



ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

| | | |
|---|--|-----------|
| Байда Е.И. | Влияние формы напряжения источника питания на динамические характеристики электромагнита постоянного тока | 3 |
| Болух В.Ф., Щукин И.С. | Схемно-конструктивные совершенствования ударных электромеханических преобразователей индукционного типа | 5 |
| Васьковский Ю.Н., Гераскин А.А. | Анализ сигналов датчиков вибрации в короткозамкнутых асинхронных двигателях на основе математических моделей вибровозмущающих электромагнитных сил | 12 |
| Иванов В.М. | Высоковольтные импульсные трансформаторы с низкой индуктивностью рассеяния | 17 |
| Петренко А.Н. | Экспериментальное исследование нагрева частотно-управляемого асинхронного двигателя при различных источниках питания | 21 |
| Рымша В.В., Радимов И.Н., Гулый М.В., Кравченко П.А. | Усовершенствованная цепно-полевая модель вентильно-реактивного двигателя | 24 |
| Рябов Е.С., Любарский Б.Г., Зюзин Д.Ю., Емельянов В.Л. | К вопросу определения электромагнитного момента реактивного индукторного двигателя с аксиальным магнитным потоком | 27 |
| Шинкаренко В.Ф., Гайдаенко Ю.В. | Структурно-системный анализ гибридных электромеханических объектов внутриродового уровня | 30 |
| Шинкаренко В.Ф., Лысак В.В. | Метод инновационного синтеза электромеханических объектов в поисковых задачах с нечеткой исходной информацией | 34 |

Теоретична електротехніка

| | | |
|--|---|-----------|
| Баранов М.И. | Постоянное магнитное поле планеты Земля. Новая гипотеза происхождения и его приближенный расчет | 39 |
| Гетьман А.В., Константинов А.В. | Аналитическое представление магнитного поля соленоида с помощью цилиндрических гармоник | 43 |
| Гринченко В.С., Ерисов А.В. | Об устройствах для определения магнитных моментов габаритных объектов техники | 46 |
| Кузьмин В.В., Шпатенко В.С. | К выводу зависимости между потоком и векторным потенциалом магнитного поля | 53 |
| Придубков П.Я., Хоменко І.В. | Взаємодія рухомих і нерухомих зарядів в стаціонарному полі провідного середовища | 55 |

Техніка сильних електричних та магнітних полів

| | | |
|--|---|----|
| Батыгин Ю.В., Воробьёв В.В., Гнатов А.В., Гнатова Щ.В., Ерёмина Е.Ф. | Переходной процесс в разрядном контуре магнитно-импульсной установки при электрическом пробое в цепи нагрузки | 58 |
|--|---|----|

Електричні станції, мережі і системи

| | | |
|---|--|----|
| Нижевский И.В., Нижевский В.И., Гуль В.И. | К вопросу измерения с приемлемой погрешностью сопротивления заземления объекта в условиях ограничения разноса электродов схемы измерения | 62 |
|---|--|----|

Ювілеї

| | | |
|-------------|----------------------------|----|
| Райнин В.Е. | К 70-летию со дня рождения | 66 |
|-------------|----------------------------|----|

Інформація

| | | |
|--|--|----|
| Розподільні пристрої з елегазовою ізоляцією SafeRing & SafePlus: | безпе́чність, надійність, компактність | 67 |
|--|--|----|

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

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

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

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

Починаючи з 2005 року згідно з договором між редакцією журналу «Електротехніка і Електромеханіка» та Всеросійським інститутом наукової та технічної інформації Російської академії наук (ВИНИТИ РАН), інформація про статті з журналу за відбором експертів ВИНИТИ розміщується у Реферативному журналі (РЖ) та Базах даних (БД) ВИНИТИ. Згідно з цим договором ВИНИТИ надає редакції журналу звіт про відображення статей з журналу у РЖ та БД ВИНИТИ. Звіт ВИНИТИ за 2008 рік розміщено на сайті НТУ «ХПІ» (<http://www.kpi.kharkiv.edu/eie/>).

