных для привода авиационных агрегатов.

Авиационные асинхронные двигатели питаются напряжением 115/200 В частотой 400 Гц от бортовой системы электроснабжения. При повышении частоты тока прямопропорционально увеличиваются индуктивные сопротивления и при отсутствии скин-эффекта остаются неизменными активные сопротивления. При использовании раскроя магнитопроводов двигателей, работающих на частоте 50 Гц, прямопропорционально частоте увеличивают номинальную мощность и обратнопропорционально частоте уменьшают число витков обмотки. Это приводит к тому, что активные и индуктивные сопротивления уменьшаются обратнопропорционально квадрату числа витков, но соотношение между активными и индуктивными сопротивлениями остается прежним, но уменьшенным по сравнению с его значением при частоте 50 Гц в 8 раз. Увеличение индуктивных сопротивлений приводит к тому, что при одинаковом раскрое магнитопровода общепромышленного и авиационного асинхронного двигателя механическая характеристика последнего резко снижается и значения кратностей моментов не соответствуют техническим требованиям, предъявляемым к авиационным электродвигателям. Опыт проектирования и эксплуатации асинхронных двигателей для авиационных агрегатов показывает, что такие двигатели должны иметь повышенные пусковые характеристики. Требуемые уровни кратностей моментов и пускового тока могут быть достигнуты при:

- 1) увеличении магнитного потока;
- 2) увеличении наружных диаметров статора и ротора и соответствующем уменьшении длины пакета магнитопровода, позволяющими нарастить высоту паза ротора и добиться увеличения активного и уменьшения индуктивного сопротивлений ротора в пусковом режиме за счет вытеснения тока и демпфирования магнитного потока рассеяния соответственно;
- 3) использовании конфигурации пазов, обеспечивающей усиление скин-эффекта и демпфирование магнитного потока рассеяния;
- 4) применении двойной клетки ротора;
- 5) использовании для клетки ротора материалов с повышенным удельным сопротивлением;
- 6) уменьшении сечения короткозамыкающего кольца.

Возможно также применение той или иной совокупности перечисленных мероприятий.

Целью настоящей работы является анализ недостатков и преимуществ некоторых мероприятий по обеспечению требуемых кратностей моментов и пускового тока, иллюстрированный конкретными внедренными конструкторскими решениями и разработка рекомендаций по проектированию авиационных асинхронных двигателей.

Для экспериментального определения пусковых параметров были изготовлены глубокопазные двигатели номинальной мощностью 8 кВт, предназначенные для привода насосной станции, с тремя конструктивными исполнениями короткозамкнутых роторов – с пакетом, шихтованным из листов электротехнической стали 2411 толщиной 0,35 мм; с пакетом, состоящим из четырех пластин толщиной 9 мм каждая из стали 10895; и со сплошным (массивным с пазами) пакетом из этой же стали. Стержни, выполненные из алюминия А5, были приварены к короткозамыкающим кольцам. Форма паза статора и ротора приведена на рис. 1. В этом двигателе с глубокими трапециевидными пазами в роторе используется явление вытеснения тока в стержнях обмотки ротора, обусловленное пазовыми потоками рассеяния. Результаты испытаний двигателей с данными роторами при номинальной мощности $P_{2H} = 8$ кВт приведены в табл. 1.

Самым тяжелым режимом является запуск двигателя в составе насосной станции при температуре окружающей среды и рабочей жидкости в гидросистеме минус 60°C. Двигатель со сплошным ротором запускается в составе насосной станции при температуре минус 60°C, при этом время выхода станции на номинальный режим составляет 0,9 с. Двигатель с ротором, состоящим из четырех пластин, выводит насосную станцию, на номинальный режим за 1,2 с, а с шихтованным ротором – за 1,4 с при номинальном напряжении 115/200 В и частоте 400 Гц.

При пуске двигателя со сплошным (массивным) ротором пусковой момент и пусковой ток увеличились на 20%, но в то же время при нагрузке увеличилось скольжение и потребляемый ток по сравнению с двигателем, имеющим шихтованный ротор.

Исследования [1] показывают, что при малых скольжениях и при одинаковых токовых нагрузках статорных обмоток такие двигатели развивают

Таблица 1

Наименование параметра		Конструкция пакета ротора с пазами			
		Шихтованный		Состоящий из четырех пластин	Сплошной
		Расчет	Фактически		
Ток холостого хода, А	I_{XX}	14	18	16,6	18
Потребляемая мощность XX, Вт	P_{1XX}		575	1130	1550
Коэффициент мощности XX	$\cos\varphi_{XX}$		0,09	0,19	0,25
Номинальный ток, А	I_H	33,2	34	36,5	40,5
Потребляемая мощность при P_{2H} , Вт	P_{1H}		8670	9750	10100
Номинальная частота вращения, об/мин	n	11820	11680	11620	11670
Скольжение, %	s	2,25	2,66	3,16	2,75
КПД	η	0,91	0,91	0,81	0,79
Коэффициент мощности	$\cos\varphi_H$	0,79	0,74	0,76	0,71
Пусковой ток, А	I_{II}	125	122	142	147
Кратность пускового тока	K_{II}	3,9	3,58	3,89	3,63
Пусковой момент, Н·м	M_{II}	8,77	8,7	9,75	11,2
Кратность пускового момента	K_{MII}	1,35	1,32	1,477	1,697
Максимальный момент, Н·м	M_{\max}	13,9	11,2		
Кратность максимального момента	$K_{M\max}$	2,1	1,7		

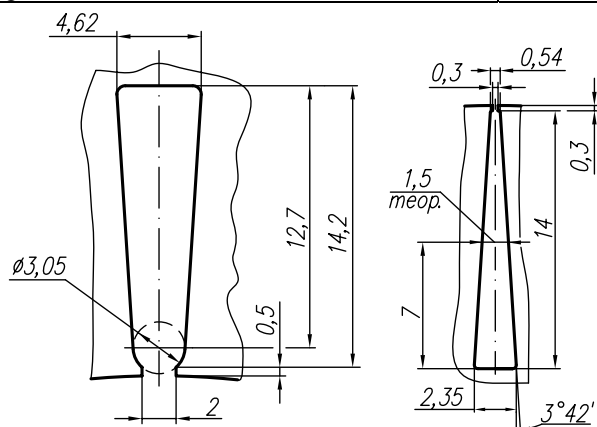


Рис. 1. Форма паза статора и ротора

вращающий момент, составляющий 70-80% вращающего момента, развиваемого асинхронной машиной с шихтованным ротором; в то же время при больших скольжениях они могут развивать вращающий момент, в несколько раз больший, чем у обычной асинхронной машины.

Такой двигатель может оказаться предпочтительным при больших скольжениях вследствие своей высокой добротности в условиях частых пусков и реверсов в различных механизмах.

Для электрических машин с массивными роторами характерно повышенное значение добавочных потерь на поверхности ротора. Эти потери складыва-

ются из ряда составляющих и оказывают влияние на снижение энергетических характеристик двигателей.

Снижение добавочных потерь на поверхности массивного ротора может быть достигнуто за счет увеличения воздушного зазора, выполнения рифлений на поверхности ротора или установки в пазах магнитных клиньев.

С целью проверки возможности повышения энергетических характеристик электродвигателя, статор был подвергнут магнитокапсулированию ферромагнитодиэлектрической массой ФМДМ, предназначенной для изготовления магнитных клиньев в пазах и проведены испытания двигателя с указанными роторами. Результаты испытаний двигателя до и после магнитокапсулирования статора приведены в табл. 2.

Анализ приведенных данных свидетельствует о снижении добавочных потерь в электродвигателе, т.к. уменьшение потребляемой мощности в режиме холостого хода составляет для сплошного ротора 46,5%, для ротора из четырех пластин – 27%, для шихтованного ротора – 13%; потребляемого тока на 11,9%, 9% и 4,7% соответственно. КПД в номинальном режиме (8кВт) электродвигателя с ротором из четырех пластин увеличился на 3%, двух остальных практически не изменился.

Добавочные потери, не связанные с образованием полезного вращающего момента и представляющие собой сумму потерь от рабочей гармоники и высокочастотных потерь от высших гармоник поля в воздушном зазоре, уменьшились.

Таблица 2

Наименование параметра		Шихтованный ротор		Ротор из четырех пластин		Сплошной ротор	
		до	после	до	после	до	после
Режим холостого хода	Ток холостого хода, I_{XX} , А	17,8	17	17,67	16,07	17,83	15,7
	Потребляемая мощность, P_{1XX} , Вт	590	520	1300	950	1550	830
	$\cos\varphi_{XX}$	0,096	0,088	0,21	0,17	0,25	0,15
Режим номинальной мощности (8 кВт)	Ток, I_H , А	34	33,8	37,3	37,07	40,5	40,67
	Потребляемая мощность, P_{1H} , Вт	8700	8630	9900	9800	10100	10010
	КПД	0,91	0,92	0,79	0,82	0,79	0,79
	$\cos\varphi_H$	0,74	0,74	0,78	0,77	0,71	0,71

Применение магнитных клиньев для улучшения энергетических, механических и виброакустических характеристик машин переменного тока целесообразно при любой форме пазов статора [2]. Они снижают амплитуду зубцовых гармоник магнитной индукции в воздушном зазоре, добавочные потери и вибрации магнитного происхождения.

Также были проведены испытания двигателя при мощности 8 кВт на шихтованном роторе с увеличенным воздушным зазором между ротором и статором. Результаты испытаний приведены в табл. 3.

Таблица 3

Наименование параметра	Величина воздушного зазора, мм		Изменение
	0,25	0,3	
I_{XX}	18	19,4	+7,7%
P_{1XX}	610	620	+1%
I_H	34	35,8	+5%
P_{1H}	8670	9200	+6%
η	91	87	-4%
M_{II}	8,27	8,45	+2%
I_{II}	116	130	+12%
K_{MII}	1,25	1,28	+2%

Увеличение воздушного зазора привело к незначительному увеличению пускового момента, но также и к ухудшению энергетических характеристик.

Но из этого не следует, что увеличение воздушного зазора нецелесообразно. На тех двигателях, где достаточно велики добавочные потери и где снижение добавочных потерь с увеличением воздушного зазора больше, чем их прирост в обмотке статора за счет увеличения реактивной составляющей тока, может наблюдаться увеличение КПД [3]. Кратности моментов возрастают в любом случае с увеличением воздушного зазора, в особенности кратности минимального момента.

Статор двухклеточного двигателя не отличается от статора двигателя с трапецидальным пазом (рис. 1), ротор имеет двойную беличью клетку.

Форма паза ротора приведена на рис. 2.

Верхняя клетка выполнена из латуни, нижняя из меди. Латунь имеет большее удельное сопротивление и меньшее сечение, чем медь, поэтому активное сопротивление верхней, пусковой обмотки больше, чем нижней, рабочей обмотки.

Принцип действия двухклеточного двигателя основан на том, что в первый момент пуска, когда частота тока в роторе примерно равна частоте тока в обмотке статора, верхняя клетка имеет меньшее индуктивное и полное сопротивление и при большем активном сопротивлении по ней протекает больший ток, чем по нижней клетке, поэтому наибольший вращающий момент в основном развивает лишь верхняя клетка. А по мере разгона и при достижении полной скорости индуктивные сопротивления обеих клеток уменьшаются и токи в них определяются активными сопротивлениями клеток.

Верхняя и нижняя клетки могут иметь или одно общее короткозамыкающее кольцо или каждая из обмоток может замыкаться своим собственным кольцом.

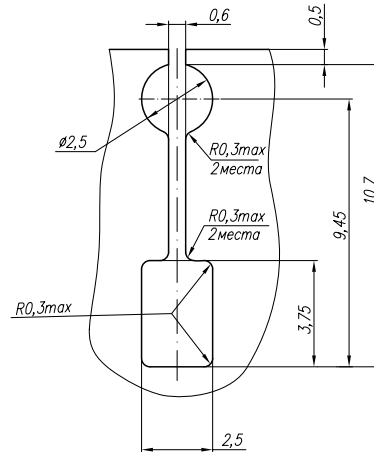


Рис. 2. Форма паза двухклеточного ротора

Таблица 4

Наименование параметра	Расчет	Конструкция короткозамыкающего кольца ротора			
		Общее кольцо (толщина 8мм)	Раздельные кольца (толщина 8мм)	Раздельные кольца (толщина 5мм)	Раздельные кольца (толщина 3мм)
I_{XX}	14	19,92	19,42	21	20,46
P_{1XX}		725	725	725	725
$\cos\varphi_{XX}$		0,105	0,112	0,100	0,102
I_H	33,4	36	36,43	36,97	37,47
P_{1H}		9140	9020	9100	9190
n	11820	11640	11610	11530	11230
s	1,57	3	3,25	3,91	6,41
η	0,92	86,7	87,6	86,1	83,1
$\cos\varphi_H$	0,75	0,71	0,717	0,714	0,711
I_{II}	146	112,5	110	107,5	100
K_{II}	4,37	3,13	3,02	2,91	2,67
M_{II}	11,6	11,2	11	10,5	9,75
K_{MII}	1,8	1,7	1,66	1,59	1,48

Таблица 5

Исполнение ротора	M_{II}/M_H		M_{max}/M_H		M_{min}/M_H		I_{II}/I_H	
	Расчет	Факт.	Расчет	Факт.	Расчет	Факт.	Расчет	Факт.
Глубокопазный	1,35	1,32	1,8	1,7	0,84	1,2	3,9	3,58
Двухклеточный	1,8	1,7	2,1	2,2	1,16	1,6	4,37	3,125

Сечение медной клетки в данном роторе выбрано таким образом, чтобы в номинальном режиме эквивалентное сопротивление ротора было таким, как у ротора с алюминиевой клеткой.

Были проведены испытания двигателей с общим для двух клеток короткозамыкающим кольцом на роторе, с разделенными кольцами и с кольцами уменьшенной толщины. Уменьшенная толщина колец более предпочтительна при производстве роторов, т.к. место соединения кольца со стержнями надежнее проваривается при их сварке.

Результаты испытаний двигателя при мощности 8 кВт с двухклеточным ротором приведены в табл. 4.

При запуске в составе насосной станции при температуре окружающей среды и рабочей жидкости минус 60°C двигатель с двухклеточным ротором и шихтованным магнитопроводом вышел на номинальный режим и обеспечил нормальное функционирование насоса, который при увеличенном моменте обеспечил номинальные параметры расхода и давления жидкости.

Анализ приведенных данных свидетельствует о том, что наилучшие пусковые характеристики имеет двигатель с общим короткозамыкающим кольцом. Уменьшение сечения кольца или разделение колец в данной конструкции ротора не привело к увеличению пусковых характеристик.

Соотношения между фактической кратностью пускового и максимального моментов и кратностью пускового тока для широкопазных (с трапецидальными пазами) и двухклеточных двигателей, реально применяемых в авиационных агрегатах, полученные при испытаниях этих двигателей, приведены в табл. 5.

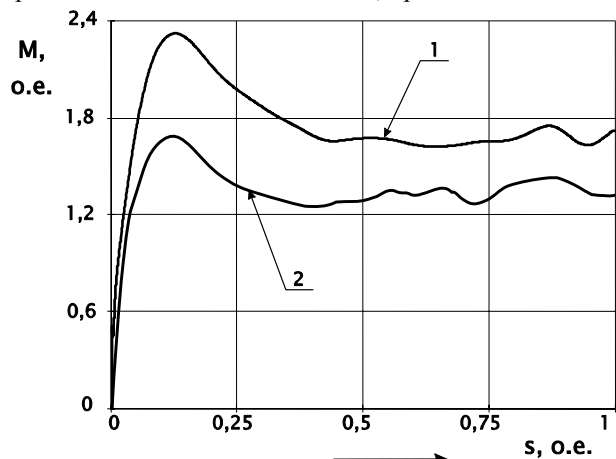


Рис. 3. Механическая характеристика двигателя:
1 – двухклеточный ротор;
2 – широкопазный ротор.

Увеличение пускового момента двигателя с двухклеточным ротором по сравнению с широкопазным составляет 29%, механическая характеристика (рис. 3) смещается в сторону больших моментов.

Сравнение результатов испытаний широкопазного и двухклеточного ротора на одном и том же двигателе (на одном статоре) показывает, что наилучшие пусковые характеристики имеет двигатель с двухклеточным ротором. Поэтому, несмотря на то, что КПД такого двигателя несколько ниже, чем у широкопаз-

ного, с целью исключения затяжных пусков, обеспечения нормальной работы авиационных агрегатов во всем диапазоне рабочих нагрузок и температур предпочтительно применение именно такого двигателя.

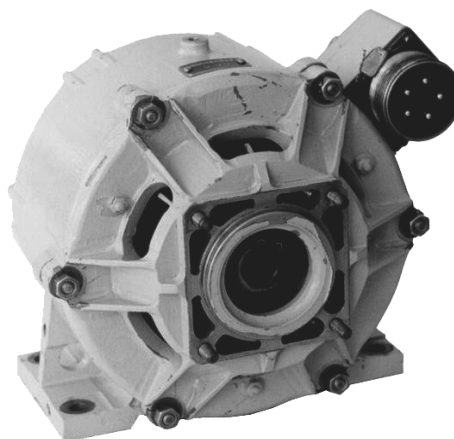


Рис. 4. Электродвигатель ДА-8

Спроектированный и изготовленный, исходя из этих принципов, асинхронный двигатель ДА-8 с номинальной мощностью 8 кВт (рис. 4) имеет полную массу 8,5 кг, т.е. удельную массу 1,06 кг/кВт и удельную мощность 0,94 кВт/кг. Масса активных частей (ротор и статор с обмоткой) составляет 5,7 кг, т.е. удельные показатели активных частей составляют соответственно 0,71 кг/кВт и 1,4 кВт/кг.

Двигатель ДА-8 прошел весь цикл стендовых наземных испытаний и в настоящее время проходит летные испытания в составе насосной станции на борту самолета АН-148.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Куцевалов В.М. Асинхронные и синхронные машины с массивными роторами. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: "Энергия", 1979.
- [2] Макаров Ф.К. Электрические машины переменного тока с магнитными клиньями. – М.: Энергоиздат, 1981.
- [3] Бакумов Ю.В., Кожарин А.С., Финкельштейн В.Б. Раскрой жесткой маловиброактивных двигателей // Проблемы технической электродинамики. Вып. 39.-К.: "Наукова думка", 1973.

Поступила 04.04.2006

СВЕРХПРОВОДИМОСТЬ С ТОЧКИ ЗРЕНИЯ КОНЦЕПЦИИ "ЭЛЕКТРОТОНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ" ФАРАДЕЯ

Боев В.М., д.т.н., проф.,
Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Теоретические основы электротехники",
тел. (057) 707-69-61

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

Приведений аналіз процесу проникнення магнітного поля в надпровідники першого і другого роду, заснований на використанні фарадєївської концепції "електротонічного стану" (векторного потенціалу).

Приведен анализ процесса проникновения магнитного поля в сверхпроводники первого и второго рода, основанный на использовании фарадеевской концепции "электротонического состояния" (векторного потенциала).

Статья посвящена 175-летию первой серии "Экспериментальных исследований по электричеству" М. Фарадея.

В работах [1, 2] предпринята попытка объяснения процесса электромагнитной индукции на уровне умозрительного анализа известных законов и экспериментальных фактов (которым главным образом и пользовался М. Фарадей в процессе своих экспериментальных исследований), основанная на использовании концепции "электротонического состояния", как суммы вихрей векторного потенциала, являющихся неотъемлемой частью всякого магнитного потока ($\vec{B} = \text{rot } \vec{A}$).

Мы придаем большое значение такого рода анализу и наглядным представлениям физических процессов исходя из задач и целей преподавания теоретической электротехники и образовательного процесса в целом. В предисловии к "Трактату об электричестве и магнетизме" [3] Дж. К. Максвелл пишет, имея в виду преимущества способа мышления и выражений Фарадея в "Экспериментальных исследованиях по электричеству" [4]: "Для изучающего любой предмет чтение оригинальных трудов представляет собой большое преимущество, так как всегда наука наиболее полно усваивается при своем появлении на свет...". О самой концепции "электротонического состояния" и оценке ее Максвеллом в примечаниях редактора к "Избранным сочинениям" [3] читаем следующее: "Максвелл придавал идее Фарадея об "электротоническом состоянии" важнейшее значение. Он связывал его с представлением о магнитном потоке и его инерционных свойствах... Он вводит функцию вектор-потенциала, которая должна служить векторной характеристикой электротонического состояния".

Сам Максвелл в статье "О Фарадеевских силовых линиях" [3] пишет, имея ввиду идею "электрото-

нического состояния": "Только благодаря физической важности я изложил здесь математическое выражение одной из идей Фарадея...". И далее в "Трактате" [3]: "В результате целого ряда опытов, которые были основаны на тщательном размышлении, но без помощи математических вычислений, он пришел к идее, что существует нечто, что нам ныне известно как математическая величина и, что может быть даже названо основной величиной в теории электромагнетизма". То есть Максвелл рассматривает векторный потенциал (электротоническое состояние) как основную величину, характеризующую электромагнитное поле, что соответствует фундаментальности потенциалов в квантовой электродинамике, о которой говорит Р. Фейнман [5]: "В квантовой электродинамике в системе уравнений, заменяющих собой уравнения Максвелла, векторный и скалярный потенциалы уже считаются фундаментальными величинами. Векторы \vec{E} и \vec{B} постепенно исчезают из современной записи физических законов: их вытесняют \vec{A} и ϕ ".

В данной статье исследуется возможность описания с помощью концепции "электротонического состояния" явления сверхпроводимости, как крайнего проявления свойств электротехнических материалов, на уровне умозрительного восприятия экспериментальных фактов и результатов теоретических исследований этого явления.

Миткевич В.Ф. в работе [6] приводит мысленный эксперимент со сверхпроводящим тонкостенным тороидом, находящимся в магнитном поле соосного с ним прямолинейного проводника с током i_0 (рис. 1, а), и приходит к выводу, что в этом случае неприменима ни одна из трех формулировок закона электромагнитной индукции (Фарадея, Максвелла, Миткевича) [2, 6], а объяснение смысла происходящих явлений может быть дано исходя из идеи Фарадея об электротоническом состоянии.

Ток в проводнике i_0 создает магнитное поле Φ во всем пространстве, причем внутри и вне полости проводника тороида силовые линии поля \vec{B} будут касательными к поверхности. Если перевести материал проводника тороида в сверхпроводящее состояние, а затем выключить ток i_0 , то на внутренней поверхности попе-

речного сечения тороида возникает ток i_1 , поддерживающий неизменным магнитный поток внутри полости сечения тороида (в соответствии со свойствами сверхпроводящего состояния и правилом Ленца), тогда как внешний поток исчезнет (рис. 1,б, случай I, согласно терминологии [6]).

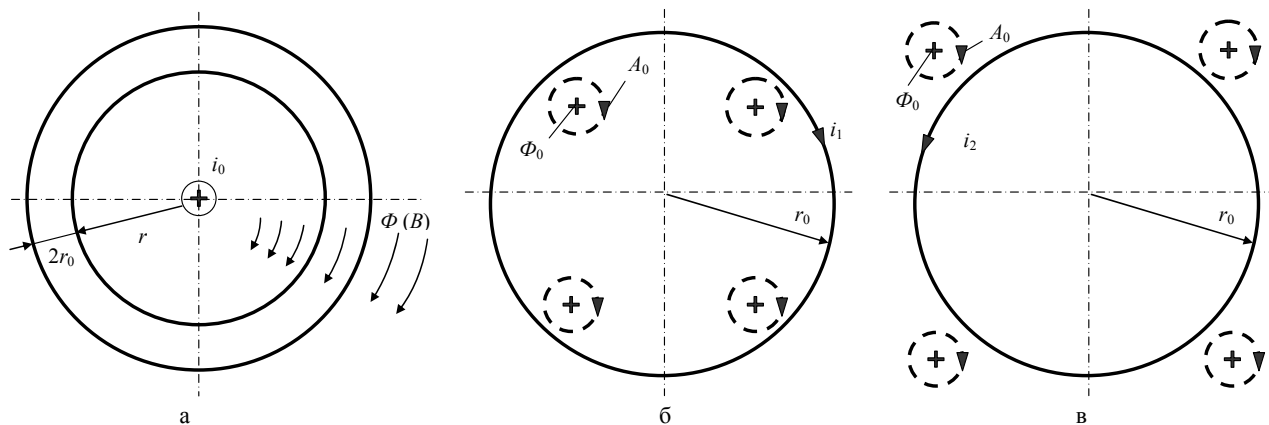


Рис. 1

Если поменять порядок действий, то есть сначала перевести тороид в сверхпроводящее состояние, а затем включить ток i_0 , то магнитное поле будет только вне сечения тороида. При этом на внешней поверхности поперечного сечения тороида возникнет ток i_2 , направленный противоположно току i_1 предыдущего опыта (случай II, рис. 1,в). Если после достижения случая I вновь включить ток в проводнике i_0 , то на внешней поверхности появится ток i_2 , накладываясь на противоположный и равный ему ток i_1 . В результате получается наложение случаев I и II и положение, которое существовало в случае I до отключения тока i_0 , то есть ток i_0 включен и магнитное поле занимает все пространство, и внутри полости, и вне сечения тороида (случай III). Миткевич В.Ф. делает следующие выводы: "Все происходит так, как будто вся поверхность сверхпроводника, расположенного в магнитном поле, которое заполняет пространство и снаружи и внутри данного сверхпроводника (случай III), уже находится в каком-то особом состоянии, могущем обнаруживаться либо одной, либо другой стороной ... Подобная зависимость мыслима только в предположении, что упомянутые две возможности уже, так сказать, заложены в основе процесса, который вообще происходит в магнитном поле самом по себе, вне всякой связи с наличием какого-либо постороннего тела ... Все это в высокой степени соответствует общему характеру идеи Фарадея об особом электротоническом состоянии ... Фарадей мыслил электротоническое состояние как свойство, присущее самому магнитному потоку. Максвелловское представление о магнитных вихрях позволяет высказать некоторые соображения в развитие идеи об электротоническом состоянии ... На поверхности эквивалентного проводника в большей или меньшей степени происходит увлечение элементарных электрических заря-

дов со стороны магнитных вихрей ... Необходимо прийти к заключению, что каждый элементарный магнитный вихрь (магнитная линия) и каждая совокупность подобных вихрей, то есть любая трубка магнитной индукции вообще, по своей природе включают в себя процесс, которому мы должны приписать электрический характер ("эквивалент току электричества" – по Фарадею – **авторы**) ... Совокупность же этих магнитных вихрей, будучи распределенной по всему пространству, занятому магнитным полем, представляет собой основной источник тех свойств, которыми обладает данное поле".