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

Електронна копія журналу «Електротехніка і Електромеханіка», який зареєстровано у Міжнародній системі реєстрації серійних (періодичних) видань під стандартизованим кодом ISSN 2074-272X, надсилається до Національної бібліотеки України ім. В.І. Вернадського.

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

ВЛИЯНИЕ ФОРМЫ НАПРЯЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ НА ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТА ПОСТОЯННОГО ТОКА

У статті розглянуто питання впливу форми прикладеної до котушки напруги на динамічні характеристики електромагнітного механізму постійного струму.

В статье рассматривается вопрос влияния формы приложенного напряжения на динамические характеристики электромагнита постоянного тока.

Достаточно часто при проектировании электромагнитного механизма возникает вопрос о влиянии формы напряжения, приложенного к катушке, на динамические характеристики проектируемого механизма. Данная проблема достаточно актуальна, так как при разработке таких устройств, проектировщики используют некоторые усреднённые значения напряжения, в случае если его форма определяется источником питания (одно – и двухполупериодное выпрямление, импульсное напряжение и т.д.).

Исследуемый в работе электромагнит представляет собой электромагнит броневое типа с относительно большим конечным воздушным зазором равным 0,5 мм. Данный электромагнит предполагается использовать в качестве "шагового" двигателя, время срабатывания которого является задаваемой величиной. Поэтому, исследование зависимости времени срабатывания электромагнита от формы напряжения представляет достаточный интерес.

Цель статьи – исследование влияния формы питающего напряжения на динамические характеристики электромагнитного механизма. Форма напряжения источника питания выбиралась следующей: постоянное напряжение – U_c ; выпрямленное напряжение с амплитудой – $U_v = U_c \cdot \sqrt{2}$; импульсное прямоугольное напряжение (меандр), получаемое от преобразователя, с максимальным значением $U_i = U_c \cdot \sqrt{2}$. Форма напряжения источника показана на рис. 1.

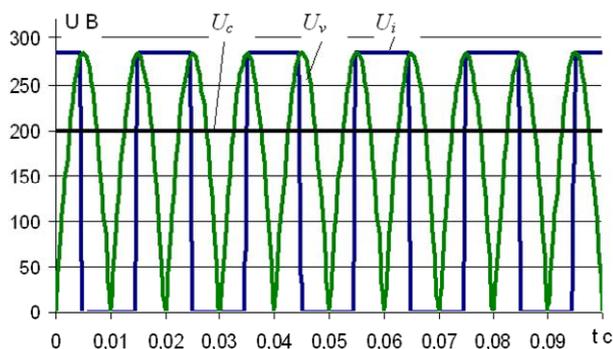


Рис. 1. Форма напряжения источника питания катушки

Задачей данной статьи является получение временных зависимостей хода якоря, тока и электромагнитной силы, а так же тепловых потерь в магните.

Расчеты проводились методом конечных элементов на деформируемой сетке. Результаты расчета показаны на (рис. 2-4).

Как следует из рис. 2, пульсации тока в цепи катушки существенны уже при двухполупериодном выпрямлении переменного тока.

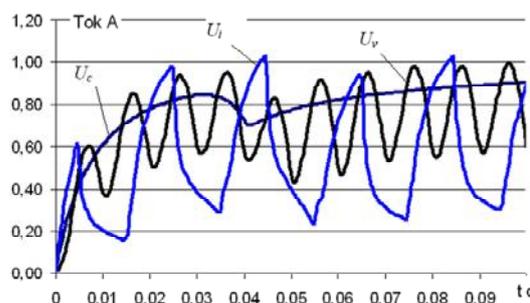


Рис. 2. Временные зависимости тока катушки от формы приложенного напряжения

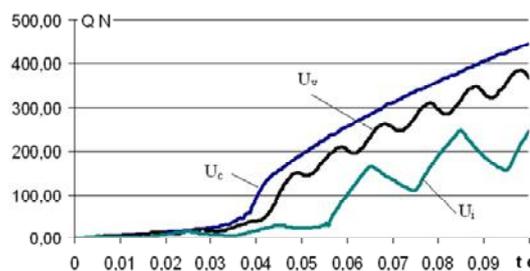


Рис. 3. Временные зависимости электромагнитной силы от формы приложенного напряжения

Из рис. 3 следует, что при выпрямленном и импульсном напряжениях, приложенных к катушке, пульсации электромагнитной силы достаточно велики.