На рис. 1,б,в магнитные вихри (вихри векторного потенциала), охватывающие каждую трубку магнитного потока Φ_0 (полагаем квант магнитного потока), показаны пунктирной линией. Если рассматривать вихри векторного потенциала как действующее (на заряды) начало [2], что согласуется с выводами Миткевича В.Ф., то возникновение токов i_1 и i_2 в тонкой сверхпроводящей стенке сечения тороида (рис. 1,б,в) объясняется именно действием этих вихрей.

В реальных экспериментах со сверхпроводящими материалами подобные вихри наблюдаются [7-10], что подтверждает состоятельность вышеизложенной идеи. В сверхпроводниках первого рода (все чистые металлы – сверхпроводники, кроме ниобия) при внешнем магнитном поле, близком к критическому H_c (минимальное значение внешнего поля, при котором сверхпроводимость разрушается) может возникать так называемое "промежуточное состояние". Теория промежуточного состояния была разработана Ландау Л.Д. в 1937 г. [8]. Разрушение сверхпроводящего состояния длинного цилиндра из сверхпроводника первого рода в однородном магнитном поле, параллельном оси цилиндра, происходит при достижении полем критического значения H_c . Если же форма сверхпро-

водника имеет более сложную конфигурацию (например, эллипсоид, шар и т.д.), то на поверхности сверхпроводника распределение поля будет неравномерным. Поскольку магнитное поле не проникает в сверхпроводник первого рода (эффект Мейснера), то в экваториальной плоскости шара или эллипсоида магнитное поле у поверхности может превышать критическое поле, когда внешнее поле еще меньше критического $H < H_c$ (вследствие сгущения обтекающих шар силовых линий в экваториальной плоскости). В этом случае сверхпроводящий шар переходит в промежуточное состояние, то есть разобьется на сеть чередующихся областей сверхпроводящей и нормальной фазы. При этом границы поверхности этих областей будут всегда параллельны магнитному полю, хотя в сечении, перпендикулярном полю, они могут образовывать фигуры весьма причудливой формы [8].

В сверхпроводниках второго рода (ниобий и сверхпроводящие сплавы с короткой длиной свободного пробега электронов) в области магнитных полей между первым и вторым критическим полем $H_{c1} < H < H_{c2}$ наблюдается "смешанное состояние", характеризующееся проникновением в сверхпроводник квантов магнитного потока Φ_0 , окруженных вихрями сверхпроводящего тока. Сердцевина таких вихревых образований находится в нормальном состоянии, причем вихри образуют симметричную решетку, треугольную или квадратную [7-10].

На рис. 2 представлен фрагмент сечения сверхпроводника второго рода в смешанном состоянии, где Φ_0 – кванты магнитного потока, A_0 – вихри векторного потенциала, i – сверхпроводящий ток (охватывающий как весь сверхпроводник – мейснеровский поверхностный ток, так и каждый островок нормального состояния, несущий квант потока Φ_0). Сверхпроводящее состояние на рисунке показано заштрихованным. Процесс может осмысливаться следующим образом. В магнитном поле $H < H_{c1}$, меньшем первого критического поля, реализуется эффект Мейснера и в тело сверхпроводника не проникает магнитное поле, вытесняемое поверхностным (мейснеровским) током, который может трактоваться как вызванный действием вихрей векторного потенциала A_0 , находящихся у поверхности квантов магнитного потока Φ_0 (рис. 2).

При увеличении магнитного поля вихри A_0 проникающих в сверхпроводник квантов потока Φ_0 искажают поверхностный ток i , который перемыкаясь образует кольцевой сверхпроводящий ток вокруг квантов магнитного потока Φ_0 .

На рис. 2 показаны три таких вихря в момент, предшествующий замыканию и отделению кольцевых токов вокруг квантов потока Φ_0 ("отпочкованию" – по терминологии Миткевича В.Ф.).

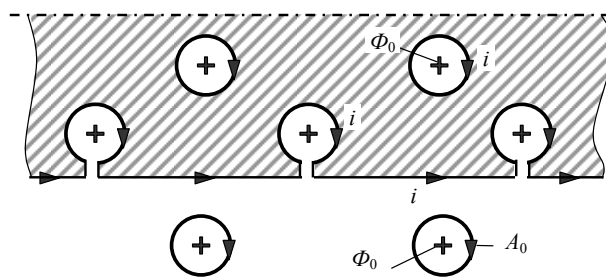


Рис. 2.

При дальнейшем увеличении поля кванты потока проникают в тело сверхпроводника в сопровождении вихрей сверхпроводящего тока i и образуют симметричную решетку (вследствие отталкивающего взаимодействия), которая будет тем гуще, чем больше величина магнитного поля. При достижении второго критического поля H_{c2} сверхпроводимость разрушается. В промежуточном состоянии сверхпроводников первого рода процесс может трактоваться аналогично, с той только разницей, что магнитное поле проникает в сверхпроводник не отдельными квантами Φ_0 , а большими группами, образующими макроскопические островки – области нормального состояния, которые будут расти с увеличением магнитного поля до полного разрушения сверхпроводимости (перехода в нормальное состояние).

Автор теории вихревой решетки смешанного состояния сверхпроводников второго рода Абрикосов А.А. в статье [10] приводит качественную картину изменения в зависимости от расстояния магнитного поля H и параметра порядка Ψ (теории Гинзбурга-Ландау) отдельного вихря решетки (рис. 3,а). Параметр порядка теории Гинзбурга-Ландау Ψ – это волновая функция сверхпроводящих электронов (куперовских пар), характеризующая их плотность [9, 10]. Это – макроскопическая волновая функция [11].

С другой стороны, волновая функция свободного электромагнитного поля – это векторный потенциал [5]. Полагая, как и ранее, что вихри векторного потенциала могут действовать на заряды, и учитывая, что сверхпроводящие электроны в вихрях тока i вокруг каждого кванта потока Φ_0 (рис. 2) движутся без диссипации энергии (сверхпроводимость это сверхтекучесть "заряженной жидкости" [12]), вполне вероятно предположить определенную пропорциональную связь между параметром порядка $\Psi(r)$ (рис. 3,а) и векторным потенциалом $A(r)$ (рис. 3,б). Для упрощения мы использовали кусочно-линейную аппроксимацию зависимости $A(r)$, которую можно записать с помощью разрывных функций [13] в следующем виде:

$$A(r) = A_\varphi(r) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{|r-r_0|}{r-r_0} \right) \frac{r}{r_0} A_0 + \frac{1}{2} \left(1 + \frac{|r-r_0|}{r-r_0} \right) A_0,$$

где r_0 – радиус вихря векторного потенциала A_0 .

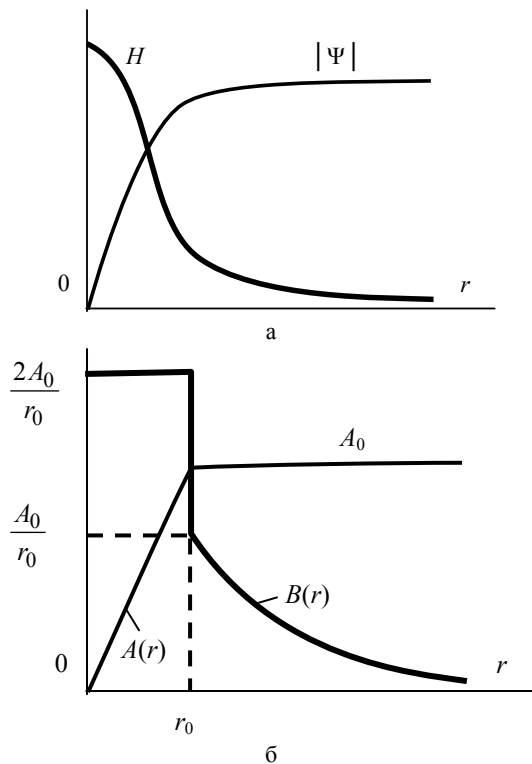


Рис. 3.

Тогда индукция магнитного поля ($\vec{B} = \text{rot}\vec{A}$):

$$B(r) = B_z(r) = \frac{1}{r} \cdot \frac{d}{dr} (r \cdot A_\varphi) =$$

$$= \left(1 - \frac{|r - r_0|}{r - r_0} \right) \frac{A_0}{r_0} + \frac{1}{2} \left(1 + \frac{|r - r_0|}{r - r_0} \right) \frac{A_0}{r}.$$

На рис. 3,б показана зависимость $B(r)$, соответствующая этой формуле. В рамках наших приближений сходство кривых рис. 3,а,б удовлетворительное, что оправдывает сделанные выше предположения.

Таким образом, трактуя "электротоническое состояние" как совокупность вихрей векторного потенциала A_0 , связанных с каждым квантом магнитного потока Φ_0 , способную действовать на электрические заряды ("эквивалент току электричества" – по Фарадею), возможно объяснить и явления, наблюдаемые в сверхпроводнике, находящемся в магнитном поле. Мы полагаем, что плодотворность Фарадеевской идеи об "электротоническом состоянии" этим не исчерпывается.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Боев В.М., Грибская Е.А., Лавриненко О.В. "Электротоническое состояние" и закон электромагнитной индукции Фарадея // Электротехника и электромеханика. – НТУ "ХПИ". – Харьков: 2004. – № 4. – С. 5-8.
- [2] Боев В.М. ЭДС само и взаимной индукции с точки зрения концепции "электротонического состояния" Фарадея // Электротехника и электромеханика. – НТУ "ХПИ". – Харьков: 2005. – № 2. – С. 5-7.
- [3] Максвелл Дж. К. Избранные сочинения по теории электромагнитного поля. – М.: Госиздат, 1954. – 687 с.
- [4] Фарадей М. Экспериментальные исследования по электричеству. – М.: Изд. АН СССР. – Т. 1, 1947. – Т. 2, 1951. – Т. 3, 1954.
- [5] Фейнман Р., Лейтон Р., Сэндс М. Фейнмановские лекции по физике. Т. 6 – Электродинамика. – М.: Мир, 1966. – 344 с.
- [6] Миткевич В.Ф. Магнитный поток и его преобразования. – М.-Л.: Изд. АН СССР, 1946. – 356 с.
- [7] Шмидт В.В. Введение в физику сверхпроводников. – М.: Наука, 1982. – 240 с.
- [8] Кресин В.З. Сверхпроводимость и сверхтекучесть. – М.: Наука, 1978. – 190 с.
- [9] Брехна Г. Сверхпроводящие магнитные системы. Пер. с англ. – М.: Мир, 1976. – 704 с.
- [10] Абрикосов А.А. Сверхпроводники второго рода и вихревая решетка // УФН, 2004. – Т. 174. – № 11. – С. 1234-1239.
- [11] Легgett Э. Дж. Сверхтекучий ^3He : ранняя история глазами теоретика // УФН, 2004. – Т. 174. – № 11. – С. 1256-1268.
- [12] Гинзбург В.Л. О сверхпроводимости и сверхтекучести // УФН, 2004. – Т. 174. – № 11. – С. 1240-1255.
- [13] Боев В.М. Использование разрывных функций для расчета переходных процессов и импульсных воздействий в линейных электрических цепях. I. Переходные процессы // Электронное моделирование. – Киев: 2002. – Т. 24. – № 6. – С. 67-79.

Поступила 18.05.2006

МЕТОД МОДЕЛИРОВАНИЯ НЕСТАЦИОНАРНЫХ РЕЖИМОВ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ИХ СХЕМНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ

Канов Л.Н., к.т.н., доц.; Костюков В.В.

Севастопольский национальный технический университет
Украина, 99053, Севастополь, Стрелецкая бухта, СевНТУ,
кафедра "Судовые и промышленные электромеханические системы"
тел. (0692) 235-160

Запропонований ефективний чисельно-аналітичний метод моделювання нестационарних й перехідних режимів електротехнічних систем. Метод базується на використанні схемних коефіцієнтів і здатен для аналізу як лінійних, так і нелінійних систем. Описана методика обчислення схемних коефіцієнтів. Наведен приклад використання методу.

Предложен эффективный численно-аналитический метод моделирования нестационарных и переходных режимов электротехнических систем. Метод основан на использовании схемных коэффициентов и пригоден для анализа как линейных, так и нелинейных систем. Описана методика вычисления схемных коэффициентов. Приведен пример применения метода.

ВВЕДЕНИЕ

С развитием и усложнением электротехнических систем необходимость исследования переходных процессов приобретает все большее значение [1]. Из существующих методов выгодно выделяется классический метод расчета, основанный на непосредственном решении дифференциальных уравнений и имеющий прозрачный физический смысл [2, 3]. В то же время с усложнением исследуемых систем наметились затруднения в использовании этого метода, которые неоправданно сужают его применение. Речь идет об излишней громоздкости определения постоянных интегрирования в системах высокого порядка [3, 4], т.к. наряду с вычислением производных высокого порядка по переменным системы это требует многократного решения систем линейных алгебраических уравнений.

Статья посвящена разработке численно-аналитического метода моделирования переходных процессов в линейных и нелинейных электромеханических системах, который, сохраняя все достоинства классического анализа, позволил бы в какой-то мере обойти отмеченные затруднения. Метод основан на вычислении схемных коэффициентов, устанавливающих взаимную связь между переменными системы в переходном процессе [5] и на использовании этих коэффициентов для моделирования нестационарных и переходных режимов электротехнических систем.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Переходные процессы в линейной электротехнической системе описываются совокупностью дифференциальных и алгебраических уравнений. Ограничимся здесь случаем простых собственных чисел. В этих условиях каждая переменная имеет свободную составляющую в виде

$$x_{j\text{св}}(t) = \sum_{i=1}^n A_{ji} \exp(p_i t); \quad j = 1, 2, \dots, m; \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (1)$$

где $A_{i,j}$ – постоянные интегрирования; p_i – собствен-

ные числа; m – число переменных системы; n – порядок системы; $n \leq m$.

Для установления связи между свободными составляющими переменных выделим в выражении (1) слагаемые, соответствующие, например, собственному числу p_1 : $A_{j1} \exp(p_1 t)$; $j = 1, 2, \dots, m$ и подставим их в упомянутую совокупность однородных уравнений системы. После выполнения операций дифференцирования и сокращения множителя $\exp(p_1 t)$ получаем линейную, однородную, алгебраическую систему уравнений относительно постоянных $A_{j,1}$. Примем одну из переменных за базовую, например, $x_1(t)$ и, удерживая $m-1$ уравнений, решим их относительно $A_{j,1}$; $j = 2, 3, \dots, m$. Очевидно, найденные постоянные интегрирования являются функциями A_{11} . Тогда схемными коэффициентами по собственному числу p_1 назовем отношения $K_j(p_1) = \frac{A_{j1}(p_1)}{A_{11}}$; $j = 2, 3, \dots, m$. Таким образом, схемные коэффициенты позволяют выразить постоянные интегрирования всех переменных системы при собственном числе p_1 через соответствующую постоянную базовой переменной. Аналогичные действия выполняются и при получении схемных коэффициентов по другим собственным числам. В результате будут сформированы матрица схемных коэффициентов \mathbf{K} и матрица \mathbf{A} постоянных интегрирования переменных системы, упорядоченные по порядку собственных чисел и переменных системы:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ K_2(p_1) & K_2(p_2) & \dots & K_2(p_n) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ K_m(p_1) & K_m(p_2) & \dots & K_m(p_n) \end{bmatrix}; \quad (2)$$

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & \dots & A_{1n} \\ K_2(p_1)A_{11} & K_2(p_2)A_{12} & \dots & K_2(p_n)A_{1n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ K_m(p_1)A_{11} & K_m(p_2)A_{12} & \dots & K_m(p_n)A_{1n} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Выражение (1) теперь может быть переписано в виде

$$x_{j \text{ св}}(t) = \sum_{i=1}^n K_j(p_i) A_{1i} \exp(p_i t);$$

$$j = 1, 2, \dots, m; K_1(p_i) \equiv 1, \quad (4)$$

а вектор переменных системы дается уравнением

$$X(t) = A e^{Pt} + X_{\text{уст}}(t), \quad (5)$$

где $[e^{Pt}]^T$ – вектор $[\exp(p_1 t), \exp(p_2 t), \dots, \exp(p_n t)]$; $X_{\text{уст}}(t)$ – установившиеся значения переменных.

Поставим задачу применения схемных коэффициентов для анализа переходных процессов в нелинейных системах на основе кусочно-линейной аппроксимации их характеристик.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Пусть в момент $t > t_i$ переменные системы соответствуют i -му участку кусочно-линейной аппроксимации нелинейной характеристики, t_i – момент выхода переменных на этот участок. Тогда вектор $X_i(t)$ на основании (4) описывается выражением:

$$X_i(t) = K_i A_{1i} e^{P_i(t-t_i)} + X_{i \text{ уст}}(t-t_i),$$

где вектор $[A_{1i} e^{P_i(t-t_i)}]^T = [A_{11i} \exp(p_{1i}(t-t_i),$

$$A_{12i} \exp(p_{2i}(t-t_i)), \dots, A_{1ni} \exp(p_{ni}(t-t_i))],$$

а индекс i указывает на принадлежность к i -му участку. Полагая $t = t_{i+1}$, получаем вектор переменных

$$X_i(t_{i+1}) = K_i A_{1i} e^{P_i \Delta t_i} + X_{i \text{ уст}}(\Delta t_i), \text{ где } \Delta t_i = t_{i+1} - t_i.$$

Момент t_{i+1} определяется переходом переменных системы на $i+1$ -й участок характеристики. Пусть в этот момент переменные испытывают скачок, и их новые значения в момент $t_{i+1+} = t_{i+1} + 0$ определяются функцией f_i

$$X_i(t_{i+1+}) = f_i [K_i A_{1i} e^{P_i \Delta t_i} + X_{i \text{ уст}}(\Delta t_i)]. \quad (6)$$

На $i+1$ -ом участке процесс описывается выражением

$$X_{i+1}(t) = K_{i+1} A_{1i+1} e^{P_{i+1}(t-t_{i+1})} + X_{i+1 \text{ уст}}(t-t_{i+1}).$$

В момент t_{i+1+} получаем

$$X_{i+1}(t_{i+1+}) = f_i [X_i(t_{i+1})] = K_{i+1} A_{1i+1} + X_{i+1 \text{ уст}}(0). \quad (7)$$

Сопоставляя выражения (6) и (7), определим вектор постоянных для базовой переменной на $i+1$ -ом участке через значение этого вектора на i -ом участке:

$$A_{1i+1} = K_{i+1}^{-1} \{ f_i [K_i A_{1i} e^{P_i \Delta t_i} + X_{i \text{ уст}}(\Delta t_i)] - X_{i+1 \text{ уст}}(0) \}. \quad (8)$$

На первом участке вектор постоянных определяется по значениям $X_I(0), X_{I \text{ уст}}(0)$.

Вполне аналогичные соотношения справедливы и для расчета переходных процессов в линейной сис-

теме, параметры которой скачкообразно меняются во времени. Тогда моменты t_i задаются заранее.

Обобщим предлагаемый метод на случай периодического режима, характеризующегося чередованием значений параметров системы. Пусть период состоит из двух интервалов: i и $i+1$. Тогда по аналогии с выражением (8) определим вектор постоянных интегрирования на $i+2$ интервале

$$A_{1i+2} = K_{i+2}^{-1} \{ f_{i+1} [K_{i+1} A_{1i+1} e^{P_{i+1} \Delta t_{i+1}} + X_{i+1 \text{ уст}}(\Delta t_{i+1})] - X_{i+2 \text{ уст}}(0) \}.$$

Согласно условию периодичности это равенство можно записать в виде

$$A_{1i} = K_i^{-1} \{ f_{i+1} [K_{i+1} A_{1i+1} e^{P_{i+1} \Delta t_{i+1}} + X_{i+1 \text{ уст}}(\Delta t_{i+1})] - X_{i \text{ уст}}(0) \}. \quad (9)$$

Уравнения (8), (9) позволяют найти постоянные интегрирования для базовой переменной на двух интервалах периода. Аналогично можно выписать уравнения для постоянных в случае, когда период состоит из нескольких интервалов.

АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ

Рассмотрим переходный процесс включения электромагнита постоянного тока с пусковой и удерживающими обмотками [6], рис. 1. Число витков пусковой обмотки меньше числа витков удерживающей, поэтому при включении ток вначале протекает по пусковой обмотке, а в удерживающей наводится эдс, запирающая диод. По мере нарастания тока в пусковой обмотке эта эдс уменьшается, и диод открывается в момент t_1 , когда $M \frac{di_n}{dt} = U$, где M – коэффициент взаимной индукции, U – напряжение сети.

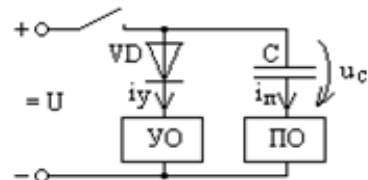


Рис. 1. Схема включения двухобмоточного электромагнита

До начала движения якоря пренебрежем изменением индуктивности и коэффициента взаимной индукции обмоток [6]. Таким образом, в рассматриваемой системе имеется один нелинейный элемент – диод VD , сопротивление которого в закрытом состоянии обозначим r_1 , а в открытом – r_2 ; $r_1 \gg r_2$.

Система описывается уравнениями

$$\left. \begin{aligned} i_n r_n + L_n \frac{di_n}{dt} + M \frac{di_y}{dt} + u_c = U; \quad C \frac{du_c}{dt} = i_n; \\ M \frac{di_n}{dt} + (r_y + r_\delta) i_y + L_y \frac{di_y}{dt} = U \end{aligned} \right\},$$

где r_n, L_n, r_y, L_y – соответственно сопротивления и индуктивности пусковой и удерживающей обмоток; $r_n < r_y$; $L_n < L_y$; $r_\delta = r_1$ или $r_\delta = r_2$. Принимая за базовую переменную $i_n(t)$, получаем систему уравнений для определения схемных коэффициентов

$$\left. \begin{aligned} r_n + pL_n + pMA_y + A_c = 0; \quad pCA_c - 1 = 0; \\ pM + (r_y + r_\delta)A_y + pL_yA_y = 0 \end{aligned} \right\},$$

из второго и третьего уравнения которой получаем схемные коэффициенты $K_c(p) = A_c = \frac{1}{pC}$;

$$K_y(p) = A_y = -\frac{pM}{pL_y + r_y + r_\delta}.$$

На первом участке с учетом нулевых начальных условий, постоянные интегрирования для базовой переменной $i_n(t)$ вычисляются по выражению:

$$A_1 = -K_1^{-1} X_{1\text{уст}},$$

$$\text{где } X_{1\text{уст}}^T = [i_{n\text{уст}}; i_{y\text{уст}}; u_{c\text{уст}}] = \left[0; \frac{U}{r_1 + r_y}; U \right].$$

На втором участке при открытом диоде в соответствии с (8) $A_2 = K_2^{-1} [K_1 A_1 e^{P_1 t_1} + X_{1\text{уст}} - X_{2\text{уст}}]$. Для нахождения постоянных интегрирования для $i_y(t), u_c(t)$ следует воспользоваться выражением (3).

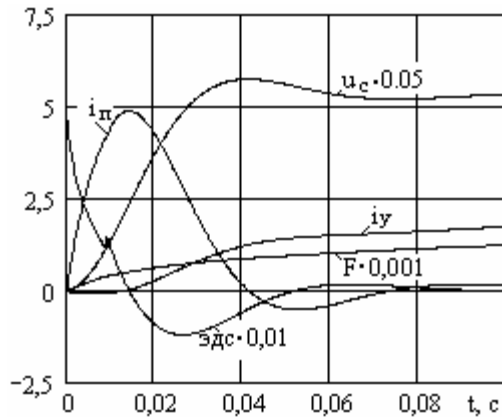


Рис. 2. Процесс включения электромагнита

На рис. 2 изображены результаты моделирования переходного процесса; графики построены по выражениям:

$$x_{j1}(t) = \sum_{i=1}^3 A_{ji1} \exp(p_i t) + x_{j1\text{уст}}(t)$$

при $0 \leq t < t_1$;

$$x_{j2}(t) = \sum_{i=1}^3 A_{ji2} \exp(p_i (t - t_1)) + x_{j2\text{уст}}(t - t_1) \text{ при}$$

$t \geq t_1$,

где индекс j пробегает значения 1, 2, 3 и $x_1 = i_n$, $x_2 = i_y$, $x_3 = u_c$. Моделирование выполнено при следующих типичных значениях параметров: $r_y = 50 \text{ Ом}$, $L_y = 3,7 \text{ Гн}$, $r_n = 10 \text{ Ом}$, $L_n = 0,171 \text{ Гн}$, $C = 100 \text{ мкФ}$, $M = 0,5 \text{ Гн}$, $r_1 = 1 \text{ кОм}$, $r_2 = 1 \text{ Ом}$. Собственные числа на интервалах:

$$P_1^T = [-502,9 \quad -31,466 \mp 66,824 j];$$

$$P_2^T = [-52,739 \mp 82,1194 j \quad -13,991],$$

соответствующие матрицы схемных коэффициентов:

$$K_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -0,31 & 6,9 \cdot 10^{-3} + 0,038 j & 6,9 \cdot 10^{-3} - 0,038 j \\ -1,988 & -5,768 + 12,249 j & -5,768 - 12,249 j \end{bmatrix};$$

$$K_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -0,144 + 0,019 j & -0,144 - 0,019 j & -9,13 \\ -5,537 + 8,621 j & -5,537 - 8,621 j & -71,475 \end{bmatrix};$$

момент открывания диода $t_1 = 8,895 \text{ мс}$; векторы постоянных интегрирования по базовой переменной:

$$A_1^T = [-0,709 \quad 0,355 \pm 4,381 j];$$

$$A_2^T = [1,989 \pm 3,101 j \quad 0,167].$$

Из рисунка следует, что пусковой ток вместе с намагничивающей силой F , график которой показан уменьшенным в 10^3 раз, интенсивно нарастает. В момент t_1 , когда график эдс снижается до значения U , переменные не претерпевают разрыва.

ВЫВОДЫ

Предложен численно-аналитический метод определения постоянных интегрирования в выражениях для моделирования переходных процессов в нелинейных и нестационарных электротехнических системах. Метод основан на схемных коэффициентах и вычислении на их основе полных матриц постоянных интегрирования на каждом линейном участке системы. Достоинством метода является возможность получения аналитических выражений переменных на каждом линейном участке и оценка влияния каждого собственного числа в формировании переходного процесса. Определение постоянных интегрирования не сопровождается вычислением производных от переменных системы в начальный момент времени. Дальнейшим перспективным направлением является разработка методики применения схемных коэффициентов для анализа качества переходных процессов в линейных и нелинейных электротехнических системах.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Куликов Ю.А. Переходные процессы в электрических системах. – М.: Мир: ООО "Изд-во АСТ", 2003. – 283 с.
- [2] Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т.2. / К.С.Демирчян, Л.Р.Нейман, Н.В.Коровкин и др. – СПб.: Изд-во "Питер", 2003. – 576 с.
- [3] Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи.–М.:Изд-во "Гардарики", 2000. – 638 с.
- [4] Кузовкин В.А. Теоретическая электротехника. – М.: Изд-во "Логос", 2005. – 480 с.
- [5] Костюков В.В. Связь между постоянными интегрирования при анализе переходных процессов в линейных электрических цепях // Вестник СевГТУ. Вып. 55 Механика, энергетика, экология: Сб. научн. тр.; Севастоп. нац. техн. ун-т. – Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2004. – С. 80 -86.
- [6] Переходные процессы в электрических машинах и аппаратах и вопросы проектирования / О.Д.Гольдберг, О.Б.Буль, И.С. Свириденко и др. – М.: Высш. шк., 2001. – 512 с.

Поступила 30.05.2006

ОДНОМЕРНАЯ ЭЛЕКТРОТЕПЛОВАЯ ЗАДАЧА ДЛЯ МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ОБШИВКИ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ НА НЕЕ МОЛНИИ

Баранов М.И., д.т.н.

НИПКИ "Молния" Национального технического университета

"Харьковский политехнический институт"

Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47, НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ"

тел. (057) 707-68-41, факс (057) 707-61-33, e-mail: nipkimolnija@kpi.kharkov.ua

Приведені результати наближеного аналітичного розрахунку перевищення температури у зоні прив'язки сильноточного іскрового каналу блискавки на плоскій поверхні металевої обшивці літального апарату (ЛА). Показано, що імпульсна складова повного струму блискавки часової форми 2/50 мкс з амплітудою 200 кА викликає лише локальний опік зовнішньої поверхні алюмінієвої стінки обшивки ЛА, а його постійна складова амплітудою 200 А та тривалістю у 1000 мс може забезпечувати її наскрізне проплавлення.

Приведены результаты приближенного аналитического расчета превышения температуры в зоне привязки сильноточного искрового канала молнии на плоской поверхности металлической обшивки летательного аппарата (ЛА). Показано, что импульсная составляющая полного тока молнии временной формы 2/50 мкс с амплитудой 200 кА вызывает лишь локальный ожог наружной поверхности алюминиевой стенки обшивки ЛА, а его постоянная составляющая амплитудой 200 А и длительностью в 1000 мс может обеспечивать ее сквозное проплавление.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время во всем мире проблема обеспечения безопасности полетов в околоземном воздушном пространстве летательных аппаратов (ЛА) как гражданского, так и военного назначения (самолетов, вертолетов, ракетно-космической техники) приобрела исключительную актуальность и государственную важность. Известно немало случаев, когда прямой удар молнии (ПУМ) в ЛА приводил к тяжелым авариям с катастрофическими последствиями для авиационной (ракетной) техники, обслуживающего ее персонала и пассажиров не ее борту [1-3]. Среднестатистически каждый самолет один раз в год подвергается воздействию молнии [4]. Как известно, основными поражающими факторами молнии являются: во-первых, мощные импульсные электромагнитные поля от сильноточного канала молнии, вызывающие появление в бортовых электрических цепях ЛА больших электрических наводок (индуцированных напряжений и токов) [5]; во-вторых, большие токи и переносимые электрические заряды в канале длинного искрового разряда молнии, обуславливающие при ПУМ протекание в зоне привязки ее сильноточного канала на обшивке ЛА и зоне растекания по ней (обшивке) тока молнии интенсивных электротермических процессов [6, 7]; в-третьих, большие электродинамические усилия, действующие на металлическую (композиционную) обшивку ЛА в зоне привязки на ней сильноточного канала молнии [8]. Данные факторы в своей совокупности представляют серьезную угрозу для любого ЛА, оказавшегося в зоне действия такого глобального природного явления как молния.

Известные работы, посвященные приближенным расчетам теплового воздействия канала молнии на металлическую обшивку ЛА, содержат крайне громоздкие, трудноприменимые для выполнения быстрого экспертного анализа теплового режима ее стенки и просто неудобные в практическом употреблении аналитические выражения для температуры нагрева материала стенки [9, 10] или достаточно сложные нелинейные численные модели электротепловых процессов при ПУМ в стенке обшивки ЛА [11], воспользоваться которыми сможет не каждый технический спе-

циалист – пользователь. Решение практических задач по оценке последствий действия молнии на ЛА часто требует иметь достаточно простые математические модели, обеспечивающие достижение инженерной точности соответствующих расчетов (с погрешностью в пределах 10%), и технические средства контроля результатов реального или имитационного воздействия молнии на ЛА. Кроме того, результаты указанных выше исследований не дают прямых ответов на характер распределения температуры под наиболее электротермически нагруженной опорной зоной канала молнии в зависимости от временного интервала изменения полного тока молнии, а также на пути и особенности оперативного определения таких важнейших характеристик электротермической стойкости металлической (композиционной) обшивки к действию ПУМ как глубина проплавления h_{Π} и время сквозного проплавления t_{Π} ее стенки.

Целью данной статьи является разработка упрощенной математической модели электротермических процессов в эпицентре действия молнии на ЛА, предназначенной для приближенного аналитического расчета температуры нагрева стенки металлической обшивки ЛА при воздействии на нее ПУМ под опорной зоной сильноточного канала молнии как на относительно короткой нарастающей токовой части грозового разряда с максимальным значением импульсной составляющей полного тока молнии, так и на относительно длинной спадающей токовой части грозового разряда с минимальным значением постоянной составляющей полного тока молнии.

1. ПРИНЯТЫЕ ДОПУЩЕНИЯ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим в цилиндрической системе координат электротепловое воздействие сильноточного искрового канала 1 грозового разряда на металлическую обшивку 2 ЛА толщиной h , размещенную в воздушном пространстве (рис. 1). Пусть характеристики воздушной среды соответствуют нормальным атмосферным условиям (давление воздуха составляет $1,013 \cdot 10^5$ Па, а влажность воздуха и его температура соответственно – 80% и 20°C). Примем, что искровой канал молнии представляет собой сплошной прово-

дящий цилиндр радиусом r_0 , состоящий из низко-температурной плазмы [12]. В связи с тем, что в реальных условиях радиус кривизны металлической обшивки ЛА значительно превышает толщину h ее стенки, то поверхность контакта искрового канала молнии с наружной поверхностью обшивки можно считать близкой к плоской поверхности [9-11]. Считаем, что электротепловое действие сильноточного канала молнии на металлическую обшивку ЛА аналогично действию во времени t мгновенного плоского источника тепла, приложенного к наружной поверхности обшивки в плоской круговой зоне привязки канала искрового разряда радиусом r_0 . Неравномерностью распределения плотности электрического тока молнии i_M по поперечному сечению рассматриваемого канала разряда и соответственно неравномерностью плотности теплового потока в круговой зоне привязки искрового канала молнии радиусом r_0 , поступающего в металлическую обшивку ЛА, пренебрегаем. Учитывая быстропротекающий импульсный характер (практически мгновенный в течение не более 1 с) локального нагрева металлической обшивки ЛА за счет "джоулеа" тепла, влиянием теплоотдачи в окружающее обшивку воздушное пространство и теплопроводности материала стенки обшивки на протекающие в зоне привязки сильноточного канала молнии электротепловые процессы пренебрегаем.

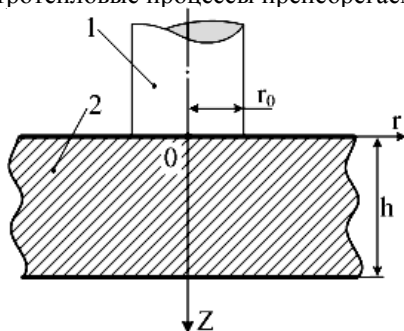


Рис. 1. Расчетная модель плоской стенки металлической обшивки ЛА при воздействии на нее ПУМ

Принимая во внимание приближенный характер выполняемого нами аналитического расчета теплового поля в стенке металлической обшивки ЛА, испытывающей действие ПУМ, изменениями коэффициента теплопроводности λ_0 (Дж/м·с·°С) и удельной объемной теплоемкости c_0 (Дж/м³·°С) материала обшивки, вызванными его импульсным нагревом практически в адиабатическом режиме, можно также пренебречь. Исследование импульсного нагрева материала рассматриваемой обшивки ЛА за счет кратковременного ввода в него теплового потока из сильноточного канала молнии ограничим температурой его (материала) испарения $T_{И}$. На данном этапе исследований в рамках предлагаемой упрощенной одномерной математической модели электротепловых процессов в обшивке ЛА рассмотрим результаты воздействия на плоскую стенку металлической обшивки ЛА лишь импульсной составляющей с временными параметрами 2/50 мкс (амплитуда – 200 кА) и постоянной составляющей длительностью в 1с (амплитуда – 200 А) полного тока молнии i_M [1, 3].

Требуется в приближенном виде с учетом принятых допущений получить простые аналитические соотношения, адекватно описывающие одномерное температурное поле в зоне привязки сильноточного канала молнии на плоской металлической обшивке ЛА.

2. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ МОДЕЛИ

Расчет температурного поля стенки обшивки ЛА. На основании теории теплопроводности для пространственно-временного изменения превышения температуры $\theta(z,0,t)$ материала рассматриваемой плоской стенки металлической обшивки ЛА в зоне действия на нее поверхностного теплового потока по центру плазменного канала молнии ($r=0$) можно записать следующее приближенное выражение [13]:

$$\theta(z,0,t) = \frac{W_0}{2(\pi\lambda_0 c_0 t)^{1/2}} \cdot \exp(-z^2 c_0 / 4\lambda_0 t), \quad (1)$$

где $\theta(z,0,t) = \theta_t - \theta_0$; θ_t – текущая температура материала стенки обшивки ЛА; $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$ – температура окружающего стенку обшивки ЛА воздуха; W_0 – удельная тепловая энергия (Дж/м²), выделяющаяся на наружной поверхности обшивки ЛА; z – продольная координата, направленная от очага теплового воздействия внутрь стенки обшивки ЛА.

В соответствии с теоретическими положениями электрофизики выражение для выделяющейся в зоне привязки сильноточного канала грозового разряда на поверхности плоской стенки обшивки ЛА удельной тепловой энергии W_0 принимает нижеследующий вид [3]:

$$W_0 = S_0^{-1} \int_0^{t_0} U_0 i_M dt, \quad (2)$$

где U_0 – приэлектродное падение электрического напряжения в опорной зоне сильноточного искрового разряда молнии; $S_0 = \pi \cdot r_0^2$ – площадь опорной зоны плазменного канала молнии; t_0 – длительность протекания импульсной (постоянной) составляющей полного тока i_M молнии.

Из теории искры известно, что величина U_0 представляет собой разность электрических потенциалов на границе раздела "плазменный канал искры – металлический электрод", которая для различных амплитудно-временных параметров (АВП) тока искры (молнии) и токопроводящих материалов электродов (обшивки ЛА) численно составляет значение, примерно равное $U_0 = 10$ В [1, 3, 14].

Тогда выражение (2) для удельной тепловой энергии W_0 можно переписать в более удобном для последующего анализа виде:

$$W_0 = 10\pi^{-1} \cdot r_0^{-2} \cdot Q_0, \quad (3)$$

где $Q_0 = \int_0^{t_0} i_M dt$ – количество электричества, протекающее через опорную зону плазменного канала молнии на наружной поверхности обшивки ЛА за время действия t_0 импульсной (постоянной) составляющей полного тока i_M молнии.

Важной характеристикой одномерного распределения температурного поля в исследуемой обшивке ЛА является понятие глубины проникновения Δ_T в ее стенку теплового потока [15], на которой превышение температуры $\theta(z,0,t)$ уменьшается в e раз. Из (1) можно легко получить приближенное выражение для глубины проникновения Δ_T в металлическую стенку обшивки ЛА поверхностного теплового потока от источника, равномерно распределенного под опорной зоной плазменного канала молнии:

$$\Delta_T = 2 \sqrt{\frac{\lambda_0 \cdot t_0}{c_0}}. \quad (4)$$

Полученное соотношение (4) хорошо согласуется с известными в электрофизике [15, 16] и лазерной (электронно-лазерной) технике [17] соответственно расчетными и эмпирическими формулами для вычисления величины Δ_T .

Воздействие на обшивку ЛА импульсной составляющей тока молнии. В этом случае для данной аperiодической составляющей полного тока i_M молнии, характеризующейся временной формой $2/500$ мкс и значением длительности $t_0=500$ мкс, имеем [2, 3]:

$$i_M = \beta_m \cdot I_m \cdot [\exp(-\alpha_1 t) - \exp(-\alpha_2 t)], \quad (5)$$

где $I_m=200$ кА – нормированная требованиями межгосударственного ГОСТ 30585-98 [18] амплитуда импульсной составляющей полного тока грозового разряда; $\alpha_1 \approx 0,76/\tau_{\text{н}}=1,529 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1}$; $\alpha_2 \approx 2,37/\tau_{\text{ф}}=1,188 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$; $\tau_{\text{ф}}=2 \cdot 10^{-6} \text{ с}$ – длительность фронта импульсной составляющей полного тока молнии между уровнями 0,1-0,9 от его амплитуды; $\tau_{\text{н}}=50 \cdot 10^{-6} \text{ с}$ – длительность импульсной составляющей полного тока молнии на уровне 0,5 от его амплитуды; $\beta_m = \left[(\alpha_1/\alpha_2)^{\alpha_1/(\alpha_2-\alpha_1)} - (\alpha_1/\alpha_2)^{\alpha_2/(\alpha_2-\alpha_1)} \right]^{-1} = 1,072$ – нормирующий коэффициент [2, 3].

Для определения максимального значения радиуса плазменного канала сильноточного искрового разряда на стадии протекания импульсной составляющей полного тока i_M молнии и соответственно радиуса r_0 (м) его плоской круглой опорной зоны на обшивке ЛА воспользуемся известной формулой Брагинского, которая при принятых допущениях имеет вид [2, 14]:

$$r_0 = 0,093(I_m)^{1/3}(t_m)^{1/2}, \quad (6)$$

где $t_m = \frac{\ln \alpha_2 / \alpha_1}{(\alpha_2 - \alpha_1)}$ – время (с), соответствующее амплитуде I_m (А) импульсной составляющей полного тока молнии и которое при указанных выше коэффициентах ее формы α_1, α_2 численно составляет примерно $t_m=3,71$ мкс.

В результате после подстановки выражений (2)-(6) в (1) для превышения температуры $\theta(z,0,t)$ материала стенки металлической обшивки ЛА вдоль продольной оси OZ плазменного канала грозового разряда на стадии воздействия импульсной составляющей полного тока i_M молнии за время ее длительности t_0 в безразмерном виде получаем:

$$\theta^*(z^*) = \frac{103,82 c_0^{1/2} \beta_0 Q_0}{t_m I_m^{2/3} (\lambda_0 t_0)^{1/2}} \cdot \exp[-(z^*)^2], \quad (7)$$

где $\theta^*(z^*) = \theta(z^*)/\theta_b$; $\theta(z^*) = \theta(z^*, 0, t_0)$; $\theta_b = (c_0 \beta_0)^{-1}$ – базисная температура (для алюминия $\theta_b=173^\circ\text{C}$ [6, 19]); $z^* = z/\Delta_T$; β_0 – тепловой коэффициент удельной электропроводности ($\text{м}^3/\text{Дж}$) материала металлической обшивки ЛА [19].

На рис. 2 приведена безразмерная графическая зависимость $\theta^*(z^*)$, построенная по (7) в случае воздействия молнии на алюминиевую обшивку ЛА при следующих исходных расчетных данных [3, 19]: $I_m=200$ кА; $t_m=3,71$ мкс; $t_0=500$ мкс; $Q_0=13,84$ Кл; $c_0=2,7 \cdot 10^6 \text{ Дж}/\text{м}^3 \cdot ^\circ\text{C}$; $\beta_0=2,14 \cdot 10^{-9} \text{ м}^3/\text{Дж}$; $\lambda_0=240 \text{ Дж}/\text{м} \cdot \text{с} \cdot ^\circ\text{C}$; $r_0=10,48$ мм; $h=10$ мм. Из данных рис. 2 видно, что за время действия на алюминиевую стенку обшивки ЛА импульсной составляющей полного тока i_M молнии с принятыми нами АВП максимальное значение превышения температуры $\theta(z^*, 0, t_0)$ ее материала в эпицентре электротермического воздействия ($z^*=0$; $r=0$) составляет примерно всего $\theta(0,0,t_0)=1,15 \theta_b=199^\circ\text{C}$. Как известно, такого превышения температуры за время электротеплового воздействия $t_0=500$ мкс под опорной зоной плазменного канала молнии недостаточно для расплавления даже поверхностного слоя алюминиевой стенки обшивки ЛА, температура плавления $T_{\text{п}}$ которой равна $T_{\text{п}}=658^\circ\text{C}$ [16, 19]. В этом случае возможен лишь локальный ожог данного слоя, не приводящий к электрической эрозии поверхности и структурным изменениям в материале обшивки ЛА. При этом, однако, нам не следует упускать из виду того факта, что температура низкотемпературной плазмы канала длинного искрового разряда молнии составляет около $T_p = \theta_t(0,0,t) = 20 \cdot 10^3 \text{ }^\circ\text{C}$ [12, 14].

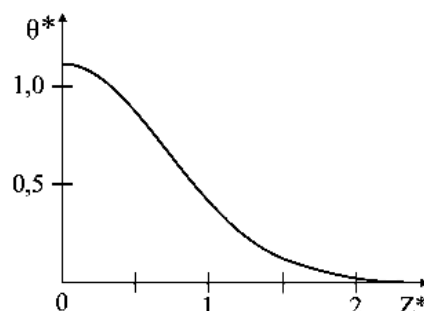


Рис. 2. Пространственное изменение безразмерного превышения температуры $\theta^*(z^*)$ материала алюминиевой обшивки ЛА на стадии воздействия на нее импульсной составляющей полного тока i_M молнии

В этой связи на стадии воздействия в течение времени $t_0=500$ мкс на стенку металлической обшивки ЛА импульсной составляющей полного тока молнии i_M в результате суммарного действия этих двух факторов на основании вытекающей из (1) зависимости вида $\theta_t(z,0,t) = \theta_t(0,0,t) \cdot \exp[-(z/\Delta_T)^2]$ все же

следует ожидать частичного оплавления зоны привязки радиусом r_0 канала грозового разряда на глубину z_0 , примерно равную $z_0 = 1,85 \cdot \Delta_T$. Отметим, что для рассматриваемого случая согласно (4) расчетная глубина проникновения Δ_T в алюминиевую стенку обшивки ЛА теплового потока принимает численное значение, равное около $\Delta_T = 0,21$ мм, а z_0 соответственно $z_0 = 0,39$ мм. Данные значения Δ_T и z_0 хорошо согласуются с известными опытными результатами, касающимися определения с использованием металлографических методов экспериментального исследования глубины прогрева Δ_0 плоской стенки образца обшивки ЛА из алюминиевого сплава марки Д16Т, где температура ее материала была не ниже температуры его отжига (закалки) $\theta_t = 500^\circ\text{C}$ [20], за счет действия теплового источника от сильноточного искрового разряда микросекундной длительности, формируемого в воздухе с помощью высоковольтной испытательной электрофизической установки на рабочем напряжении отрицательной полярности в 100 кВ ($I_m = 100$ кА; $t_m = 4,375$ мкс; $t_0 = 100$ мкс; $h = 10$ мм; $\Delta_0 = 0,4$ мм) [7, 15].

Воздействие на обшивку ЛА постоянной составляющей тока молнии. Согласно экспериментальным данным, относящимся к особенностям протекания постоянной составляющей полного тока i_M молнии в воздушном разрядном промежутке с алюминиевым электродом (анодом), характеризующейся практически неизменной во времени t амплитудой $I_m = 200$ А и значением длительности $t_0 = 1000$ мс [1, 3], для рассматриваемого случая электротермического нагружения алюминиевой обшивки ЛА используем следующую эмпирическую зависимость максимального радиуса r_0 (м) канала искрового разряда от величины тока I_m (А) в нем [9]:

$$r_0 = 0,11 \cdot 10^{-3} (I_m)^{1/2}. \quad (8)$$

Подставив в (8) требуемое значение амплитуды длительной составляющей полного тока молнии $i_M = I_m = 200$ А, находим, что $r_0 = 1,55$ мм. Используя (3), для количества электричества Q_0 , поступившего при воздействии ПУМ в обшивку ЛА на стадии протекания этой длительной составляющей тока молнии, получаем значение, численно составляющее около $Q_0 = 200$ Кл.

Тогда с учетом выражений (1)-(3) и (8) аналогично (7) для пространственного изменения превышения температуры $\theta(z, 0, t)$ материала алюминиевой стенки обшивки ЛА вдоль оси плазменного канала грозового разряда на стадии воздействия на нее постоянной составляющей полного тока i_M молнии за время ее длительности t_0 в безразмерном виде получаем:

$$\theta^*(z^*) = \frac{74,21 \cdot 10^6 \cdot c_0^{1/2} \cdot \beta_0 Q_0}{I_m (\lambda_0 t_0)^{1/2}} \exp[-(z^*)^2]. \quad (9)$$

После подстановки в (9) заданных численных значений соответствующих коэффициентов и АВП длительной составляющей полного тока i_M молнии следует, что максимальное значение превышения

температуры $\theta(z^*, 0, t_0)$ материала алюминиевой обшивки ЛА в эпицентре электротермического воздействия ($z^* = 0$; $r = 0$) в конце протекания постоянного тока в канале грозового разряда окажется равным $\theta(0, 0, t_0) = 16,84 \theta_b = 2913,3^\circ\text{C}$. Такая поверхностная температура материала стенки под плоской круговой областью теплового излучения от плазмы канала искрового разряда вызывает локальное разрушение наружной поверхности стенки алюминиевой обшивки ЛА и соответствует усредненной плотности q_T поверхностного теплового потока от канала ($r_0 = 1,55$ мм) к исследуемой стенке ($h = 10$ мм), приблизительно равной $q_T = I_m \cdot U_0 / \pi r_0^2 = 2,65 \cdot 10^8$ Вт/м². Здесь уместно также отметить то, что для рассматриваемой стенки обшивки ЛА температура испарения материала составляет $T_{II} = 2447^\circ\text{C}$ [16, 20]. Что касается величины глубины проникновения Δ_T температурного поля в стенку, то тут она согласно формуле (4) принимает расчетное численное значение $\Delta_T = 18,85$ мм. Подставив в выражение (9) относительное значение координаты $z^* = h / \Delta_T = h^* = 0,53$, для превышения температуры на внутренней поверхности стенки ($z = h$) обшивки ЛА при прежних исходных данных находим, что $\theta(h^*, 0, t_0) = 12,71 \theta_b = 2198,6^\circ\text{C}$.

Характер изменения при этом превышения температуры $\theta(z^*, 0, t_0)$ по толщине алюминиевой стенки обшивки ЛА отражает построенная по расчетному соотношению (9) кривая, изображенная на рис. 3.