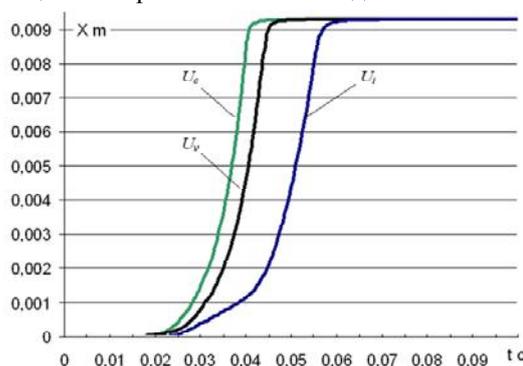


Рис. 4. Временные зависимости хода якоря от формы приложенного напряжения

Как следует из рис. 4, форма напряжения существенно влияет на быстродействие электромагнита, увеличивая время срабатывания на 30 %.

Практический интерес представляют резистивные потери в электромагните, особенно, при питании катушки изменяющимся напряжением.

Эти потери в осесимметричной задаче определялись по формуле:

$$N = \int_V J_{\varphi} \cdot E_{\varphi} \cdot dV,$$

где N – мощность тепловых потерь, Вт; J_{φ} – плотность тока, А/м; E_{φ} – напряженность электрического поля в корпусе магнита, В/м; V – объём магнита, м³.

На рис. 5 показана временная зависимость суммарных тепловых потерь в электромагните при включении его на постоянное напряжение, рассчитанных по приведенной выше формуле. Очевидно, что данные потери существуют только в переходном режиме.

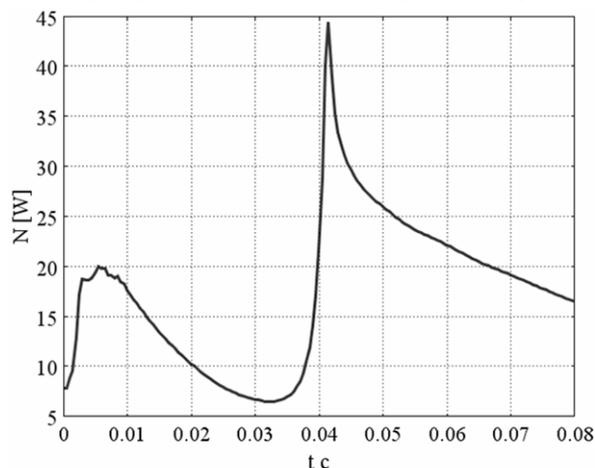


Рис. 5. Временная зависимость суммарных тепловых потерь в электромагните, включаемого на постоянное напряжение

На рис. 6 приведен график тепловых потерь для электромагнита включаемого на выпрямленное напряжение.

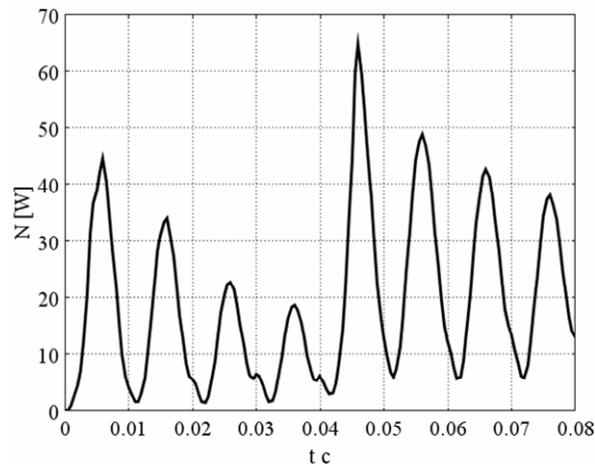


Рис. 6. Временная зависимость суммарных тепловых потерь в электромагните, включаемого на выпрямленное напряжение

На рис. 7 показан график потерь в электромагните, включенный на импульсное напряжение.