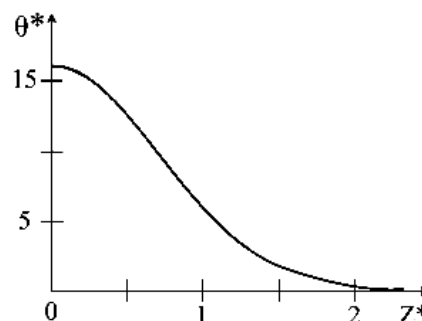


Рис. 3. Пространственное изменение безразмерного превышения температуры $\theta^*(z^*)$ материала алюминиевой обшивки ЛА на стадии воздействия на нее длительной постоянной составляющей полного тока i_M молнии

Из данных рис. 2 и 3 видно, что, во-первых, распространение тепла в исследуемой металлической стенке обшивки ЛА после воздействия на нее ПУМ происходит практически по кривым Гаусса [21], а, во-вторых, рассматриваемое электротепловое воздействие молнии на участке протекания длительной постоянной составляющей ее тока приводит к сквозному проплавлению алюминиевой стенки обшивки ЛА.

Расчет глубины проплавления стенки обшивки ЛА. Воспользовавшись формулой (9), для глубины проплавления h_{II} (м) стенки металлической обшивки ЛА, испытывающей действие ПУМ и нагреваемой при этом под опорной зоной канала молнии до температуры плавления T_{II} ее материала, находим:

$$h_{\Pi} = \sqrt{-4\lambda_0 c_0^{-1} t_0 \ln \left[\frac{I_m (T_{\Pi} - \theta_0) (\lambda_0 c_0 t_0)^{1/2}}{74,21 \cdot 10^6 Q_0} \right]}. \quad (10)$$

Из соотношения (10) после подстановки в него численных значений используемых нами ранее исходных данных для постоянной составляющей полного тока i_M молнии ($I_m=200$ А; $t_0=1000$ мс; $Q_0=200$ Кл; $r_0=1,55$ мм) и алюминиевой стенки исследуемой обшивки ЛА ($h=10$ мм; $T_{\Pi}=658^{\circ}\text{C}$; $\lambda_0=240$ Дж/м·с·°С; $c_0=2,7 \cdot 10^6$ Дж/м³·°С; $\theta_0=20^{\circ}\text{C}$) следует, что в рассматриваемом нами случае величина h_{Π} становится равной $h_{\Pi}=23,24$ мм. Поэтому не удивительно, что такая алюминиевая стенка, как было показано выше, на стадии ее нагрева длительной постоянной составляющей полного тока i_M молнии подвергается сквозному проплавлению.

Для оценки работоспособности формулы (10) и соответственно правомерности предложенной упрощенной модели нагрева плазменным каналом молнии металлической обшивки ЛА приведем иное выражение для h_{Π} , вытекающее из известного экспериментально подтвержденного и ранее опубликованного автором подхода по расчету кратеров электротеплового разрушения при ПУМ на поверхности подобной обшивки [3] и электрической эрозии металлических электродов высоковольтных силовых искровых коммутаторов [22], и выполним по ним сравнительные расчеты величины h_{Π} . С использованием результатов работ [3, 22] можно показать, что для рассматриваемой глубины проплавления h_{Π} (м) при принятых нами обозначениях будет также справедливо следующее соотношение:

$$h_{\Pi} = \frac{20Q_0}{\pi \cdot r_0^2 \cdot W_c}, \quad (11)$$

где W_c – удельная энергия сублимации материала металлической обшивки ЛА (для алюминия $W_c=2,29 \cdot 10^{10}$ Дж/м³ [3, 22, 23]).

Подставив в формулу (11) соответствующие численные значения входящих в нее параметров, получаем, что в нашем случае ($Q_0=200$ Кл; $r_0=1,55$ мм; $W_c=2,29 \cdot 10^{10}$ Дж/м³) величина h_{Π} оказывается примерно равной $h_{\Pi}=23,14$ мм, то есть практически такой же, как и рассчитанной по формуле (10). На наш взгляд, это может свидетельствовать о достоверности полученного в этой работе расчетного выражения (10), основанного на разработанной приближенной математической модели электротепловых процессов под опорной зоной силовых искровых грозового разряда, воздействующего на металлическую обшивку ЛА.

Расчет времени сквозного проплавления стенки обшивки ЛА. Время t_{Π} сквозного проплавления при ПУМ металлической стенки обшивки ЛА можно оценить из полученного нами аналитического выражения (9). Учитывая, что обычно $h^2 / \Delta_T^2 \ll 1$, то в (9) для экспоненциального множителя можно положить следующее приближение: $\exp(-h^2 / \Delta_T^2) \approx 1$. Тогда, из

соотношения (9) для времени t_{Π} (с) находим:

$$t_{\Pi} = \frac{(T_{\Pi} - \theta_0)^2 \cdot \lambda_0 \cdot c_0}{55,07 \cdot 10^{14}}. \quad (12)$$

Выполненная по выражению (12) расчетная оценка величины t_{Π} для рассматриваемой алюминиевой стенки обшивки ЛА показывает, что в нашем случае время t_{Π} ее сквозного проплавления численно составляет примерно $t_{\Pi}=47,88$ мс.

Расчет критических значений вводимой в стенку обшивки ЛА электротепловой энергии. Из анализа полученного выражения (1) следует, что существует критическое значение удельной тепловой энергии W_0 , вводимой из канала грозового искрового разряда в металлическую стенку обшивки ЛА, начиная с которого будет наблюдаться плавление и соответственно электроэрозионное разрушение ее материала. Это значение удельной тепловой энергии $W_0=W_{0k}$ можно будет определить из (1) при выполнении следующего условия: $z=h_{\Pi}=0$ [3, 24]. В результате несложных преобразований в расчетном соотношении (1) для величины W_{0k} (Дж/м²) согласно предложенной математической модели нагрева при ПУМ стенки металлической обшивки ЛА имеем:

$$W_{0k} = 3,545(T_{\Pi} - \theta_0)(\lambda_0 \cdot c_0 \cdot t_0)^{1/2}. \quad (13)$$

После подстановки в выражение (13) соответствующих известных и заданных условиями решаемой электротепловой задачи численных значений входящих в него теплофизических параметров ($T_{\Pi}=658^{\circ}\text{C}$; $\theta_0=20^{\circ}\text{C}$; $t_0=1000$ мс; $\lambda_0=240$ Дж/м·с·°С; $c_0=2,7 \cdot 10^6$ Дж/м³·°С) получаем, что для рассматриваемого нами случая воздействия ПУМ в алюминиевую стенку обшивки ЛА искомая величина W_{0k} принимает численное значение, примерно равное $W_{0k}=57,57 \cdot 10^6$ Дж/м².

Найденное согласно (13) критическое значение удельной тепловой энергии W_{0k} позволяет при известном радиусе r_0 опорной зоны искрового канала молнии на стадии протекания длительной постоянной составляющей ее тока i_M соответственно определить и критическое значение самой электротепловой энергии W_k , при превышении которого материал металлической стенки ЛА начинает плавиться и подвергаться электрической эрозии:

$$W_k = \pi r_0^2 \cdot W_{0k}. \quad (14)$$

Численная оценка по (14) величины W_k для исследуемого случая ($r_0=1,55$ мм) приводит нас к тому, что для алюминиевой стенки обшивки ЛА, испытывающей воздействие ПУМ, $W_k=0,434$ кДж.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разработана приближенная математическая модель одномерного температурного поля под опорной зоной радиусом r_0 силовых искровых грозового разряда, воздействующего в атмосферном воздухе на металлическую обшивку ЛА.

2. Показано, что импульсная составляющая пол-

ного тока молнии временной формы 2/50мкс, характеризующаяся амплитудой тока $I_m=200$ кА и длительностью его протекания $t_0=500$ мкс, осуществляет лишь локальный ожог наружной поверхности металлической стенки обшивки ЛА в опорной зоне искрового канала радиусом r_0 , не достаточный для расплавления и изменения агрегатного состояния материала обшивки. Одновременное же действие при этом в течение времени $t_0=500$ мкс на металлическую стенку обшивки ЛА высокой температуры плазменного канала молнии может приводить к частичному оплавлению зоны привязки грозового разряда радиусом r_0 на глубину z_0 не более двойной глубины проникновения Δ_T в исследуемую стенку температурного поля излучения от плазмы канала искрового разряда молнии, численно составляющей согласно предлагаемому подходу для алюминиевой стенки обшивки ЛА толщиной $h=10$ мм величину порядка $z_0 \approx 1,85 \cdot \Delta_T = 0,39$ мм.

3. Расчетным путем впервые установлено, что длительная постоянная составляющая тока молнии, характеризующаяся амплитудой тока $I_m=200$ А и длительностью его протекания $t_0=1000$ мс, в принятом приближении может вызывать сквозное проплавление исследуемой металлической стенки обшивки ЛА, испытывающего в полете или на земле внезапное прямое воздействие молнии.

4. На основании предложенной упрощенной модели электротепловых процессов, сопровождающих воздействие молнии на металлическую обшивку ЛА, получена формула (4) для приближенного расчета глубины проникновения Δ_T в ее стенку поверхностного теплового потока, излучаемого в опорной зоне радиусом r_0 сильноточным искровым каналом грозового разряда.

5. Получены аналитические выражения (10)-(14), определяющие при ПУМ глубину проплавления h_{II} и время сквозного проплавления t_{II} металлической обшивки ЛА, а также критические значения удельной W_{0k} и самой тепловой энергии W_k , вводимой из искрового плазменного канала молнии в металлическую стенку обшивки ЛА.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Юман М.А. Естественная и искусственно инициированная молния и стандарты на молниезащиту// Труды американского ИИЭР.-1988.- №12.-С. 5-26.
 [2] Баранов М.И. Моделирование электромагнитного эффекта при прямом ударе молнии в металлическую обшивку летательного аппарата// Технічна електродинаміка.-1999.- №1.- С. 16-21.
 [3] Баранов М.И. Расчет кратера электротеплового разрушения на металлической обшивке летательного аппарата при прямом ударе в нее молнии// Электротехніка і електромеханіка.-2003.- №4.- С. 101-103.
 [4] Кравченко В.И., Болотов Е.А., Летунова Н.И. Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи/ Под ред. В.И. Кравченко.- М.: Радио и связь, 1987.-256 с.
 [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] Баранов М.И., Бондина Н.Н. Нестационарные электромагнитные и тепловые процессы в цилиндрических проводниках при воздействии на них молнии// Электричество.-1992.- №10.-С. 9-15.
 [7] Баранов М.И., Белозеров В.В., Кравченко В.И., Махатилова А.И. Экспериментальные исследования электротеплового воздействия импульсного сильноточного искрового разряда на металлическую обшивку летательного аппарата// Технічна електродинаміка.-2003.- №1.- С. 3-7.
 [8] Баранов М.И. Моделирование электромеханического эффекта при прямом ударе молнии в металлическую обшивку летательного аппарата// Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Електроенергетика і перетворююча техніка.- Харків: НТУ "ХПІ".-2002.- №7.- С. 58-70.
 [9] Абрамов Н.Р., Кужекин И.П., Ларионов В.П. Характеристики проплавления стенок металлических объектов при воздействии на них молнии// Электричество.-1986.- №11.-С. 22-27.
 [10] Абрамов Н.Р., Кужекин И.П. К расчету нагрева стенок металлических объектов при воздействии на них молнии// Электричество.-1990.- №5.-С. 56-59.
 [11] Baranov M.I., Bondina N.N., Neskorodov G.F. Numerical Calculation of Nonstationary Electromagnetic and Thermal Processes under Action of Lightning Channel on the Metal Objects.-9-th International Symposium on High Voltage Engineering. Graz, Austria, 1995, Paper №6806, Vol. 6, p.6806-1—6806-4.
 [12] Райзер Ю.П. Физика газового разряда.- М.: Наука, 1987.-592 с.
 [13] Математическое моделирование. Нелинейные дифференциальные уравнения математической физики/ Отв. ред. акад. А.А. Самарский. М.: Наука, 1987.-280 с.
 [14] Лозанский Э.Д., Фирсов О.Б. Теория искры.- М.: Атомиздат, 1975.-272 с.
 [15] Баранов М.И. Расчет глубины проникновения температурного поля в массивный проводник с переменным током// Электротехніка і електромеханіка.-2004.- №2.- С.74-79.
 [16] Кучерявая И.Н. Тепловой анализ процесса электроискровой обработки гранул// Технічна електродинаміка.-2003.- №2.- С. 67-71.
 [17] Рыкалин Н.Н., Углов А.А., Зуев И.В., Какора А.Н. Лазерная и электронно-лазерная обработка материалов. Справочник.- М.: Машиностроение, 1985.-496 с.
 [18] Межгосударственный ГОСТ 30585-98. Стойкость к воздействию грозовых разрядов. Технические требования и методы испытаний/ Рук. разработки – В.И. Кравченко.- Киев: Госстандарт Украины, 1998.-27 с.
 [19] Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля.- М.: Мир, 1972.-391с.
 [20] Кухлинг Х. Справочник по физике/ Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина.- М.: Мир, 1982.-520 с.
 [21] Лыков А.В. Теория теплопроводности.- М.: Высшая школа, 1967.-599 с.
 [22] Баранов М.И. Приближенный расчет электрической эрозии металлических электродов высоковольтных сильноточных искровых коммутаторов// Технічна електродинаміка.-2004.- №5.- С.11-14.
 [23] Столович Н.Н. Электровзрывные преобразователи энергии/ Под ред. В.Н. Карношина.- Минск: Наука и техника, 1983.-115с.
 [24] Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Исследование электроэрозионных явлений при протекании импульсного тока между токопроводящими гранулами с учетом микроплазменного контактного промежутка// Технічна електродинаміка.-2002.- №4.- С.3-7.

Поступила 19.05.2006

АНАЛИЗ МАТРИЦЫ КОММУТАЦИИ ПРИ ВОССТАНОВЛЕНИИ ЧАСТИЧНЫХ ЕМКОСТЕЙ И ТАНГЕНСА УГЛА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ МНОГОЖИЛЬНЫХ КАБЕЛЕЙ МЕТОДОМ СОВОКУПНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Беспрозванных А.В., доц., к.т.н.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21 кафедра "Электроизоляционная и кабельная техника"

тел. (057) 70-10-60, e-mail: Bezprozvannykh@kpi.kharkov.ua

При застосуванні метода сукупних вимірювань часткові ємності та тангенси кута діелектричних втрат знаходяться за результатами рішення системи лінійних алгебраїчних рівнянь. При обстеженні багатожильних кабелів необхідно виконати багато вимірювань. Для зменшення впливу оточуючого середовища на результати вимірювань та скорочення часу достатньо проаналізувати матрицю коефіцієнтів, яка дозволяє отримати рішення системи.

При применении метода совокупных измерений частичные емкости и тангенсы угла диэлектрических потерь находятся в результате решения системы линейных алгебраических уравнений. При обследовании многожильных кабелей число опытов резко возрастает. Для уменьшения влияния окружающей среды на результаты измерений и времени проведения эксперимента достаточно выполнить анализ матрицы коммутации, обеспечивающей решение системы.

ВВЕДЕНИЕ

При технической диагностике кабелей в промышленных условиях измеряемые значения емкости и тангенса угла диэлектрических потерь не отражают истинные параметры контролируемых цепей. Это обусловлено электрическим влиянием рядом расположенных работающих объектов. В результате значения емкости оказываются завышенными. При обследовании кабелей в лабораторных условиях длина образцов не превышает 10 метров, т.е. измеряемые емкости не превышают сотен пФ. Как в первом, так и втором случаях на фоне помех и малых значений емкости образцов, сложно заметить истинные изменения емкости и тангенса угла диэлектрических потерь, обусловленные процессами старения, проникновения влаги внутрь сердечника кабеля. Для повышения точности и достоверности результатов измерений применяется метод совокупных измерений [1-7]. Метод реализуется с помощью приборов с двумя клеммами. При использовании прибора с тремя клеммами заземляющий третий электрод не используется [7]. Суть метода состоит в том, что между объектом и измерителем (И) помещается двухпозиционный коммутатор (К) (рис. 1). С его помощью каждый из полюсов объекта контроля (жилы, металлический экран, оболочка) подключается либо к одному ("0"), либо к другому ("1") входу измерителя. Частичные емкости, подключенные к одному и тому же входу измерителя, оказываются закороченными, т.е. не влияют на результаты измерений. Частичные емкости, подключенные к разным входам, оказываются включенными параллельно. При каждом сочетании положения ключей коммутатора измеряются совокупные (общие) емкость ($C_{изм}$) и тангенс угла диэлектрических потерь ($tg\delta_{изм}$) ряда отдельных частичных емкостей, включенных параллельно. Параметры контролируемой цепи в этом случае находятся не непосредственно в ходе измерений, а в результате решения системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ):

$$AC * Cx = C_{изм}, \quad (1)$$

$$ATG * TG_x = TG_{изм}, \quad (2)$$

где $C_{изм}$ и $TG_{изм}$ – матрицы - столбцы результатов измерений совокупных емкостей и $tg\delta$ (результат совокупного действия ряда частичных емкостей с потерями, включенных параллельно); Cx , TG_x – матрицы-столбцы неизвестных истинных значений частичных емкостей и $tg\delta$ частичных емкостей с потерями; AC – матрица коэффициентов (матрица "участия" частичных емкостей в образовании общей емкости данного опыта); ATG – матрица коэффициентов, подобная по структуре матрице AC , но содержащая вместо единичных коэффициентов - дроби, в числителе которых частичные емкости C_{ij} , найденные в результате решения (1), а в знаменателе – суммы частичных емкостей, участвующих в данном опыте. Коэффициенты матрицы ATG определяют долевые вклады реальных частичных емкостей (с потерями энергии) в суммарных потерях данного опыта. Знак "*" - матричное умножение.

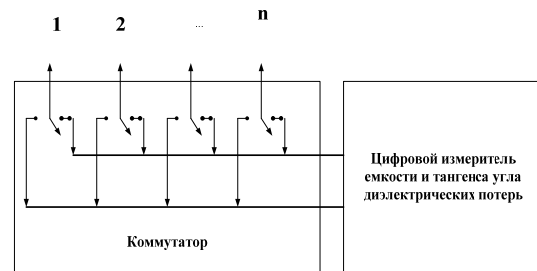


Рис. 1. Схема обследования многожильных кабелей методом совокупных измерений с помощью измерителя иммитанса с двумя входами (без экранирующего провода)

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

В кабеле, состоящем из n полюсов, образуется N изоляционных промежутков (частичных емкостей):

$$N = n \cdot (n - 1) / 2. \quad (3)$$

Для нахождения параметров всех N промежутков требуется выполнить не менее N измерений. Общее число вариантов подключений составляет:

$$M = (2^n - 2) / 2, \quad (4)$$

которые можно выполнить C_M^N способами. При этом матрица коммутации AK , элементы которой равны

"1" при подключении клеммы объекта, например, к левому входу прибора и "0" при подключении к правому, при каждом способе подключения будет разной. Так, при обследовании 5-ти полюсника число частичных емкостей равно 10, число вариантов подключений достигает 15. Эти подключения можно выполнить 3003 различными способами. При обследовании 15-полюсника число частичных емкостей составляет 105, а число опытов -16383, которые можно выполнить C_{16383}^{105} способами (табл. 1).

Таблица 1

Соответствие между числом частичных емкостей и полным планом эксперимента

n - число полюсов объекта контроля (токопроводящих жил)	5	10	15	27
N - число частичных емкостей (изоляционных промежутков)	10	45	105	351
M - число вариантов подключения (полных опытов)	15	511	16383	6710886
P - число способов подключения полюсов к двухпозиционному коммутатору	3003	$8.69 \cdot 10^{+64}$	C_{16383}^{105}	$C_{6710886}^{351}$

Практическая реализация полного плана эксперимента возможна для кабелей с числом жил не более 5. Для этого достаточно выполнить 15 опытов и решить СЛАУ 15-го порядка. При обследовании 15-жильного кабеля число полных опытов возрастает более, чем в 1000 раз. Приходится решать СЛАУ 16383-го порядка.

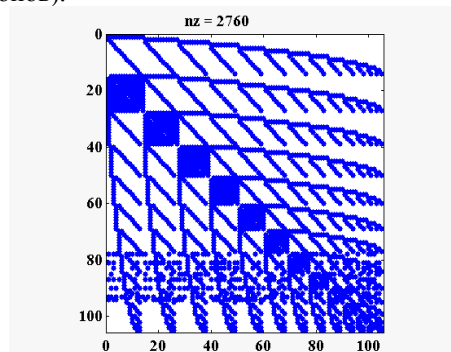
Для нахождения частичных емкостей многожильных кабелей достаточно провести число опытов, равное числу изоляционных промежутков. Однако при выбранном способе подключения (матрицы коммутации - матрицы потенциалов вершин многополюсника), может оказаться, что СЛАУ вырождена или плохо обусловлена. Другими словами, система (1) не имеет решения [8-11]. Выбор вариантов подключения (матрицы коммутации) из множества возможных представляет собой сложную проблему, к тому же имеющую неоднозначные решения (в зависимости от геометрии изделия и соотношений частичных емкостей). При увеличении числа полюсов n сложность выбора резко возрастает. Таким образом, проблема решения СЛАУ при числе опытов, равных числу частичных емкостей, сводится к анализу матрицы коммутации.

Цель статьи – анализ оптимальных схем опыта (матрицы коммутации) при подключении многожильных кабелей к двухпозиционному коммутатору, приводящих к решению системы линейных алгебраических уравнений.

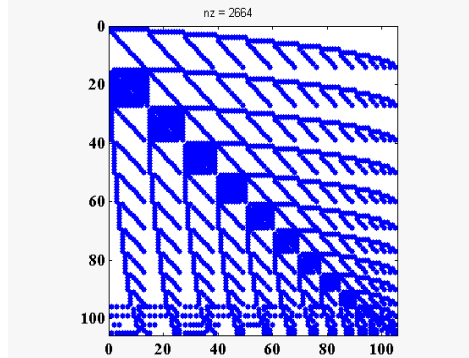
ВЫБОР СХЕМ ПОДКЛЮЧЕНИЯ МНОГОПОЛЮСНИКОВ

При обследовании многожильных кабелей для каждого типа многополюсника необходимо "составить" план полного проведения опытов – схему подключения полюсов объекта к двухпозиционному коммутатору, например, в виде простого кода Грэя. Полученная схема представляет собой матрицу коммутации. Она содержит n строк (по числу полюсов) и M столбцов (по числу полных опытов). Анализ схем подключения, которые приводят к решению СЛАУ (рис. 2), можно выполнить прямым перебором всех способов P или случайным выбором отдельных вариантов. Перебор всех способов выполняется с помощью инкапсулированных, вложенных друг в друга (типа матрешки) циклов. Во втором случае вектор случайно расположенных чисел от 1 до M получается с применением команды случайной перестановки (randperm). Выделяя из него первые N элементов и размещая их в порядке возрастания с помощью оператора sort($V(1:N)$), получаем оптимальную схему проведения опыта Vort [12-13].

Первый способ целесообразен при относительно небольшом числе вариантов (несколько тысяч), второй – в случае большого числа вариантов (десятки миллионов).



а) СЛАУ не имеет решения (det = 0; Cond = 1.5947e+018)



б) СЛАУ имеет решение

(det = -2.4759e+027; Cond = 422.8953)

Рис. 2. Матрица коэффициентов 15-полюсника при реализации 105 опытов при разных схемах подключения

ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

В качестве тестового объекта выбран силовой кабель АСБ2л-3х70-1х35 с четырьмя секторными алюминиевыми жилами. Три жилы сечением 70 мм² и одна сечением 35 мм² (рис. 3). Изоляция жил выполнена на основе пропитанной кабельной бумаги. Жилы помещены в общую свинцовую оболочку, поверх которой

наложена броня в виде двух стальных лент. Кабель в течение длительного времени находился на открытом воздухе (на улице) в не рабочем состоянии. В таком 5 – полюснике -неоднородном по конструкции – выделяется 10 частичных емкостей, связи между которыми в виде графа расстояний, соответствующих ожидаемым частичным емкостям (чем ближе расположены, тем больше емкость), представлены на рис. 4.

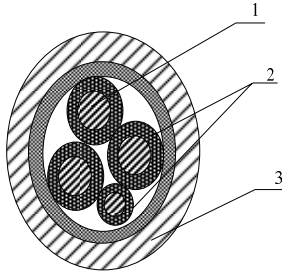


Рис. 3. Конструкция силового кабеля АСБ2л-3х70+1х35: 1 – алюминиевые токопроводящие жилы; 2 – изоляция на основе пропитанной кабельной бумаги; 3 –свинцовая оболочка

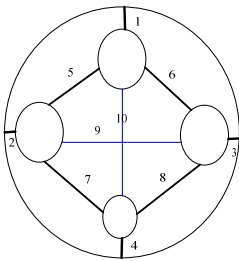


Рис. 4. Граф расстояний между частичным емкостями в кабеле АСБ2л-3х70+1х35- 1 кВ
1-4 – частичные емкости проводников на свинцовую оболочку; 5-8 – частичные емкости соприкасающихся проводников; 9-10 – частичные емкости удаленных (не соприкасающихся) проводников

Полные измерения емкости и тангенса угла диэлектрических потерь методом совокупных измерений были выполнены в соответствии с матрицей коммутации:

$AKs = [$

% потенциалы вершин многополюсника															
% (вектор V)															
%	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
%	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

];

Матрица содержит 5 строк (по числу полюсов объекта - 4 проводника и свинцовая оболочка) и 15 столбцов (по числу всех возможных вариантов состояния ключей коммутатора). Свинцовая оболочка в данном случае всегда была подключена к "0" входу измерителя. Это необходимо для исключения ее влияния на результаты измерений [14]. По результатам полных опытов в результате решения переопределенной СЛАУ (1) и (2) были найдены истинные значения частичных емкостей и tgδ частичных емкостей с потерями (рис. 5).

По результатам случайного перебора комбинаций схем были выбраны вектора V, которые приводят к ненулевым определителям матрицы коэффициентов AC (табл. 2) и обеспечивают проведение не 15, а только 10 вариантов подключений. Общее число оптимально - возможных подключений 5-полюсника составило около 12% из 100 000 проанализированных вариантов.

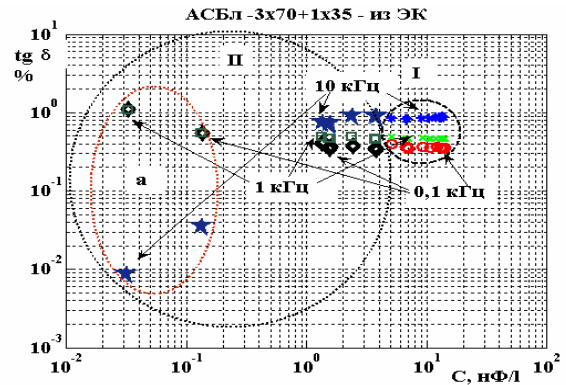


Рис. 5. C - tgδ диаграмма кабеля АСБ2л-1х70+1х35 -1 кВ
I – частичные емкости и tgδ при совокупных измерениях
II – восстановленные значения по результатам 15 опытов

Таблица 2
Фрагменты оптимального вектора V (схемы подключения) 5-полюсника

Схема подключения (V_{opt})	det	Cond
3 4 5 9 10 11 12 13 14 15	64	16.0964
1 2 4 5 6 7 11 12 13 14	64	21.1089
1 2 3 4 6 7 8 10 13 14	-64	19.7152
4 6 7 8 9 10 11 12 13 15	-64	13.8953
1 3 5 6 9 10 11 12 13 15	128	11.2311
1 2 5 7 8 9 11 12 13 14	-128	10.5424

Результаты восстановленных значений частичных емкостей и тангенса угла диэлектрических потерь представлены на рис. 6-7. Наименьшая погрешность соответствует большим значениям восстановленных частичных емкостей (область I - наиболее близко расположенные проводники, рис. 4, частичные емкости 1-3, 5-6). Наибольшая - для малых значений частичных емкостей (область III), соответствующая наиболее удаленным проводникам (рис. 4, частичные емкости 9 и 10). При этом для частоты 0,1 кГц относительная погрешность максимальная и составляет порядка 9%, для частот 1 и 10 кГц – около 6%. Более высокие значения погрешности для частоты 0,1 кГц обусловлены, очевидно, влиянием второй сетевой гармоники и особенностями цифрового прибора – измерителя иммитанса [7]. Тангенс угла диэлектрических потерь отличается в 4 раза в зависимости от выбранной схемы подключения. Такое сильное расхождение обусловлено, в первую очередь тем, что при разных выбранных схемах подключения полюсов к коммутатору поле "зондирует" разные участки поперечной структуры кабеля.

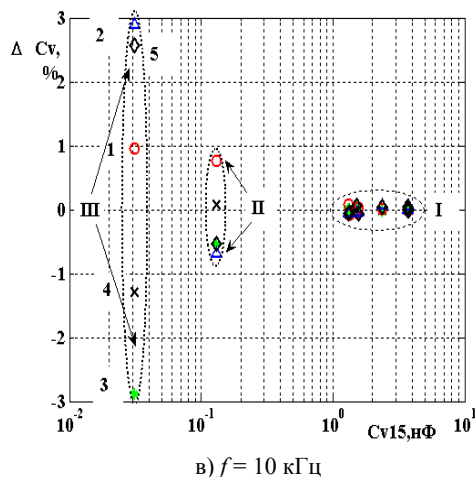
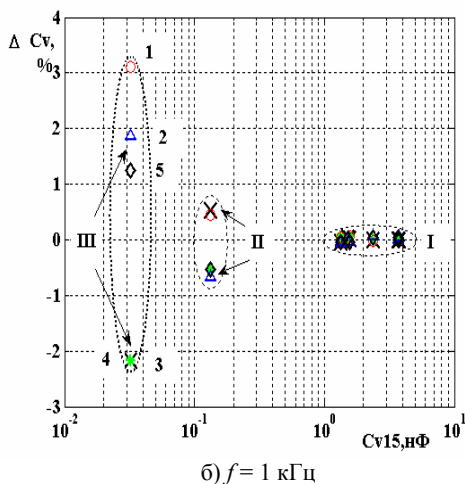
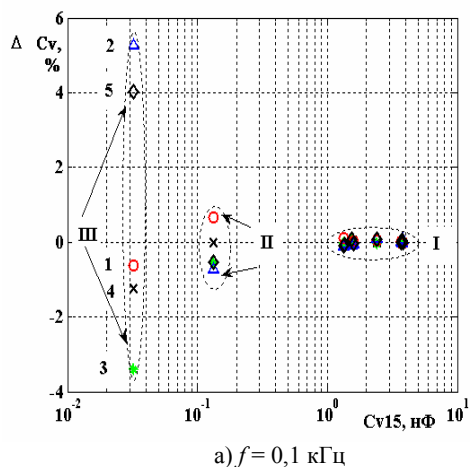


Рис. 6. Влияние детерминанта и числа обусловленности матрицы участия частичных емкостей на погрешность восстановленных значений частичных емкостей 5-полюсника (сравнение относительно полного эксперимента - 15 опытов)

- 1- det=64; Condmin=8.9592; Vopt=[2 3 4 6 7 8 12 13 14 15];
- 2 - det=64; Condmax=23.0718; Vopt=[3 5 7 8 9 10 11 12 13 14];
- 3- det=64; Cond=9.1654; Vopt=[1 3 4 5 7 11 12 13 14 15];
- 4 - det=128; Cond=11.2311; Vopt=[1 3 5 6 9 10 11 12 13 15];
- 5 - D=-192; Cond=5.5016; Vopt=[1 3 4 5 6 7 8 9 11 13]

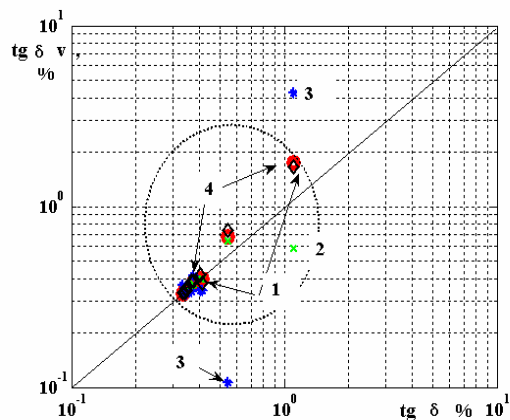


Рис. 7. Корреляционная зависимость между восстановленными значениями $\text{tg} \delta$ по результатам 15 (по горизонтали) и 10 оптимальных (по вертикали) опытов (частота 0,1 кГц)
 1- det = -192; Cond=5.5016; Vopt=[1 3 4 5 6 7 8 9 11 13];
 2- det=128; Cond=11.2311; Vopt = [1 3 5 6 9 10 11 12 13 15];
 3 - det=64; Condmax=23.0718; Vopt=[3 5 7 8 9 10 11 12 13 14];
 4 - det=64; Condmin=8.9592; Vopt=[2 3 4 6 7 8 12 13 14 15]

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДЛЯ СХЕМ ОПЫТА С НУЛЕВЫМ ДЕТЕРМИНАНТОМ

При схемах опытов, не имеющих решения, восстановление частичных емкостей выполняется методами регуляризации по Лаврентьеву М.М. Для корректного применения метода регуляризации необходимо, чтобы матрица коэффициентов была симметричной. С этой целью правая и левая части уравнения (1) умножаются на транспонированную матрицу AC' :

$$AC' * AC * Cx = AC' * C_{\text{изм}} \quad (5)$$

Затем, решается СЛАУ, диагональные элементы которой на сотые доли (в зависимости от числа полюсов и точности измерений) увеличены:

$$(AC' * AC + \alpha I) * C_x \approx AC' * C_{\text{изм}}, \quad (6)$$

где α - параметр регуляризации, I - единичная матрица (квадратная матрица с нулевыми элементами за исключением главной диагонали, на которой размещены единичные элементы). В результате решения (6) определяются частичные емкости объекта (рис. 8). Аналогично находят неизвестные значения тангенсов углов потерь частичных емкостей:

$$(ATG' * ATG + \alpha I) * TG_x \approx ATG * TG_{\text{изм}}, \quad (7)$$

ВЫВОДЫ

Восстановление частичных емкостей и тангенса угла диэлектрических потерь по результатам совокупных измерений дает возможность заметить ранние процессы старения изоляции жил, попадание влаги внутрь сердечника кабеля (рис. 5, II, область а), например, в результате повреждения оболочки. Но при этом СЛАУ, к которым сводится анализ результатов совокупных измерений многожильных кабелей (контрольных, телефонных), могут быть с нулевым детерминантом. Решение СЛАУ полностью зависит от матрицы коэффициентов. Выбор уравнений с ненулевым определителем можно выполнить прямым перебором всех способов или случайным выбором отдельных вариантов. Недостатком первого способа является

длительность перебора всех вариантов, второго – большое число повторных вариантов, которые необходимо отсортировать.

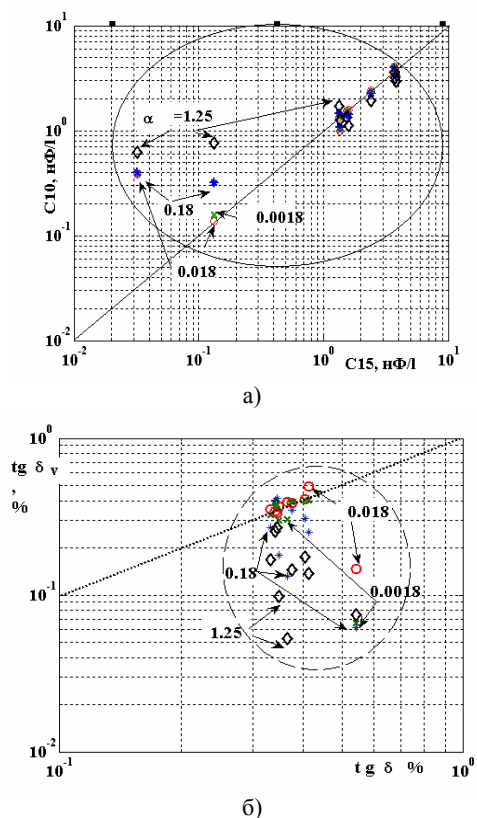


Рис. 8. Облако рассеяния восстановленных частичных емкостей (а) и тангенса угла диэлектрических потерь (б) кабеля АСБ2л-3х70-1х35 - 1кВ по результатам 10 опытов относительно полных 15 при разных значениях параметра регуляризации (частота 0,1 кГц)
(det=0; Cond=8.2412 e+16; Vopt=[2 3 4 5 6 7 8 11 12 15])

Оптимальные планы обследования многожильных кабелей содержат столько неизвестных опытов, сколько частичных емкостей в объекте контроля. Проведение оптимальных планов приводит к сокращению объема и времени необходимых опытов в M/N раз. Так, при обследовании 5-полюсника в $15/10=1,5$ раза, 10 - полюсника - в 12; 15-полюсника – в 156; 27-полюсника – в 200 000 раз соответственно.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Набока Б.Г., Беспрозванных А.В., Чертков Г.Н., Нарыжная Р.Н. Оценка технического состояния многожильных кабелей АЭС по параметрам частичных емкостей //Тезисы докладов.
- [2] Набока Б.Г., Беспрозванных А.В., Рудаков С.В. Контроль параметров изоляции трехфазных кабелей методом косвенных измерений.//Вестник НТУ "ХПИ". - Харьков: НТУ "ХПИ", №7. – 2002. - С. 103-108.
- [3] Набока Б.Г., Беспрозванных А.В., Штангей А.С. Определение параметров многоэлементных схем замещения сетевых кабелей.//Вестник НТУ "ХПИ". - Харьков: НТУ "ХПИ", №9. – 2003. - т.4, – 114 с.
- [4] Набока Б.Г., Беспрозванных А.В., Штангей А.С., Чертков Г. Н., Крикунов В. В. Наблюдение процессов старения изоляции многожильных кабелей по параметрам частичных емкостей.//Конструкционная проч-

ность материалов. Международная конференция "Ресурс 2003". – Киев: ИПП НАНУ. - 2003.

- [5] Штангей А.С. Проблемы выбора оптимального плана эксперимента при обследованиях многожильных кабелей методом совокупных измерений.//Вестник НТУ "ХПИ". - Харьков: НТУ "ХПИ", №7. – 2004. - т.4, – С. 121-126.
- [6] Штангей А.С.Обследование многожильных кабелей методом совокупных измерений. Выбор оптимальных планов с помощью чисел обусловленности.//Вестник НТУ "ХПИ". - Харьков: НТУ "ХПИ", №22. – 2004.– С.117-120.
- [7] Набока Б.Г., Беспрозванных А.В., Штангей А.С., Радченко О.Н. Методика прямых измерений параметров частичных емкостей многожильных кабелей.// Вестник НТУ "ХПИ". - Харьков: НТУ "ХПИ", №42. – 2005. – С. 80-86.
- [8] Пизо Ш.,Заманский М. Курс математики. Алгебра и анализ - М.: Из-во "Наука", Главная редакция физико-математической литературы. 1971.-653 с.
- [9] Корн Г., Корн Т.Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.:Наука. 1973.
- [10] Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров – М.: Из-во "Наука", Главная редакция физико-математической литературы. 1967. -778 с.
- [11] Гантмахер Ф.Р. Теория матриц– М.: Из-во "Наука", Главная редакция физико-математической литературы. 1967. -575 с.
- [12] Дьяконов В.П. Matlab 6/6.1/6.5+Simulink 4/5® Основы применения. Полное руководство пользователя. – М.: СОЛОН-Пресс. 2004. – 767 с.
- [13] Иглин С.П. Математические расчета на базе MATLAB – Санкт-Петербург: "БХВ-Петербург". - 2005.-634 с.
- [14] Гоков А.П.Критерий выбора систем нелинейных алгебраических уравнений в задачах обследования кабелей методом совокупных измерений.// Вестник НТУ "ХПИ". - Харьков: НТУ "ХПИ", №7. – 2006. - т.4, – С. 83-89.

Поступила 12.10.2006

МЕТОД РАСЧЕТА ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОБОЯ ГАЗОВОЙ ИЗОЛЯЦИИ В ВЫСОКОВОЛЬТНОЙ АППАРАТУРЕ СУБМЕГАВОЛЬТНОГО ДИАПАЗОНА

Дубовенко К.В., к.т.н.

Николаевский учебно-научный институт Одесского Национального университета им. И.И. Мечникова
Украина, 54010, Николаев, ул. Мореходная 2а, НУНИ ОНУ им. И.И. Мечникова,
кафедра "Вычислительная техника и информационные технологии"
тел. (0512) 34-60-15, факс (0512) 50-03-83, e-mail: ppps@mksat.net

З урахуванням сукупності механізмів ініціювання початкових електронів розширено можливості застосування чисельного метода визначення імовірнісних характеристик пробоя газової ізоляції у пристроях високовольтної апаратури з високою напруженістю електричного поля (> 5 МВ/м). З використанням метода розраховано характеристики газової ізоляції у реальних компактних конструкціях малоіндуктивного розрядника та субмегавольтного генератора імпульсних напруг.

С учетом совокупности механизмов иницирования начальных электронов расширены возможности применения численного метода определения вероятностных характеристик пробоя газовой изоляции в устройствах высоковольтной аппаратуры с высокой напряженностью электрического поля (> 5 МВ/м). С использованием метода рассчитаны характеристики газовой изоляции в реальных компактных конструкциях малоиндуктивного разрядника и субмегавольтного генератора импульсных напряжений.

ВВЕДЕНИЕ

Создание компактных высоковольтных установок и аппаратов с максимально допустимыми удельными характеристиками приводит к необходимости повышения напряженности электрического поля в узлах оборудования до значений, превышающих 5 МВ/м. Это особенно актуально для устройств с рабочими напряжениями выше 100 кВ, многоступенчатых систем умножения напряжения до значений мегавольтного уровня. В условиях, когда для функционирования рабочего узла установки необходим вакуум (транспортировка электронных и ионных пучков, лазерного луча), целесообразно применение вакуумной изоляции высоковольтного оборудования в единой системе вакуумирования его объема [1, 2]. В технологических установках, предназначенных для генерации разрядов в сплошных средах, часто целесообразно использование газовой изоляции. Однако известно [3], что для развития газового разряда, в отличие от вакуумного пробоя, может оказаться достаточным лишь одного начального электрона, чтобы вызвать ионизационные явления. В этой связи разработка методов расчета характеристик электрической прочности газовой изоляции является актуальной задачей. В работе [4] рассмотрен метод расчета вероятностных характеристик пробоя газовой изоляции (вероятности пробоя в зависимости от напряжения, напряжения пробоя, электрической прочности, разброса пробивных напряжений). В нем учтены неравномерность распределения электрического поля, вызванная конфигурацией разнотенциальных поверхностей высоковольтной конструкции, шероховатость поверхности электродов, развитие ионизационных процессов, электрофизические свойства рабочего газа и материала электродов. Применение метода для разработки высоковольтной коммутационной аппаратуры [4 - 6] показало согласие расчетов с экспериментальными результатами в полях с напряженностью < 5 МВ/м.

Целью данной работы является совершенствование метода расчета вероятностных характеристик пробоя газовой изоляции в полях более высокой напряженности, характерных для работы установок и аппаратуры субмегавольтного диапазона.

ОПИСАНИЕ МЕТОДА РАСЧЕТА

Численное моделирование характеристик электростатического поля в высоковольтных устройствах в соответствии с методом выполняется в двумерном конечно-разностном приближении с использованием численного метода верхней релаксации [7] и кода [2], специально разработанного для решения внутренней краевой проблемы с учетом конструкции устройства с осевой симметрией и соответствующих условий на его границах.

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \varepsilon \frac{\partial \varphi}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\varepsilon \frac{\partial \varphi}{\partial z} \right) = 0, \quad (1)$$

$$E = -grad \varphi = - \left(r \frac{\partial \varphi}{\partial r} + z \frac{\partial \varphi}{\partial z} \right). \quad (2)$$

Здесь r, z – радиальная и аксиальная координата, соответственно; φ – электрический потенциал; ε – диэлектрическая проницаемость; E – напряженность электрического поля.

Шероховатость поверхности электродов приводит к усилению электрического поля вблизи микровыступов. Она определяется характеристикой $f(h)$, которая рассчитывается по результатам измерений всех микровыступов на контрольных участках поверхности электрода после ее обработки и кондиционирования [4]. Полученные данные экстраполируются на всю площадь этой поверхности S_0 , так что $f(h) = S_h / S_0$, где S_h – площадь, которую занимают микровыступы с высотой, большей, чем h . Так, при $h = 0$ значение S_h равняется S_0 и $f(h) = 1$. Аналогично при $h > h_m$, (где h_m – максимальная высота микровыступов) значение S_h равняется 0, тогда $f(h) = 0$. Усиле-

ние электрического поля вдоль оси микровыступа высотой h_b учтено соотношением, полученным при аппроксимации его формы полуэллипсоидом [1]

$$E(h) = E \left[\left(1 - \frac{\operatorname{arth}(c/h) - c/h}{\operatorname{arth}(c/h_b) - c/h_b} \right) + \frac{1}{(\operatorname{arth}(c/h_b) - c/h_b)(h^2/c^2 - 1)h/c} \right] = E \cdot \mu, \quad (3)$$

где c - половина расстояния между фокусами эллипсоида; μ - коэффициент усиления поля.

В соответствии с численным методом рабочая поверхность с заданным потенциалом (электрод) площадью S_0 разделяется на N участков каждая с площадью S_j ($j = 1 \dots N$). Площадь участков мала настолько, что напряженность электрического поля в пределах каждого из них можно считать неизменной. При этом должно выполняться соотношение

$$\sum_{j=1}^N S_j = S_0. \quad (4)$$

Тогда вероятность пробоя, развивающегося с j -го участка при напряжении U за промежуток времени dt , может быть определена выражением

$$dQ_j(U, t) = dW_j(t) \cdot q_j(U), \quad (5)$$

где $dW_j(t)$ - вероятность появления электрона возле j -го участка высокопотенциального электрода; $q_j(U)$ - вероятность пробоя в равномерном поле в результате появления электрона возле S_j участка.

Первичная электронная лавина может образоваться в межэлектродном промежутке только за счет начальных электронов, которые находятся в его области непосредственно в момент подачи на него напряжения. Среднее количество свободных электронов, возникающих в единице объема газа в единицу времени за счет естественной радиации, составляет $n_0 \approx 10^{12} \text{ м}^{-3} \text{ с}^{-1}$ [3]. При напряженностях поля $E \leq 5 \text{ МВ/м}$ этот механизм генерации электронов на кондиционированных электродах является основным. В работе [4] показано, что применение метода расчета вероятностных характеристик пробоя приводит к расхождению с экспериментальными данными при значениях напряжения близких напряжению прочности газовой изоляции. Там же выполнена количественная оценка таких расхождений. Анализ экспериментальных данных и их теоретических обобщений, представленный в [8], свидетельствует о том, что взаимодействие материала электродов с газовой средой во время разряда приводит к возникновению других механизмов иницирования начальных электронов. Так, на кондиционированных электродах в полях с напряженностью $E > 30 \text{ МВ/м}$ преобладает эффект автоэмиссии электронов с микроострий электродной поверхности. При этом наблюдается тенденция совпадения кривых зависимостей тока эмиссии от напряженности поля при различных давлениях и частотах и более крутой рост тока в зависимости от напряженности электрического поля [8]. Плотность тока автоэлектронной эмиссии определяется соотношениями [8]

$$j_{et} = j_e \left(\frac{\pi T}{2T_{inv}} / \sin \frac{\pi T}{2T_{inv}} \right), \quad (6)$$

$$T_{inv} = \frac{eh_p}{8\pi(2m)^{0.5}t(y)k} \cdot \frac{E}{\Psi^{0.5}}, \quad (7)$$

$$j_e = \frac{e^3}{8\pi h_p [t(y)^2]} \cdot \frac{E_\mu^2}{\Psi} \cdot \exp \left(-\frac{8\pi(2m)^{0.5}}{3eh_p} \cdot \frac{\Psi^{1.5}}{E_\mu} \Theta(y) \right), \quad (8)$$

$$y = (e^3 E_\mu)^{0.5} / \Psi, \quad (9)$$

где j_e, j_{et} - плотности тока эмиссии при абсолютном нуле и температуре T эмитирующей поверхности соответственно; T_{inv} - температура инверсии; h_p - постоянная Планка; k - постоянная Больцмана; $E_\mu = E \cdot \mu$ - напряженность электрического поля в точке, где возникает автоэлектронная эмиссия; e - заряд электрона; Ψ - работа выхода электрона из металла; $\Theta(y)$ - функция Нордгейма.

Тогда количество электронов, эмитированных с микровыступов рабочей поверхности за единицу времени равно

$$N_e = \frac{1}{e} \int_0^{S_0} j_{et} dS_h = \frac{S_0}{e} \int_{h>h_m} j_{et} f'(h) dh. \quad (10)$$

Объем межэлектродного промежутка равен

$$V = \sum_{j=1}^N V_j = \sum_{j=1}^N S_j h_j, \quad (11)$$

где V_j - элементарный объем межэлектродного промежутка; h_j - кратчайшее расстояние между электродами в пределах элементарных участков S_j . Тогда количество электронов, образовавшихся в единице объема в единицу времени равно

$$n_e = N_e / V. \quad (12)$$

Причем, из подтвержденной экспериментально теории Фаулера-Нордгейма известно [8], что функция вида

$$\ln(n_e / E^2) = f(1/E) \quad (13)$$

является прямой линией.

При напряженности $E < 30 \text{ МВ/м}$ электронный ток с микроострий резко снижается и в диапазоне $5 \leq E \leq 30 \text{ МВ/м}$ существенными оказываются иные механизмы образования начальных электронов. Так, образование на катоде диэлектрических пленок оксидов, нитридов и т.д. и вкраплений в виде сжиженных соединений веществ приводит к эмиссии электронов с катода сквозь них в область межэлектродного промежутка. Причиной этого эффекта является образование на поверхности диэлектрика избыточного положительного заряда при бомбардировке катода электронами, облучении, оседании ионов на пленку. Еще одним механизмом иницирования электронов является адсорбция газов на поверхности электродов. Этот механизм проявляется двояко. С одной стороны адсорбированные слои приводят к изменению (повышению или понижению в зависимости от состава газа) работы выхода материала электрода. С другой стороны, присутствие отрицательных ионов может вызвать иницирование разряда вследствие их десорбции с

катодной поверхности или в результате отрыва электрона от отрицательного иона. Эти механизмы образования начальных электронов действуют одновременно. При этом на значение тока электронов влияние оказывают состав газа, частота повторения импульсов, давление. Анализ экспериментальных данных ряда работ, представленный в [8] показал, что и в диапазоне значений $5 \leq E \leq 30$ МВ/м зависимость (13) также является прямой линией, но имеет другой наклон. Это позволяет аппроксимировать зависимость (13) прямой между асимптотическими значениями $n_e = n_0$ при $E_1 \approx 5$ МВ/м и n_e , рассчитанному с использованием соотношений (6)–(12) для $E_2 \approx 30$ МВ/м. Влияние частоты повторения импульсов F и давления газа p учитывается умножением значений n_e для $E_1 \leq E \leq E_2$ на коэффициент, полученный в данной работе обработкой экспериментальных данных для $F = 10 \dots 30$ Гц, $p = 0.05 \dots 0,5$ МПа

$$k = \left[(aF^Z + 0,25b) \cdot \frac{1}{(p/0,1)^{0,4}} \right]^{\frac{1}{0,5(E-E_1)+1}} \quad (14)$$

Для воздуха, например, $a = 0,04$; $b = 0,25$; $Z = 1,4$.

В выражениях (7)–(9) учтено определенное в [8] на основании экспериментальных данных увеличение работы выхода Ψ в электроотрицательных газах.

В объеме, заполненном электроотрицательным газом, из-за эффекта прилипания количество начальных электронов меньше в g раз [3]. Значение коэффициента $g(E/p)$ зависит от соотношения коэффициентов ионизации $\alpha(E/p)$ и прилипания $\eta(E/p)$

$$g(E/p) = [\alpha(E/p) - \eta(E/p)] / \alpha(E/p), \text{ если } \alpha > \eta, \quad (15)$$

$$g(E/p) = 0, \text{ если } \alpha \leq \eta.$$

Усиление электрического поля у микровыступа означает, что при подъеме напряжения электронная лавина может образоваться лишь из области, которая прилегает к нему, и высота этой зоны увеличивается с увеличением напряжения. Потому общее количество эффективных электронов, появляющихся в пределах участка S_j в единицу времени и которые могут привести к образованию лавины, вычисляется интегрированием по h_j

$$N_j = (n_0 + n_e) \cdot S_j \int_0^{h_j} g_j dh. \quad (16)$$

Тогда вероятность появления эффективного электрона в пределах участка за время dt будет равна

$$dW_j = N_j dt = (n_0 + n_e) \cdot S_j \int_0^{h_j} g_j dh \cdot dt. \quad (17)$$

Для анализа вероятности пробоя необходимо привлечь критерий пробоя, полученный на основе детерминированной модели анализа физических процессов. В данном случае учтена возможность реализации пробоя в соответствии с таунсендовским и стримерным механизмами [3]:

$$\int_0^d (\alpha_j(x) - \eta_j(x)) dx \geq \ln \left(\frac{\alpha(d) - \eta(d)}{\alpha(d) \cdot \gamma} \right) = K, \quad (18)$$

$$\int_0^d (\alpha_j(x) - \eta_j(x)) dx \geq \ln N_{кр} = K_c. \quad (19)$$

Здесь d – длина пути лавины между электродами; x – расстояние, которое прошла лавина в поле; γ – второй ионизационный коэффициент Таунсенда; K – константа, которая для разных материалов электродов и газов находится в диапазоне $3 \leq K \leq 9$. Аналогично, $K_c = \ln(N_{кр}) = 13,8 \dots 18,5$.

Как показано в [4], для анализа вероятностных характеристик пробоя в сильнонеоднородных полях может оказаться целесообразным применение и других детерминированных критериев пробоя, например, полученных на основе решения численной модели пробоя в диффузионно-дрейфовом приближении, с использованием теорий Лозанского и Фирсова, Даусона и Вина. Преимущества и недостатки детерминированных теорий пробоя рассмотрены в [9]. Применение того или иного критерия не влияет на суть метода расчета вероятностных характеристик пробоя в газах, но может повлиять на точность результатов в сильнонеоднородных полях, например, когда в сильном поле между электродами присутствует или возникает область с напряженностью, недостаточной для ионизации электронным ударом.

Если при заданном напряжении распределение электрического поля с учетом его усиления в окрестности микровыступов высотой h таково, что соотношение (18) не выполняется, вероятность развития пробоя с этого участка равна нулю, то есть

$$q_j(U) = 0. \quad (20)$$

Однако в то же время значение $q_j(U)$ может быть отличным от нуля для других участков, где напряженность неоднородного поля выше при той же величине напряжения.

Вероятность пробоя q_j , развивающегося с S_j участка электродной поверхности, может быть вычислена с учетом следующих соображений. При появлении свободного электрона возле поверхности электрода вероятность того, что он окажется именно возле участка S_j , равна отношению S_j/S_0 . Но процесс образования лавины этим электроном может привести к пробояю только тогда, когда электрон будет возле микровыступа с высотой больше h_{min} , при которой выполняются условия пробоя.

Общая площадь микровыступов участка j с высотой, большей чем h_{min} определяется выражениями характеристики шероховатости электродов $f(h)$. Это значит, что

$$q_j(U) = f(h) = \frac{S_{hmin}}{S_0}. \quad (21)$$

Таким образом, значение $dQ_j(U)$ в (5) рассчитывается в ячейках разностной сетки как

$$dQ_j(U) = dW_j \cdot q_j(U) = (n_0 + n_e) \cdot S_j \int_0^{h_j} g_j dh \cdot q_j(U) dt. \quad (22)$$

Тогда в дифференциальном виде соотношение вероятности пробоя для всего устройства может быть записано в виде

$$dQ(U,t) = (n_0 + n_e) \cdot \sum_{j=1}^N S_j \int_0^{h_j} g_j dh \cdot q_j(U) dt. \quad (23)$$

Если устройство испытывается k_0 раз при напряжении U и к моменту t каждого испытания развитие пробоя с участка S_j состоялось в k случаях, а в $K = k_0 - k$ испытаниях пробой не состоялся, то вероятность пробоя за промежуток времени dt для следующего испытания будет равна

$$dQ_j(U,t) = dk/K = -dK/K. \quad (24)$$

Учитывая (23) и (24) и интегрируя (24) в интервалах от $t = t_0$ до $t = T$ и от k_0 до K соответственно можно получить

$$K/k_0 = \exp \left(- (n_0 + n_e) \int_{t_0}^T \sum_{j=1}^N S_j \int_0^{h_j} g_j dh \cdot q_j(U) dt \right). \quad (25)$$

Таким образом, вероятность пробоя за время t при напряжении U равна

$$Q(U,t) = k/k_0 = 1 - \exp \left\{ - (n_0 + n_e) \int_{t_0}^T \left[\sum_{j=1}^N S_j \int_0^{h_j} g_j dh \cdot q_j(U) dt \right] \right\}. \quad (26)$$

Если $U = U(t)$, тогда $dt = dU/U'$ и $U' = dU/dt$. Тогда в конечном счете вероятность пробоя как функцию U можно представить в виде

$$Q(U) = 1 - \exp \left(- (n_0 + n_e) \int_{U_0}^U \sum_{j=1}^N S_j \int_0^{h_j} g_j dh \cdot \frac{q_j(U)}{U'} dU \right), \quad (27)$$

где U_0 - значение напряжения в момент t_0 .

Ниже представлены примеры применения метода для расчета устройств с высокой напряженностью поля в объеме газовой изоляции.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРОБОЯ МАЛОИНДУКТИВНОГО РАЗРЯДНИКА

В генераторах импульсных напряжений высокое напряжение на нагрузке обеспечивается за счет переключения отдельных модулей емкостных накопителей из состояния параллельного соединения в последовательное высоковольтными разрядниками. Такие генераторы нашли широкое применение для создания электрических разрядов в сплошных средах, генерации пучков заряженных частиц, лазерного и микроволнового излучения. Одним из основных требований, предъявляемым к разрядникам [10], является обеспечение низких значений собственной индуктивности для переключения конденсаторов с малыми временными задержками (< 10 нс). В работе [11] предложена конструкция компактного разрядника (рис. 1, а) для генератора импульсных напряжений с высокой плотностью запасаемой энергии. На рисунке обозначено: 1, 2 – профилированные электроды; 3 – твердый диэлектрик; 4 – объем камеры, заполненный элегазом. Малая собственная индуктивность разрядника достигается за счет большой площади поверхности электродов диаметром 0,12 м и малого межэлектродного промежутка, длина которого составляет

3 мм. В области разрядной камеры и электродов высота разрядника не превышает 10 мм.

Для обеспечения высоких значений напряжения пробоя (80...100 кВ) при малых межэлектродных расстояниях разрядная камера заполнялась элегазом повышенного давления (0,45...0,65 МПа). Вся область между электродами за пределами разрядной камеры заполнена электрически более прочной, чем элегаз твердой изоляцией. Профиль разрядной камеры обеспечивал значения напряженности электрического поля в тройных точках (газ – твердый диэлектрик – металл) более низкие, чем порог пробоя межэлектродного промежутка или развития разряда по поверхности твердого диэлектрика.

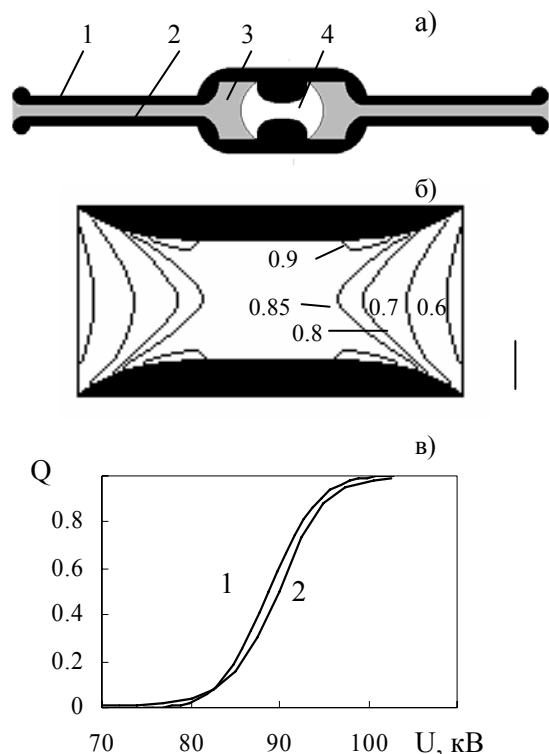


Рис. 1. Конструкция (а), распределение электрического поля (б) и зависимость вероятности пробоя от напряжения (в) компактного малоиндуктивного разрядника

Геометрические параметры компактного разрядника, экспериментальные результаты зависимостей напряжения пробоя от давления, значения напряжений пробоя в серии последовательных импульсов, анализ состояния поверхности электродов и количественная оценка эрозии электродов, полученные в [11], использовались в данной работе для расчета вероятностных характеристик пробоя разрядника.

Распределение напряженности электрического поля в разрядной камере элегазового коммутатора при $U = 90$ кВ изображено на рис. 1, б. Величины напряженностей у изолиний показаны относительно максимального значения $E_m = 33,3$ МВ/м. Расчетная зависимость вероятности пробоя от напряжения, при давлении элегаза 0,45 МПа представлена на рис. 1, в, кривая 2. Для сравнения на этом же рисунке изображена зависимость (кривая 1), построенная по экспе-

риментальным данным работы [11]. Зависимость вероятности пробоя от времени позволяет получить и другие основные вероятностные характеристики пробоя: напряжение пробоя (напряжение при $Q=0,5$), разброс значений пробивных напряжений, электрическую прочность газовой изоляции. Напряжение пробоя разрядника по результатам численного моделирования и экспериментальным данным составляют 90,1 кВ и 88,8 кВ соответственно. Аналогично, разброс напряжений пробоя равен 31 кВ и 27 кВ. Прочность газовой изоляции в межэлектродном промежутке определяется расчетным значением напряжения 72 кВ и величиной напряжения 75 кВ, полученной экспериментально в работе [11]. В целом, результаты моделирования хорошо согласуются с экспериментальными данными

ХАРАКТЕРИСТИКИ ГАЗОВОЙ ИЗОЛЯЦИИ ГЕНЕРАТОРА ИМПУЛЬСНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

Силовой блок генератора импульсных напряжений (рис. 2) представляет собой девятисекционную цилиндрическую колонну. Ее секции 1 выполнены в виде металлических оболочек, внутри которых установлены конденсаторы ступеней генератора. Секции разделены кольцевыми полиэтиленовыми изоляторами 2, обеспечивающими также герметичность колонны. Колонна смонтирована на верхней крышке 3 цилиндрического корпуса 4, служащего обратным токопроводом. Секции и корпус изготовлены из нержавеющей стали. Между нижней, наиболее высокопотенциальной секцией блока и нижней крышкой 5 цилиндрического корпуса соосно установлен экран 6, заканчивающийся торообразной поверхностью 7. Объем между колонной и корпусом заполняется газом, служащим высоковольтной изоляцией. Изменением размеров, положения, формы и потенциала экрана можно изменять напряженность электрического поля в объеме газовой изоляции.

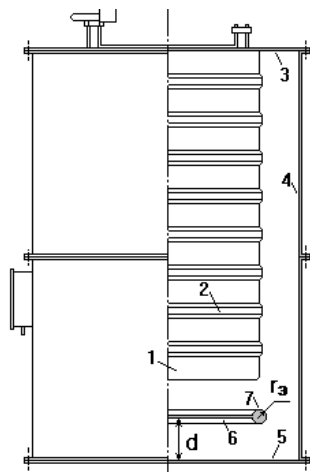


Рис. 2. Силовой блок генератора импульсных напряжений

В конструкции генератора импульсных напряжений реализованы основные результаты работы [10]. Вариант генератора с вакуумной изоляцией разработан и изготовлен совместно Институтом импульсных

процессов и технологий НАН Украины и Институтом сильноточной электроники СО РАН [2].

Расчет электрического поля выполнялся для всего объема силового блока генератора. Распределение поля в области девятой секции, характеризующейся наибольшими значениями напряженности, представлено на рис. 3. Здесь обозначения элементов конструкции генератора те же, что и на рис. 2. Максимальное значение напряженности составляет 20 МВ/м у тороидальной поверхности экрана. Относительно этой величины указаны значения напряженности у изолиний, изображенных на рисунке. Шероховатость поверхности секций задавалась функцией, представленной в [4] и соответствующей реальному распределению микровыступов после обработки и подготовки разнопотенциальных поверхностей.

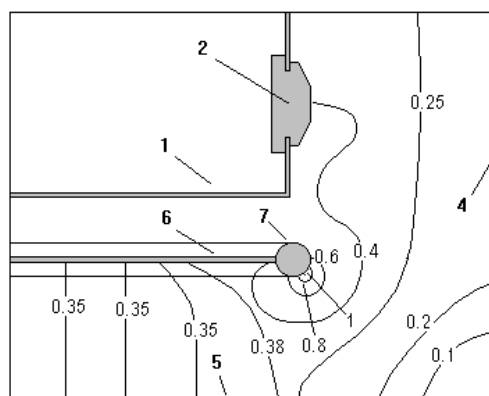


Рис. 3. Распределение напряженности электрического поля в области девятой секции силового блока генератора

На рис. 4 представлены полученные зависимости вероятности пробоя от напряжения при различных давлениях воздушной и элегазовой изоляции.

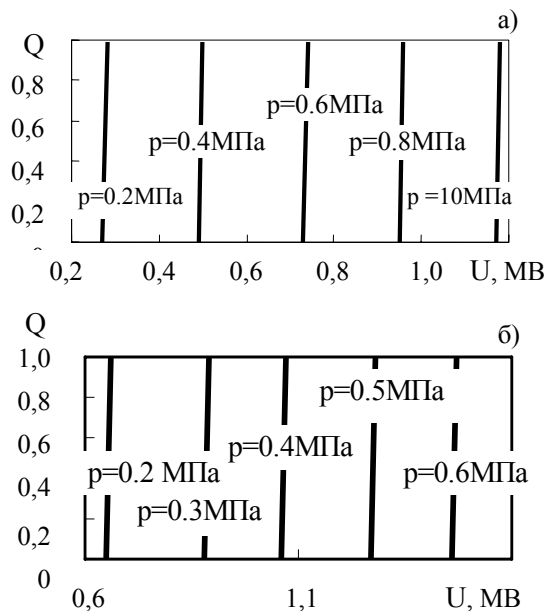


Рис. 4. Зависимости вероятности пробоя для воздушной (а) и элегазовой (б) изоляции генератора

Влияние параметров экрана генератора импульсных напряжений (радиуса торообразной поверхности

r_3 , расстояния d от экрана до нижней крышки бака) на напряженность электрического поля в объеме силового блока изучалось в [2]. В данной работе применение метода расчета позволяет выполнить анализ влияния расположения и размеров экрана на вероятностные характеристики пробоя газовой изоляции. Так, на рис. 5, а (кривые 1–5) изображены зависимости вероятности пробоя газовой изоляции генератора (смесь азот N_2 – элегаз SF_6 в соотношении 0,75 : 0,25) при различных давлениях смеси и параметрах экрана d и r_3 , указанных на рис. 2:

- 1 – $d = 0,15$ м, $r_3 = 0,015$ м, $p = 0,1$ МПа;
- 2 – $d = 0,15$ м, $r_3 = 0,015$ м, $p = 0,2$ МПа;
- 3 – $d = 0,15$ м, $r_3 = 0,01$ м, $p = 0,3$ МПа;
- 4 – $d = 0,15$ м, $r_3 = 0,015$ м, $p = 0,3$ МПа;
- 5 – $d = 0,09$ м, $r_3 = 0,015$ м, $p = 0,3$ МПа.

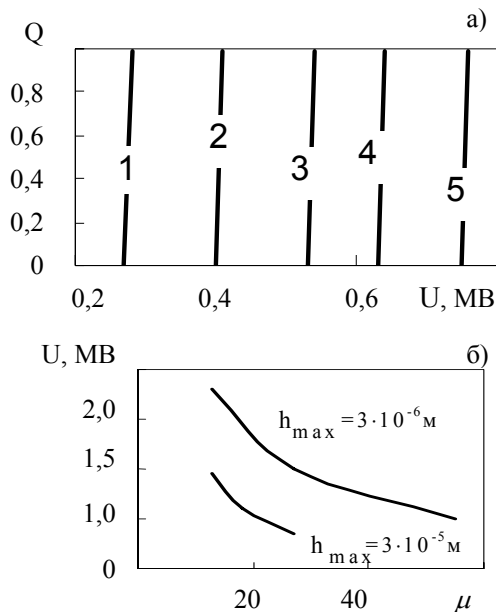


Рис. 5. Зависимости вероятности пробоя от параметров экрана (а) и напряжения пробоя от параметров, определяющих шероховатость высокопотенциальной поверхности (б)

Требования к чистоте обработки высокопотенциальной поверхности могут быть сформулированы на основании результатов, представленных на рис. 5, б, где показаны зависимости напряжения пробоя для различных значений коэффициента усиления поля μ и разных максимальных значений высот микровыступов для заданной шероховатости поверхности. Результаты свидетельствуют о том, что надежная работа газовой изоляции генератора под напряжением 1 МВ может быть достигнута для смеси газа азот – элегаз в соотношении (0,75 : 0,25) при давлениях 0,4 МПа и выше, если размеры микровыступов на тороидальной поверхности экрана не будут превышать 30 мкм, а коэффициент усиления поля микровыступами будет иметь значения $\mu < 20$.

ВЫВОДЫ

Таким образом, в работе обобщен метод расчета вероятностных характеристик пробоя газовой изоляции [4] на случай полей со значениями напряженности выше 5 МВ/м, когда на характеристики пробоя оказывает влияние совокупность механизмов инициирования свободных электронов в межэлектродном промежутке, связанных с образованием диэлектрических включений, адсорбцией газа у поверхности электродов, автоэлектронной эмиссией электронов с микроострий.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Сливков И.Н. Процессы при высоком напряжении в вакууме. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 256 с.
- [2] Дубовенко К.В. Влияние экранирования на электрическую прочность компактного субмегавольтового генератора импульсных напряжений с вакуумной изоляцией // Техническая электродинамика. – 2000. - № 4. – С. 8–13.
- [3] Техника высоких напряжений: теоретические и практические основы применения / Бейер М., Бек В., Меллер К., Цаенгль В. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 555 с.
- [4] Дубовенко К.В. Моделювання імовірності пробую газовой ізоляції високовольтних пристроїв систем імпульсної електроенергетики // Технічна електродинаміка. – 2006. - № 2. – С. 15–22.
- [5] Dubovenko K.V., Kurashko Yu.I. The Design, Fabrication and Testing of a Closing Switch for Compact Electrical Discharge Industrial Equipment // 11th IEEE Intl Pulsed Power Conf. Digest of Technical Papers. Baltimore, Maryland, USA. – 1997, vol. 2. – PP. 868–874.
- [6] Дубовенко К.В., Курашко Ю.И., Швець И.С. Анализ вероятностных характеристик пробоя компактного высоковольтного разрядника с газовой изоляцией // Труды 3-ей междунар. конф. "Электрическая изоляция – 2002" (ICEI 2002). – СПб.: Нестор, 2002. – С. 370–372.
- [7] Ильин В.П. Численные методы решения задач электрофизики. – М.: Наука, 1985. – 334 с.
- [8] Королев Ю.Д., Месяц Г.А. Автоэмиссионные и взрывные процессы в газовом разряде. – Новосибирск: Наука, 1982. – 254 с.
- [9] Александров А.Л., Базелян А.Э., Базелян Э.М. и др. Моделирование длинных стримеров в газе атмосферного давления // Физика плазмы. – 1995, т. 21, № 1. – С. 67–80.
- [10] Ковальчук Б.М., Кремнев В.В. Генераторы Аркадьева-Маркса для сильноточных ускорителей / Физика и техника мощных импульсных систем. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – С. 165–179.
- [11] Goerz D.A., Wilson M.J., Speer R.D. A Low-Profile High-Voltage Compact Gas Switch // 11th IEEE Intl Pulsed Power Conf. Digest of Technical Papers. Baltimore, Maryland, USA. – 1997, vol. 1. – PP. 328–333.

Поступила 02.09.2006

ФОРМАЛИЗАЦИЯ ОПИСАНИЯ СТРУКТУР РАЗРЯДНЫХ ЦЕПЕЙ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Петков А.А., к.т.н.

Научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт "Молния"
Национального технического университета "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61013, Харьков-13, ул. Шевченко 47, НИПКИ "Молния"
тел./факс (057) 707-62-80, e-mail: alexp@kpi.kharkov.ua

У роботі запропоновані методики формалізації опису високовольтних імпульсних випробувальних пристроїв, які забезпечують структурний синтез їхніх розрядних кіл. Розглянуто формальний опис різних типів випробувальних пристроїв.

В работе предложены методики формализации описания высоковольтных импульсных испытательных устройств, обеспечивающие структурный синтез их разрядных цепей. Рассмотрено формальное описание различных типов испытательных устройств.

ВВЕДЕНИЕ

Постановка проблемы. В настоящее время значительное внимание уделяется испытаниям электротехнического и электронного оборудования на стойкость к воздействию мощных электромагнитных факторов естественного происхождения (в основном факторы, сопровождающие грозовую деятельность) и электромагнитных факторов, возникающих в связи с технологической деятельностью человека (в частности, эксплуатация электроэнергетических систем и контактной сети железных дорог). Испытания такого рода проводятся с помощью высоковольтных импульсных испытательных устройств (ВИИУ), создаваемых на базе емкостных накопителей энергии. Многообразие существующих испытательных импульсов, постоянное расширение объема знаний о процессах порождающих мощные электромагнитные факторы и развитие нормативной базы, регламентирующей испытания, ставят задачу синтеза разрядных цепей ВИИУ, как одну из основных задач их проектирования.

Анализ публикаций. Процесс проектирования сложных электротехнических устройств включает проектную процедуру синтеза [1], и, в частности, проектные решения ВИИУ обеспечиваются проведением параметрического и структурного синтеза эквивалентных электрических схем их разрядных цепей.

Под параметрическим синтезом эквивалентной электрической схемы разрядных цепей ВИИУ будем понимать вычислительную процедуру, конечным результатом которой является набор числовых значений параметров элементов электрической схемы разрядной цепи, обеспечивающих формирование в заданной нагрузке импульсного воздействия с требуемыми амплитудно-временными характеристиками. Вопросы параметрического синтеза при различных способах описания формы импульсных воздействий рассмотрены в работах [2 - 4].

Под структурным синтезом эквивалентной электрической схемы разрядных цепей ВИИУ будем понимать процедуру, конечным результатом которой является состав элементов электрической схемы разрядной цепи и способ их соединения между собой,

реализация которых позволяет формировать импульсные воздействия требуемой формы. Структурный синтез в целом является трудно формализуемым процессом [1], и, несмотря на имеющиеся публикации по анализу множества структур цепей в целом [5, 6], вопрос структурного синтеза разрядной цепи ВИИУ до настоящего времени решается путем экспертной оценки, проводимой специалистами в области разработки высоковольтной импульсной техники или методом аналогов.

Целью настоящей работы является разработка методики формализованного описания структуры разрядных цепей и формы импульсных воздействий, обеспечивающей автоматизацию структурного синтеза эквивалентной электрической схемы разрядной цепи ВИИУ.

МАТЕРИАЛЫ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Обобщенно процесс структурного синтеза эквивалентной электрической схемы может быть представлен в виде процедуры сопоставления функциональных требований, предъявляемых к ВИИУ (в первую очередь, требования к форме импульсного воздействия), со структурными решениями разрядной цепи [1].

$$F \Rightarrow A, \quad (1)$$

где F – множество описаний формы импульсных воздействий; A – множество структурных решений эквивалентной электрической схемы ВИИУ.

Если имеется библиотека схемных решений, характеризующаяся тем, что имеется однозначная связь между каждым набором из A и F (т.е. известна форма импульса генерируемого ВИИУ с данным схемным решением), то процесс структурного синтеза сводится к проведению информационно-поисковой процедуры, достаточно просто реализуемой с помощью современных компьютеров. Основным требованием при этом является формализация описания множеств A и F для доступности компьютерной обработки информации. Ниже предлагается методика формализации описания этих множеств.

Все многообразие форм импульсных воздействий, предназначенных для испытания оборудования,

может быть описано двумя основными способами [7]: аналитически и с помощью контролируемых параметров. Наиболее универсальным описанием, обеспечивающим наряду с физическими испытаниями, возможность математического моделирования воздействия импульса на испытуемый объект, является аналитическое представление формы испытательных импульсов: $v(t) = f(t, x^*)$, где $v(t)$ - значение импульса в момент t , x^* - набор коэффициентов, характеризующих форму импульса, причем $v(0) = 0$ и $v(\infty) = 0$. В силу однозначности операторного преобразования Лапласа можно утверждать, что каждому структурному решению разрядной цепи ВИИУ соответствует одно и только одно операторное изображение формируемого импульсного воздействия, которое в общем случае представимо рациональной дробью вида

$$v(p) = \frac{\sum_{i=0}^m a_i \cdot p^i}{\sum_{i=0}^n b_i \cdot p^i}, \quad (2)$$

где $m < n$.

Причем, в зависимости от формы описания импульсного воздействия во временной области (вид функций, математические отношения между ними и значениями коэффициентов x^*) в соответствующем операторном выражении вида (2) отдельные коэффициенты a_i и b_i могут отсутствовать [8]. Это позволяет для импульсных воздействий, генерируемых ВИИУ, в качестве формального описания их формы использовать факт наличия или равенства нулю коэффициентов полиномов в (2). Такое описание представляет собой символьную строку и может свободно идентифицироваться с помощью функций обработки символьных конструкций, входящих в состав программного обеспечения современных компьютеров, например

$$\text{СОИВ} = 2+0/3+2+1, \quad (3)$$

где СОИВ – строка-описание импульсного воздействия; $2+0$ – набор символов, описывающий числитель в (2); $/$ – символ, разделяющий описание числителя и знаменателя; $3+2+1$ – набор символов, описывающий знаменатель в (2).

Каждая цифра в описании указывает на присутствие в (2) коэффициента при p в степени равной значению цифры. Т.е. выражение (3) формализует следующее операторное изображение импульсного воздействия

$$v(p) = \frac{a_2 \cdot p^2 + a_0}{b_3 \cdot p^3 + b_2 \cdot p^2 + b_1 \cdot p}, \quad (4)$$

Таким образом, символьная строка вида (3) однозначно описывает форму импульсного воздействия генерируемого в разрядной цепи ВИИУ и может выполнять функцию формального описания элементов множества F , доступного компьютерной обработке.

Для формализации описания множества A введем ряд определений и обозначений.

Двухполюсник – часть электрической цепи с двумя выделенными зажимами, именуемыми полюсами [9]. Обозначение двухполюсника - (ДП), где ДП – набор символов, характеризующих структуру двухполюсника.

Элемент – элементарный двухполюсник, характеризующийся некоторым законом изменения напряжения на его выводах при протекании через него импульса тока $u(t)$. В настоящей работе используются следующие типы элементов: R – линейный резистивный элемент, L – линейный индуктивный элемент, C – линейный емкостной элемент.

Ветвь – двухполюсник, состоящий из последовательно соединенных элементов. Факт последовательного соединения элементов обозначим символом "*", например, $(R*L)$.

Порядок ветви – количество типов элементов в ветви.

Нагрузка ВИИУ – двухполюсник, для которого задается в явном виде напряжение на его выводах и / или ток, протекающий через двухполюсник. Обозначение нагрузки - (Н), где Н – набор символов, характеризующих структуру нагрузки. При описании структуры символом "||" обозначается параллельное соединение, например, $(Н) = (R_H * L_H)$ – нагрузка состоит из последовательно соединенных линейных резистивного и индуктивного элементов; $(Н) = (R_H) || (C_H)$ – нагрузка состоит из параллельно соединенных линейных резистивного и емкостного элементов.

Источник энергии ВИИУ – ветвь, содержащая как минимум линейный емкостной элемент, на котором в начальный рассматриваемый момент накоплен некоторый электрический заряд, например, (C_G) , $(L_G * C_G)$, $(R_G * C_G)$, $(R_G * L_G * C_G)$.

Разрядная цепь ВИИУ – параллельное соединение нагрузки и двухполюсника, содержащего источник энергии. Например, описание разрядной цепи ВИИУ с резистивной нагрузкой и одним источником энергии имеет вид

$$\text{СОС} = (R_G * L_G * C_G) || (R_H), \quad (5)$$

где СОС – строка-описание структуры разрядной цепи.

Таким образом, элемент множества A может быть формально описан символьной строкой вида (5), доступной для компьютерной обработки.

Одним из наиболее распространенных типов ВИИУ является генератор импульсов тока (ГИТ) – высоковольтное устройство, эквивалентная электрическая схема которого в процессе разряда представляет собой параллельное соединение RLC – ветви и нагрузки (рис. 1). Таким образом, общее описание структуры разрядной цепи ГИТ представимо в виде

$$\text{СОС}_{\text{ГИТ}} = (R_G * L_G * C_G) || (Н). \quad (6)$$

Чаще всего нагрузкой ГИТ являются резистивные и индуктивные элементы (или ветвь, представляющая их последовательное соединение), однако, в специальных схемах формирования в качестве нагрузки применяются и емкостные элементы.

Выражения для операторных изображений импульсов тока и напряжения на нагрузке формируемых с помощью ГИТ общеизвестны и приведены в различных источниках, например [10].

Для варианта, когда разрядник F представляет собой идеальный ключ, формальное описание структуры нагрузки и генерируемых импульсных воздействий приведено в табл. 1.

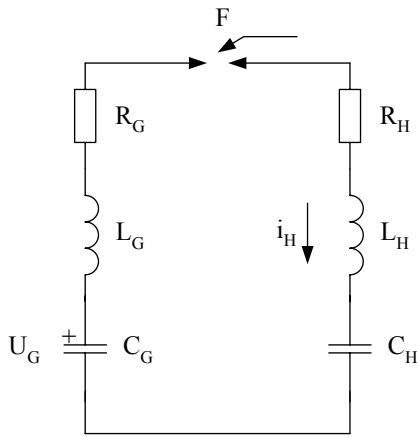


Рис. 1. Эквивалентная электрическая схема разрядной цепи ВИИУ типа ГИТ:

U_G, C_G, L_G, R_G – соответственно, зарядное напряжение, емкость, индуктивность и активное сопротивление ГИТ;
 C_H, L_H, R_H – соответственно, емкость, индуктивность и активное сопротивление нагрузки; F – разрядник

Вторым наиболее распространенным типом ВИИУ является генератор импульсов напряжения (ГИН) – высоковольтное устройство, эквивалентная электрическая схема которого в процессе разряда представляет собой параллельное соединение RLC – ветви, разрядного сопротивления и нагрузки (см. рис. 2). Таким образом, общее описание структуры разрядной цепи ГИН представимо в виде

$$\text{СОС}_{\text{ГИН}} = (R_G * L_G * C_G) || (R_P) || (H). \quad (7)$$

Таблица 1

Описание структуры нагрузки	Описание импульсного воздействия	
	ток в нагрузке	напряжение на нагрузке
(R_H)	0/2+1+0	0/2+1+0
(L_H)	0/2+1+0	1/2+1+0
(C_H)	0/2+1+0	0/3+2+1
($R_H * L_H$)	0/2+1+0	1+0/2+1+0
($R_H * C_H$)	0/2+1+0	1+0/3+2+1
($L_H * C_H$)	0/2+1+0	2+0/3+2+1
($R_H * L_H * C_H$)	0/2+1+0	2+1+0/3+2+1

Испытаниям с помощью ГИН подвергаются устройства, представляемые различными эквивалентными электрическими схемами. Однако, чаще всего, нагрузка ГИН имеет емкостной характер. В данной работе рассмотрен вариант нагрузки в виде последовательных соединения R, L и C элементов.

Для схемы ВИИУ типа ГИН операторные изображения тока и напряжения на нагрузке можно получить используя теорему Миллмана [10].

Для RLC нагрузки:

$$I_H(p) = \frac{p \cdot A_1}{p^4 \cdot B_4 + p^3 \cdot B_3 + p^2 \cdot B_2 + p \cdot B_1 + B_0}; \quad (8)$$

$$U_H(p) = \frac{p^2 \cdot W_2 + p \cdot W_1 + W_0}{p^4 \cdot B_4 + p^3 \cdot B_3 + p^2 \cdot B_2 + p \cdot B_1 + B_0}, \quad (9)$$

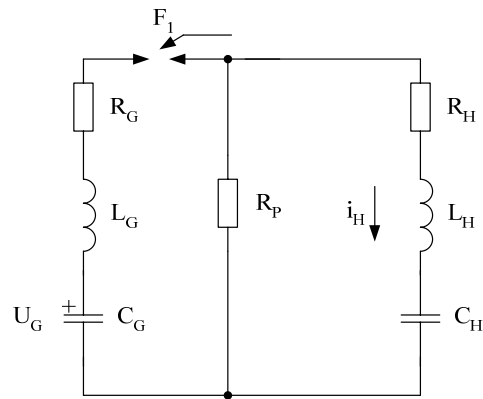


Рис. 2. Эквивалентная электрическая схема разрядной цепи ВИИУ типа ГИН:

U_G, C_G, L_G, R_G – соответственно, зарядное напряжение, емкость, индуктивность и активное сопротивление ГИН;
 R_P – разрядное сопротивление ГИН

где $A_1 = U_G \cdot R_P$,

$$B_4 = L_G \cdot L_H,$$

$$B_3 = L_G \cdot (R_H + R_P) + L_H \cdot (R_H + R_P),$$

$$B_2 = \frac{L_G}{C_H} + \frac{L_H}{C_G} + R_G \cdot R_H + R_G \cdot R_P + R_H \cdot R_P,$$

$$B_1 = \frac{R_H + R_P}{C_G} + \frac{R_G + R_P}{C_H},$$

$$B_0 = \frac{1}{C_G \cdot C_H},$$

$$W_2 = U_G \cdot R_P \cdot L_H,$$

$$W_1 = U_G \cdot R_P \cdot R_H,$$

$$W_0 = U_G \frac{R_P}{C_H}.$$

При отсутствии какого-либо элемента нагрузки выражения (8) и (9) упрощаются. Для варианта, когда разрядник F представляет собой идеальный ключ, формальное описание структуры нагрузки и генерируемых импульсных воздействий приведено в табл. 2.

Таблица 2

Описание структуры нагрузки	Описание импульсного воздействия	
	ток в нагрузке	напряжение на нагрузке
(R_H)	0/2+1+0	0/2+1+0
(L_H)	0/3+2+1+0	1/3+2+1+0
(C_H)	1/3+2+1+0	0/3+2+1+0
($R_H * L_H$)	0/3+2+1+0	1+0/3+2+1+0
($R_H * C_H$)	1/3+2+1+0	1+0/3+2+1+0
($L_H * C_H$)	1/4+3+2+1+0	2+0/ 4+3+2+1+0
($R_H * L_H * C_H$)	1/4+3+2+1+0	2+1+0/ 4+3+2+1+0

Для формирования импульсных воздействий сложной формы, например, $f(t) = \sum_{i=1}^m \alpha_i \cdot e^{-\beta_i t}$, ис-

пользуются ВИИУ типа ГИТ с последовательно соединенным формирующим двухполосником (FD) [3]. Эквивалентная электрическая схема такого ВИИУ приведена на рис. 3, а общее описание структуры имеет вид

$$\text{СОС}_{\text{ГИТ FD}} = ((R_G * L_G * C_G) * (\text{FD})) \parallel (H). \quad (10)$$

Соотношения для определения операторного изображения импульса тока, протекающего в нагрузке, приведены в [3]. Количество RC - звеньев FD – n определяется степенью сложности описания импульса тока во временной области.

В табл. 3 приведено формальное описание структуры формирующего двухполосника, нагрузки и генерируемых импульсных воздействий для вариантов изменения числа RC – звеньев $n = 1 \dots 3$.

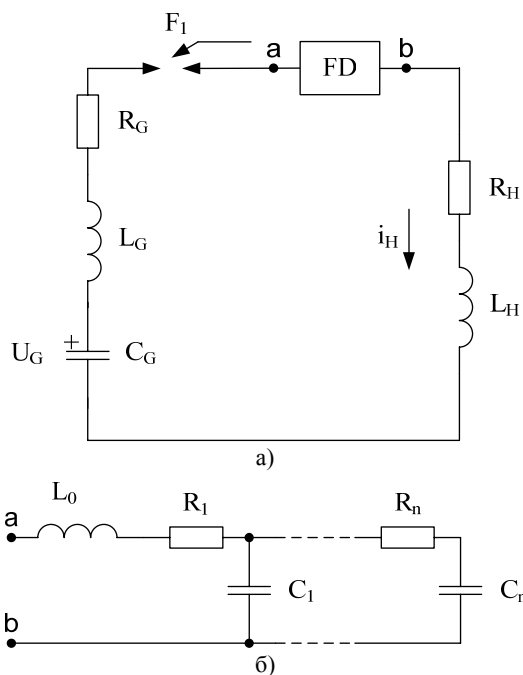


Рис. 3. Эквивалентная схема разрядной цепи ВИИУ типа ГИТ с последовательно включенным формирующим двухполосником:

U_G, C_G, L_G, R_G – соответственно, зарядное напряжение, емкость, индуктивность и активное сопротивление ГИТ; FD – формирующий двухполосник; $L_0, R_1 \dots R_n, C_1 \dots C_n$ – элементы FD

Для формирования импульсов характеризующихся малым временем нарастания и большой длительностью затухания применяются ВИИУ имеющие комбинированные схемы, содержащие несколько емкостных накопителей энергии. К данному классу относятся ВИИУ типа параллельно работающих двух ГИТ, схема разрядной цепи которых приведена рис. 4. Общее описание структуры разрядной цепи имеет вид

$$\text{СОС}_{\text{ГИТ}} = (R_{G1} * L_{G1} * C_{G1}) \parallel (R_{G2} * L_{G2} * C_{G2}) \parallel (H). \quad (11)$$

При одновременном срабатывании разрядников F_1 и F_2 операторные выражения тока и напряжения на нагрузке имеют вид.

Для RLC нагрузки

$$I_H(p) = \frac{p^2 \cdot A_2 + p \cdot A_1 + A_0}{p^4 \cdot B_4 + p^3 \cdot B_3 + p^2 \cdot B_2 + p \cdot B_1 + B_0} \quad (12)$$

$$U_H(p) = \frac{1}{p} \cdot \frac{p^4 \cdot W_4 + p^3 \cdot W_3 + p^2 \cdot W_2 + p \cdot W_1 + W_0}{p^4 \cdot B_4 + p^3 \cdot B_3 + p^2 \cdot B_2 + p \cdot B_1 + B_0}, \quad (13)$$

где $A_2 = U_{G1} \cdot L_{G2} + U_{G2} \cdot L_{G1}$,

$$A_1 = U_{G1} \cdot R_{G2} + U_{G2} \cdot R_{G1},$$

$$A_0 = \frac{U_{G1}}{C_{G2}} + \frac{U_{G2}}{C_{G1}},$$

$$B_4 = L_{G1} \cdot L_H + L_{G1} \cdot L_{G2} + L_{G2} \cdot L_H,$$

$$B_3 = R_{G1} \cdot (L_H + L_{G2}) + R_{G2} \cdot (L_H + L_{G1}) + R_H \cdot (L_{G1} + L_{G2}),$$

$$B_2 = \frac{L_H + L_{G2}}{C_{G1}} + \frac{L_H + L_{G1}}{C_{G2}} + \frac{L_{G1} + L_{G2}}{C_H} + R_{G1} \cdot R_H + R_{G1} \cdot R_{G2} + R_{G2} \cdot R_H,$$

$$B_1 = \frac{R_H + R_{G2}}{C_{G1}} + \frac{R_H + R_{G1}}{C_{G2}} + \frac{R_{G1} + R_{G2}}{C_H},$$

$$B_0 = \frac{1}{C_{G1} \cdot C_{G2}} + \frac{1}{C_{G1} \cdot C_H} + \frac{1}{C_{G1} \cdot C_H},$$

$$W_4 = A_2 \cdot L_H, \quad W_3 = A_2 \cdot R_H + A_1 \cdot L_H,$$

$$W_2 = \frac{A_2}{C_H} + A_0 \cdot L_H + A_1 \cdot R_H,$$

$$W_1 = \frac{A_1}{C_H} + A_0 \cdot R_H, \quad W_0 = \frac{A_0}{C_H}.$$

Таблица 3

Описание структуры нагрузки	Описание импульсного воздействия	
	ток в нагрузке	напряжение на нагрузке
(FD)=(R ₁ *L ₀ *C ₁)		
(R _H)	0/2+1+0	0/2+1+0
(L _H)	0/2+1+0	1/2+1+0
(R _H *L _H)	0/2+1+0	1+0/2+1+0
(FD)=(R ₁ *L ₀ *((C ₁) (R ₂ *C ₂)))		
(R _H)	1+0/3+2+1+0	1+0/3+2+1+0
(L _H)	1+0/3+2+1+0	2+1/3+2+1+0
(R _H *L _H)	1+0/3+2+1+0	2+1+0/ 3+2+1+0
(FD)=(R ₁ *L ₀ *((C ₁) (R ₂) ((C ₂) (R ₃ *C ₃))))		
(R _H)	2+1+0/ 4+3+2+1+0	2+1+0/ 4+3+2+1+0
(L _H)	2+1+0/ 4+3+2+1+0	3+2+1/ 4+3+2+1+0
(R _H *L _H)	2+1+0/ 4+3+2+1+0	3+2+1+0/ 4+3+2+1+0

При отсутствии какого-либо элемента нагрузки выражения (12) и (13) упрощаются. Для варианта, когда разрядники F_1 и F_2 представляет собой идеальный ключ, формальное описание структуры разрядной цепи ВИИУ и генерируемых импульсных воздействий приведено в табл. 4.

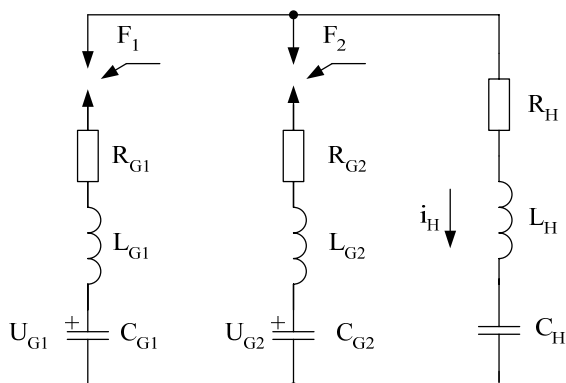


Рис. 4. Эквивалентная схема разрядной цепи ВИИУ типа параллельная работа 2-х ГИТ:

$U_{G1}, U_{G2}, C_{G1}, C_{G2}, L_{G1}, L_{G2}, R_{G1}, R_{G2}$ – соответственно, зарядное напряжение, емкость, индуктивность и активное сопротивление ГИТов; F_1, F_2 – разрядники

Таблица 4

Описание структуры нагрузки	Описание импульсного воздействия	
	ток в нагрузке	напряжение на нагрузке
(R_H)	2+1+0/ 4+3+2+1+0	2+1+0/ 4+3+2+1+0
(L_H)	2+1+0/ 4+3+2+1+0	3+2+1/ 4+3+2+1+0
(C_H)	2+1+0/ 4+3+2+1+0	2+1+0/ 5+4+3+2+1
$(R_H * L_H)$	2+1+0/ 4+3+2+1+0	3+2+1+0/ 4+3+2+1+0
$(R_H * C_H)$	2+1+0/ 4+3+2+1+0	3+2+1+0/ 5+4+3+2+1
$(L_H * C_H)$	2+1+0/ 4+3+2+1+0	4+3+2+1+0/ 5+4+3+2+1
$(R_H * L_H * C_H)$	2+1+0/ 4+3+2+1+0	4+3+2+1+0/ 5+4+3+2+1+0

На основании данных табл. 1 – 4 с использованием программного продукта Excel была сформирована библиотека схемных решений. В качестве примера использования библиотеки определим структуру разрядной цепи ВИИУ, которая позволяет формировать на нагрузке вида $(R_H * L_H)$ импульс напряжения, формальное описание которого соответствует

$$\text{СОИВ} = 3+2+1+0/4+3+2+1+0. \quad (14)$$

Использование фильтра данных, встроенного в Excel показало, что для этой цели применимы две схемы ВИИУ из приведенных в библиотеке схемных решений:

- ВИИУ типа ГИТ с последовательно включенным формирующим двухполюсником (в дальнейшем принято, что если разбиение строки-описания производится на знаках "*" и "||", то один знак ставится в конце строки, а второй в начале следующей)

$$\begin{aligned} \text{СОС}_{\text{ВИИУ}} = & ((R_G * L_G * C_G) * \\ & *(R_1 * L_0 * ((C_1) || (R_2) || ((C_2) || (R_3 * C_3)))) || \\ & || (R_H * L_H); \end{aligned} \quad (15)$$

- ВИИУ типа параллельная работа 2-х ГИТ

$$\begin{aligned} \text{СОС}_{\text{ВИИУ}} = & (R_{G1} * L_{G1} * C_{G1}) || \\ & || (R_{G2} * L_{G2} * C_{G2}) || (R_H * L_H). \end{aligned} \quad (16)$$

Преимущество той или иной схемы может быть определено только с привлечением дополнительных критериев, например, энергии, запасаемой ВИИУ.

Такое сравнение производится на стадии параметрического синтеза и выходит за рамки данной работы.

ВЫВОДЫ

1. Предложена методика формализации описания импульсных воздействий, формируемых высоковольтными импульсными испытательными устройствами и форма которых идентифицируется аналитическим выражением.

2. Предложена методика формализации описания структуры разрядных цепей высоковольтных импульсных испытательных устройств. Приведено формальное описание структуры генераторов импульсов тока, генераторов импульсов напряжения, генераторов импульсов тока с формирующим двухполюсником и двух генераторов импульсов тока, параллельно работающих на одну нагрузку.

3. Приведен пример определения структуры высоковольтного импульсного испытательного устройства с использованием программного продукта Excel.

Данные статьи можно рассматривать как базу для проведения исследований, направленных на расширение библиотеки схемных решений и полную автоматизацию процедуры структурного синтеза высоковольтных импульсных испытательных устройств.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Диалоговые системы схемотехнического проектирования / В.И. Анисимов, Г.Д. Дмитриевич, К.Б. Скобельцын и др.; Под ред. В.И. Анисимова. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.
- [2] Петков А.А. Выбор параметров разрядной цепи генератора импульсов тока при разряде на последовательную активно-индуктивную нагрузку // Электротехника. – 1990. - №10. – С. 35–36.
- [3] Петков А.А. Формирование испытательных импульсов тока сложной формы // Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический институт". Сборник научных трудов. Тематический выпуск: Электроэнергетика и преобразовательная техника. – Харьков: НТУ "ХПИ". - №4. – 2004. – С.22–30.
- [4] Петков А.А. Расчет параметров разрядной цепи высоковольтных импульсных испытательных устройств, формирующих импульсы апериодической формы // Электротехника та електроенергетика. - 2005. - №1. – С. 65-69.
- [5] Усынин В.И. Структура множества цепей. – К.: Вища школа, 1980. – 104 с.
- [6] Усынин В.И. Структуры цепей в САПР. – К.: Вища шк., 1988. – 166 с.
- [7] Кравченко В.И. Грозазащита радиоэлектронных средств: Справочник. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
- [8] Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных сотрудников и инженеров.- СПб.: Лань, 2003. - 832 с.
- [9] ГОСТ 19880-74. Электротехника. Основные понятия. Термины и определения. – М.: Изд-во стандартов, 1974. – 32 с.
- [10] Конторович М.И. Операторное исчисление и процессы в электрических цепях. – М.: Сов. радио, 1975. – 320 с.

Поступила 07.06.2006

ЗВІТ

про публікацію статей з журналу «Електротехніка і Електромеханіка» за 2005 рік та з №1 за 2006 рік у Реферативних журналах ВИНІТИ РАН

У представленому нижче звіті наведено назви Реферативних журналів та їх номери, де були опубліковані реферати статей з журналу «Електротехніка і Електромеханіка», номери рефератів, номери журналів ЕІЕ, назви статей, прізвища та ініціали авторів, номери сторінок у журналі ЕІЕ.

Abstracts Journal, Series: Electric Drive and Industrial Installations Automatization, 2006, № 07*Abstract 06.07-21K.14*

Електротехн. і електромех. 2005. — 4
 Моделирование процессов в стабилизаторе мощности / Тимченко Н. А., Чернай В. Ф., Асмолова Л. В. — с. 64-66

Abstracts Journal, Series: Electrical Apparatuses, 2006, № 07*Abstract 06.07-21Э.12*

Електротехн. і електромех. 2006. — 1
 Учет магнитных свойств материала магнитопровода бронированного электромагнита при расчете тяговой характеристики / Бранспиз Ю. А., Загирняк М. В., Пшеничный А. Н. — с. 17-20, 79

Abstracts Journal, Series: Electrical Stations and Networks, 2006, № 07*Abstract 06.07-22E.47*

Електротехн. і електромех. 2006. — 1
 Анализ динамических процессов автономной электроэнергетической системы на базе асинхронизованного генератора с безконтактным каскадным трехфазно-трехфазным модульовым возбуждением и коммутатором за нулевой схемой под час роботи на активно-индуктивное навантаження / Василів К. М., Галіновський О. М. — с. 21-27, 79

Abstracts Journal, Series: Electrotechnical Machines and Transformers, 2006, № 04*Abstract 06.04-21II.7*

Електротехн. і електромех. 2005. — 1
 Свойства многофазных обмоток с минимальным содержанием высших гармоник / Дегтев В. Г., Шульгин Д. Н. — с. 38-40

Abstract 06.04-21II.87

Електротехн. і електромех. 2005. — 3
 Петр Леонидович Капица - основоположник техники сильных импульсных магнитных полей / Баранов М. И. — с. 5-8

Abstracts Journal, Series: Electrotechnical Machines and Transformers, 2006, № 07*Abstract 06.07-21II.22*

Електротехн. і електромех. 2005. — 3
 Расчет энергетических показателей асинхронных двигателей на основе мониторинга потребляемой активной мощности / Вороновский Г. К., Орловский И. В., Осташевский Н. А. — с. 13-16

Abstract 06.07-21II.23

Електротехн. і електромех. 2005. — 3
 Трактовка причин изменения индуктивного сопротивления взаимной индукции и тока намагничивания в асинхронных двигателях / Вербовой А. П. — с. 9-12

Abstract 06.07-21II.36

Електротехн. і електромех. 2006. — 1
 Добавочные потери в роторе турбогенератора при продолжительной несимметричной нагрузке / Шульженко Н. Г., Пантелют М. Г., Руденко Е. К., Зозулин Ю. В. — с. 54-57, 80

Abstract 06.07-21II.40

Електротехн. і електромех. 2005. — 3
 Влияние материала пазовых клиньев на распределение электромагнитного поля, плотности тока и потерь от токов обратной последовательности в роторе турбогенератора при двухфазном коротком замыкании / Шульженко Н. Г., Пантелют М. Г., Руденко Е. К., Петушкова С. А., Зозулин Ю. В. — с. 61-64

Abstract 06.07-21II.52

Електротехн. і електромех. 2005. — 3
 ЭДС вращения вентильного электродвигателя с постоянными магнитами на роторе / Геть А. Н., Финкельштейн В. Б. — с. 17-19

Abstract 06.07-21II.60

Електротехн. і електромех. 2005. — 3
 Моделирование линейного вентильно-реактивного двигателя с поперечным магнитным потоком / Рымша В. В., Радимов И. Н. — с. 42-44

Abstract 06.07-21II.69

Електротехн. і електромех. 2005. — 4
 Способы обеспечения специальных требований к силовому электрооборудованию на основе трансформаторов и трансформаторных преобразователей с пространственной структурой активной части / Ставинский А. А., Ставинский Р. А., Плахтырь О. О. — с. 30-36

Abstracts Journal, Series: Electrotechnical Materials, Electrical Condensators, Wires and Cables, 2006, № 08*Abstract 06.08-21B.154*

Електротехн. і електромех. 2006. — 1
 Оценка разрядных напрягов по величине струму витку изоляторів, що знаходяться під робочою напругою / Котиш А. І. — с. 76-77, 80

Abstract 06.08-21B.157

Електротехн. і електромех. 2006. — 1
 Экспериментальное определение показателей надежности секций конденсаторов с бумажно-касторовой изоляцией / Дубийчук О. Ю., Рудаков В. В. — с. 71-75, 80

Abstract 06.08-21B.23

Електротехн. і електромех. 2006. — 1
 Универсальная аппроксимация кривых намагничивания электротехнических сталей / Пенгегев И. В., Красножон А. В. — с. 66-70, 80

Abstracts Journal, Series: Electrotechnology, 2006, № 05*Abstract 06.05-21H.23*

Електротехн. і електромех. 2005. — 3
 Особенности токов, индуцированных низкочастотным полем одновиткового соленоида в плоских листовых металлах / Батыгин Ю. В., Лавинский В. И., Чаплыгин Е. А. — с. 69-73

Abstract 06.05-21H.83

Електротехн. і електромех. 2005. — 2
 Квантовомеханическая модель поглощения электромагнитных волн проводником и явление его электрического взрыва / Баранов М. М., Баранов М. И. — с. 63-71, 104

Abstracts Journal, Series: Electrotechnology, 2006, № 08*Abstract 06.08-21H.47*

Електротехн. і електромех. 2006. — 1
 Особенности конформного отображения внешней области двухполосной системы симметричных С-образных полюсов / Бранспиз Ю. А., Поляченко Е. Ю., Дранников А. А. — с. 58-60, 80

Abstracts Journal, Series: Energetical Systems and their Automatization, 2006, № 04*Abstract 06.04-22Ж.263*

Електротехн. і електромех. 2005. — 1
 Влияние режима работы трансформаторов напряжения на оптимальное функционирование системы учета электропотребления / Котыш А. И., Плешков П. Г., Кубкин М. В., Савеленко И. В. — с. 91-92

Abstract 06.04-22Ж.264

Електротехн. і електромех. 2005. — 1
 Прибор для определения погрешности счетчиков электроэнергии / Вороновский Г. К., Орловский И. В., Заратуйко А. В. — с. 86-90

Abstracts Journal, Series: General Questions and Theoretical Bases of Electrotechnics. Electric Safety, 2006, № 07*Abstract 06.07-21A.41*

Електротехн. і електромех. 2006. — 1
 О современном состоянии и проблемах развития теории электрических цепей как раздела физики / Горбачев М. Н. — с. 61-65, 80

Abstracts Journal, Series: Optical Fiber Communication, 2006, № 06*Abstract 06.06-29B.60*

Електротехн. і електромех. 2005. — 1
 Проявление нелинейных эффектов в оптических волокнах / Беспрозванных А. В. — с. 8-14

Список авторів

Б		Л	
Бабушанов Алексей Викторович.....	17	Лаврук Игорь Семенович	17
Байда Евгений Иванович	30		
Баранов Михаил Иванович	56		
Беспрозванных Анна Викторовна	62		
Богаенко Николай Владимирович.....	8		
Боев Вячеслав Михайлович	49		
Боев Сергей Анатольевич	30		
Бондар Роман Петрович.....	8		
Бурковский Анатолий Николаевич.....	5		
Г		М	
Голенков Геннадий Михайлович	8	Макогон Сергей Андреевич	8
Гречко Александр Михайлович	30		
Гришанов Сергей Александрович.....	21		
Гуревич Владимир Игоревич (Gurevich V.)	13		
Д		Н	
Дегтев Владимир Григорьевич.....	17	Невзлин Борис Исакович.....	25
Дубовенко Константин Викторович	67		
З		П	
Заболотный Иван Петрович.....	21	Петков Александр Александрович.....	73
Загирняк Михаил Васильевич	25	Подольцев Александр Дмитриевич.....	8
Загирняк Валентина Евгеньевна.....	25	Попков Владимир Сергеевич	8
К		Р	
Канов Лев Николаевич.....	53	Рогачев Сергей Иванович.....	49
Киричков Анатолий Васильевич.....	25	Рыбалко Ольга Александровна	5
Клименко Борис Владимирович.....	30		
Костюков Валентин Викторович.....	53		
		С	
		Самойлов Григорий Александрович	17
		Себко Вадим Вадимович	34
		Ч	
		Чабан Андрій Васильович.....	37
		Чепелюк Александр Александрович	42
		Ш	
		Шарабан Юрий Владимирович.....	45

Abstracts

Electrical Mashines and Apparatus

Burkovsky A.N., Rybalko O.A.

Determination of load dependence of allowed number of reverses for an asynchronous motor with a short-circuited rotor in S7 mode.

The paper contains results of determination of allowed number of reverses for an asynchronous motor with a short-circuited rotor in S7 mode as function of load.

Key words – asynchronous motor, mode, reverse, determination.

Golenkov G.M., Bondar R.P., Makogon S.A., Podoltsev A.D., Bogaenko N.V., Popkov V.S.

Numerical calculation of magnetic field and basic characteristics of an electrovibrator based on a coaxial linear motor with permanent magnets.

The design of an electrovibrator created on the basis of a coaxial linear motor with permanent magnets is considered. FEM analysis of magnetic field and electromagnetic force acting on the motor armature is carried out. Experimental data that confirm reliability of calculation results obtained are given.

Key words – electrovibrator, coaxial linear motor, magnetizing force, permanent magnets.

Gurevich V.I.

A simple ultraspeed overcurrent protection relay.

Specification and results of experimental research on a high-speed hybrid overcurrent relay with a reed switch as the sensitive element are given. It is shown that this relay can be successfully used for acceleration of the basic relay protection action.

Key words – microprocessor relay, protective relays, high-speed relay, CT saturation, current derivatives, reed relay.

Degtev V.G., Babushanov A.V., Lavruk I.S., Samoilov G.A.

Synthesis of a three-phase winding family

Peculiarities of arbitrary symmetric three-phase windings with similar harmonic spectrums are studied. A technique of the windings' homologous series generation is worked out. Examples of the technique application are given. It is suggested to use a feasibility of homologous series generation so as to synthesize a generalized structure of multiphase windings.

Key words – three-phase winding, harmonic spectrum, homologous series, generalized model.

Zabolotny I.P., Grishanov S.A.

A dynamic state control method for a synchronous generator with application of phase rotor trajectories.

In the paper, a transient state control method for a synchronous generator is introduced. The method is based on application of phase trajectories of the rotor motion. The capabilities of the

5 control method have been investigated on an elementary power system model. Results obtained confirm efficiency of the method as compared with methods based on Lyapunov functions or those based on the theory of pattern recognition.

Key words – synchronous generator, control method, transient state, phase rotor trajectories.

Zagirniak M.V., Zagirnyak V.G., Nevzlin B.I., Kirichkov A.V.

8 Induction motor temperature defence characteristics under rapidly increasing overloads.

A refined thermal equivalent circuit of an induction motor used to develop a thermal circuit of a unit, namely, an element of the stator winding outhang - thermodetector, is considered. Errors of determining the stator winding temperature at slowly and rapidly increasing temperatures have been revealed on the basis of the analysis of the isolated unit.

Key words – induction motor; refined thermal equivalent circuit; windings; stator; thermodetector; increasing temperature.

Klymenko B.V., Baida E.I., Grechko A.M., Boev S.V.

13 About fault current thermal action in vacuum-breaker protected middle-voltage circuits.

A mathematical model is developed to obtain relationship between the breaker response and current distributor thermal stability in short-circuit conditions. Optimal total time of the breaker opening is calculated for the minimum value of Joule integral.

Key words – Joule integral, symmetric three-phase fault, total interruption time, vacuum circuit-breaker, dependence.

Sebko V.V.

17 Monitoring of four parameters of ferromagnetic products at one frequency of probing longitudinal magnetic field of a transformer eddy-current probe.

An eddy-current method of contactless joint determination of geometric, magnetic, electric parameters and temperatures of a cylindrical ferromagnetic product is considered. The whole research has been carried out only at one frequency of probing longitudinal magnetic field which corresponds to the maximum phase angle of the total EMF of a transformer eddy-current probe taking into account the product heating.

Key words – cylindrical ferromagnetic product, parameters, contactless determination, eddy-current method.

Tchaban A.

21 An A-model of a turbogenerator in phase current coordinates.

A mathematical model of a turbogenerator is developed in phase coordinates of currents. Differential equations of the electromechanical system state are given in normal Cauchy form. Utilization

25

30

34

37

of the phase coordinates allows taking into account any type of the stator unsymmetry.

Key words – turbogenerator, mathematical model, phase coordinates, normal Cauchy form.

Chepelyuk A.A.

Monte-Carlo calculation of scattering conductivity in a two-leg valve-type electromagnet.

Monte-Carlo calculations of geometric scattering conductivity in a "two cylinders - one plane" system have resulted in obtaining a conductivity dependence as function of multiplicity of the studied system dimensions.

Key words – electromagnet, conductivity, pole, potential.

Sharaban Yu.V.

42 Ways of improvement of starting characteristics of aviation asynchronous motors.

Advantages and short-comings of ways of improving starting characteristics of asynchronous motors intended for aviation accessory drive are analyzed.

Key words – asynchronous motor, starting characteristics, magnetic wedges, double-cage rotor.

45

Electrical Engineering: Theory

Boev V.M., Rogachev S.I.

Superconductivity in terms of Faraday concept of "electrotonic state".

Process of magnetic field penetration into type I and type II superconductors is analyzed using Faraday concept of "electrotonic state" (vector potential).

Key words – superconductivity, magnetic field, vector potential, electrotonic state, Faraday conception.

49

Kanov L.N., Kostjukov V.V.

53 A method of nonsteady electrical system state modeling based on the systems' circuit factors.

An efficient numerical-and-analytical method of modeling nonsteady and transient states of electrical systems is introduced. The method is based on circuit factors and applicable to analyzing both linear and nonlinear systems. A technique of circuit factors calculation is described. An example of the method application is given.

Key words – numerical-and-analytical method, electrical system, circuit factors, linear and nonlinear systems, calculation technique.

53

High Electrical and Magnetic Field Engineering

Baranov M.I.

A 1D electrothermal problem for metallic skin of an aircraft under lightning action.

Results of approximate calculations of temperature increase in the zone of the high-current spark channel of a lightning lock-in on the flat surface of the metallic skin of an aircraft are given. It is shown that a pulse 2/50 mks 200kA-amplitude component of the lightning total current causes only local burn of the external surface of the aircraft aluminum skin, while its constant 1000ms 200A-amplitude component can result in the skin through fusion penetration.

Key words – lightning, high-current spark channel, temperature, aircraft skin.

Besprozvannykh A.V.

Analysis of a switching matrix under recovery of partial capacitance and dielectric loss tangent of multicore cables via cumulative measurements.

At application of a method of cumulative measurements, partial capacitance and dielectric loss tangent are found as solution of a system of linear algebraic equations. With examination of multicore cables, the number of experiments rises sharply. To reduce environment action on results of measurements and speed of experiment, it is enough to analyze a switching matrix that provides solving the system.

Key words – cumulative measurements, partial capacitance, dielectric loss tangent, switching matrix, determinant, optimum plans.

56

Dubovenko K.V.

67 A calculation method for breakdown probability characteristics in gaseous insulation of submegavolt range high-voltage apparatus

Taking into account a set of initial electron generation mechanisms, applicability of a numerical method for breakdown probability characteristics calculation is widened for high-voltage apparatus gaseous insulation with high values of electric field strength ($>5 \text{ MV}\cdot\text{m}^{-1}$). The characteristics of gaseous insulation in real compact designs of a low-inductance high-voltage gaseous switch and a submegavolt pulse voltage generator have been calculated with the method.

Key words – high-voltage apparatus, gaseous insulation, breakdown probability characteristics, calculation method.

67

62

Petkov A.A.

73 Formalization of structure description for high-voltage pulse test device discharge circuits.

The paper introduces techniques of formalization of high-voltage pulse test device description. The techniques provide structural synthesis of the device discharge circuits. A formal description of various test devices is presented.

Key words – discharge circuit, structural synthesis, high-voltage pulse test device, formal description.

73

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТІ І ІНФОРМАЦІЙНИХ МАТЕРІАЛІВ В НАУКОВО-ПРАКТИЧНОМУ ЖУРНАЛІ "ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА"

Шумилов Ю.А., д.т.н., проф.

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут"
Україна, 03056, Київ, пр-т Перемоги, 37, НТУУ "КПІ", кафедра "Електромеханіка"
тел. (044) 241-76-38

Клименко Б.В., д.т.н., проф.

Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут"
Україна, 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПІ", кафедра "Електричні апарати"
тел. (057) 707-62-81, факс (057) 707-66-01, E-mail: eie@kpi.kharkov.ua

Текст анотації українською мовою, до 5 рядків (для громадян України).

Текст анотації на російській мові, до 5 рядків.

ВСТУП

У журналі публікуються результати досліджень і огляди у області електричних машин і апаратів, сильних магнітних полів і теоретичної електротехніки, що не публікувалися раніше, методичні матеріали по напрямках підготовки "Електротехніка" і "Електромеханіка", а також інформаційні матеріали за профілем журналу.

Пакет документів, що направляється в редакцію повинен містити:

1) у друкованому варіанті:

— стаття або інформаційний матеріал (1 екз.) виконаний на аркушах паперу формату А4 густиною 80 - 90 г/м², віддрукований на лазерному принтері з роздільною здатністю не менше 300 dpi;

— акт експертизи з печаткою (для громадян України). Офіційний лист з проханням опублікувати статтю (для громадян зарубіжних країн);

— рецензія (підписується доктором наук і засвідчується печаткою);

— копія документа про оплату за публікацію.

2) в електронному варіанті:

— стаття або інформаційний матеріал, виконаний у відповідності до даних вимог (без колонтитулів і нумерації сторінок);

— анотація англійською мовою (автори, назва статті, анотація, ключові слова);

— відомості про авторів (прізвище, ім'я, по-батькові повністю, дата народження, місце роботи, посада, основні напрями наукової діяльності).

Анотація і відомості про авторів виконуються у вигляді окремого документа Microsoft Word і з довільним форматуванням.

Оригінал статті або інформаційних матеріалів готується тільки з використанням редактора Microsoft Word однією з трьох мов: українською, російською або англійською.

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТІ

Всі розділи документа повинні містити поля: зліва, справа, зверху – по 20 мм, знизу – 25 мм. Заповнення останньої сторінки повинне бути не менше 80%.

Заголовок статті містить:

— код УДК;

— назва статті (Times New Roman 12pt, жирний, розміщення по центру, заголовні букви, не допускаються перенесення);

— список авторів, вчений ступінь (при необхідності звання і посада), назва організації, поштова адреса, контактні телефони (факс, E-mail). Для авторів різних організацій список приводиться по даній вище формі; — анотації статті українською (обов'язково тільки для громадян України) і російською мовою, обсягом до 5 рядків кожна, оформляються шрифтом Times New Roman 9 pt, жирний, курсив.

Між елементами заголовку статті робиться інтервал в один рядок 10 pt.

ОСНОВНИЙ ТЕКСТ СТАТТІ

Текст розміщується у двох колонках, відстань між якими 5 мм. Абзацні відступи (червоний рядок) – 7,5 мм. Текст набирається шрифтом Times New Roman 10 pt з одиночним міжрядковим інтервалом. Допускається розділення тексту на розділи. Назва розділу оформляється заголовними буквами і центрується, нумерація – не обов'язкова (розділи ВСТУП, ВИСНОВОК і ЛІТЕРАТУРА, якщо такі є, не нумеруються). Перед назвою розділу вставляється один порожній рядок.

Рисунки і широкі таблиці допускається розміщувати в одну колонку. Назва виконується шрифтом розміром 9 pt. Допускається використання рисунків і таблиць без назви: Рис. 1, Табл. 1.

Таблиця 1

Розміри полів тексту статті

Поле зліва	20 мм
Поле справа	20 мм
Поле зверху	20 мм
Поле знизу	25 мм

Рисунки розташовуються у окремих абзацах, з вирівнюванням по центру і оформляються як окремі об'єкти, виконуються в редакторі рисунків Microsoft Word або вставляються в текст статті у форматі *bmp* або *jpg*.

Розташування рисунка поверх тексту і застосування альбомної орієнтації не допускається.

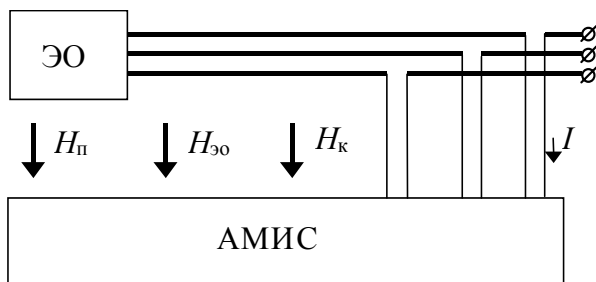


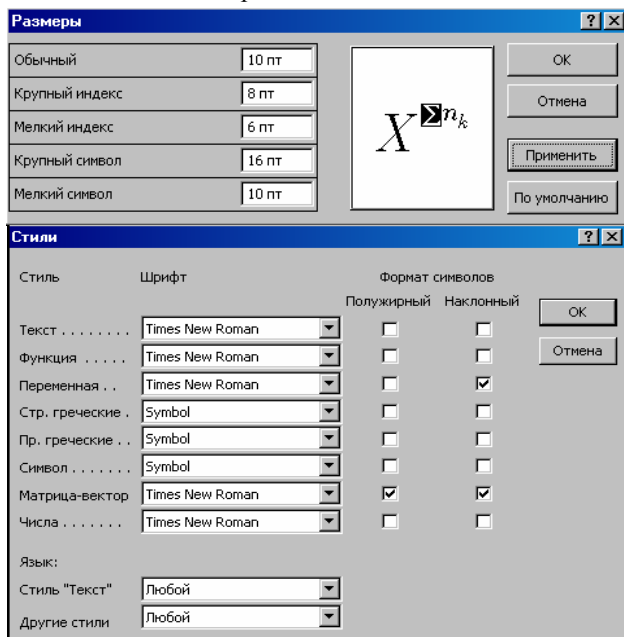
Рис.1. Функціональна схема пристрою

Математичні формули створюються у вигляді окремих об'єктів тільки в редакторі формул Microsoft Equation, розташовуються по центру і нумеруються в межах статті, номер притиснутий до правої сторони колонки. За формулою має слідувати розділовий знак, а якщо формула містить пояснення, то вони повинні починатися з нового абзацу із слова "де" без відступу

$$N = \frac{\tau_{u \max}}{T_{k \text{ внутр}}}, \quad (1)$$

де $\tau_{u \max}$ - ..., $T_{k \text{ внутр}}$ - ...

Настройки редактора формул для меню "Розмір" і "Стиль" символів представлені нижче:



Кириличні символи у формулах повинні бути виконані в стилі "Текст".

Щоб уникнути різного роду накладень символів у формулах не рекомендується застосовувати символ ділення /, букву ℓ , а також змінювати розмір об'єкту формули. Крім того, необхідно використовувати символ множення у вигляді крапки.

Великі вирази і рівняння необхідно записувати в декілька рядків

$$Y = \varphi_0(S_n) + \gamma_0 \cdot \int_{S=0}^{S_n} \varphi_0 \cdot \sin(S_n - S) \cdot dS + \gamma_0^2 \cdot \int_{S=0}^{S_n} P_0(S) \cdot \cos(S_n - S) \cdot dS. \quad (2)$$

Символи у формулах і в тексті статті повинні мати однакові зображення.

Перелік літератури розміщується в кінці тексту. Розмір шрифту - 9пт. Після відступу одного порожнього рядку (10пт) від основного тексту по центру колонки розташовують слово ЛІТЕРАТУРА. Нумерація джерел – у порядку посилань по тексту або в алфавітному порядку, номер поміщається у квадратних дужках з виступом.

ВИСНОВОК

Якщо Ви робите посилання на формули, рисунки, таблиці або літературу, необхідно використовувати наступні позначення: (1), (1) і (2), (1) – (4); рис. 1, рис. 1,а, рис. 1 і 2; табл. 1, табл. 1 і 2; [1], [1 – 3, 5].

ЛІТЕРАТУРА

- [1] P.V. Johns, "A symmetrical condensed node for the TLM method", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, Apr. 1997, pp. 370-377.
- [2] Шимони К. Теоретическая электротехника. – М.: Мир, 1964. – 272 с.
- [3] Лавров В.Я. Численно-аналитический метод расчета помехонесущих магнитных полей // *Техн. электродинамика*. – 1983. - № 61. - С. 18-21.
- [4] Пат. 14813 А Україна. МКИ G 01 R 33/24. Спосіб визначення залишкової та індукованої складових компонента магнітної індукції статичного зовнішнього магнітного поля ферромагнітного виробу / А.В. Єрисов, В.С. Лупіков, В.Ю. Розов та ін.— №95125251; Заявлено 12.12.95; Опубл. 30.06.97. Бюл. №3. — 6 с.
- [5] Минкевич А.В. Физическое пространство — время и релятивистская космология // *Тез. докл. 10-й Росссийск. Гравитац. конф. "Теоретические и экспериментальные проблемы общей теории относительности и гравитации"* (г. Владимир, 20-27 июня 1999 г.). — М.: РГО, 1999. — с. 84.

В кінці статті, через інтервал в 1-2 рядки розміром 10пт, мовою оригіналу вказують дату надходження статті в редакцію журналу (розмір 9пт, курсив, розташування по правому краю). Наприклад:

Поступила 02.07.2006

або

Надійшла 02.07.2006

Матеріали приймаються за адресою:

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

Електронні варіанти матеріалів по E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua eie@kpi.kharkov.ua

Довідки за телефонами: (057) 707-62-81 Клименко Борис Володимирович, Злуніцина Наталя Ростиславівна

НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics
2007'1

ISBN 966-593-254-3



Технічне редагування:

Смельянов Вадим Леонідович

т. (057)707-69-76

E-mail: evl@kpi.kharkov.ua

Секретар редакції:

Злуніцина Наталя Ростиславівна

т. (057)707-62-81

E-mail: seb@kpi.kharkov.ua

Підписано до друку 30.01.2007 р.

Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy

Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 10,5.

Наклад 300 прим. 1-й завод - 140. Зам. № 105. Ціна договірна.

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44