При этом значение вихревых токов в корпусе магнита достигают значительных величин (рис. 8).

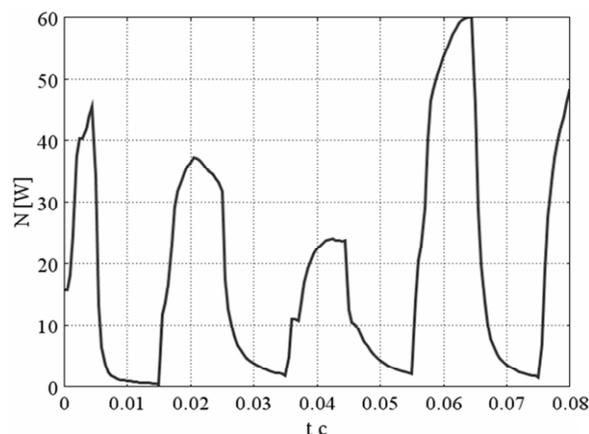


Рис. 7. Временная зависимость суммарных тепловых потерь в электромагните, включаемого на импульсное напряжение

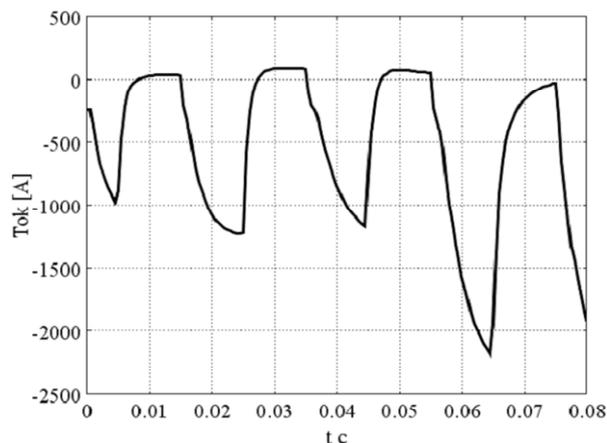


Рис. 8. Временная зависимость вихревого тока в корпусе электромагнита, включаемого на импульсное напряжение

ВЫВОДЫ

1. Наиболее благоприятным, с точки зрения быстрого действия и уменьшения тепловых потерь в электромагните является его включение на постоянное напряжение.

2. Пульсация напряжения приводит к существенному снижению электромагнитной силы, особенно в начальном положении якоря.

3. Предлагаемые схемы форсировки электромагнитов постоянного тока, использующие импульсное управление должны разрабатываться с учетом конкретного электромагнита и условий его работы (постоянная времени, начальный и конечный воздушные зазоры, противодействующая сила).

Поступила 15.07.2010

Байда Евгений Иванович, к.т.н., доц.
Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
кафедра "Электрические аппараты"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе 21
тел. (057) 707-69-76, e-mail: baida@kpi.kharkov.ua

E.I. Bayda

Supply voltage waveform action on dynamic characteristics of a DC electromagnet.

The paper considers a problem of applied voltage waveform action on dynamic characteristics of a DC electromagnet.

Key words - supply voltage waveform, dynamic characteristics, DC electromagnet.

СХЕМНО-КОНСТРУКТИВНЫЕ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ УДАРНЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ИНДУКЦИОННОГО ТИПА

Показані основні фактори, що знижують ефективність ударних електромеханічних перетворювачів індукційного типу, на основі яких розроблено комплекс схемно-технічних удосконалень. Запропоновані технічні рішення, що забезпечують накопичення механічної енергії та форсування швидкості якоря, використання імпульсної модуляції струму індуктора, посилення магнітного зв'язку між індуктором та рухомим якорем, одночасне прискорення багатьох якорів, просторове розподілення індукторно-якорних елементів та застосування електромагнітного екрана комбінованої форми.

Показаны основные факторы, снижающие эффективность ударных электромеханических преобразователей индукционного типа, на основе которых разработан комплекс схемно-технических усовершенствований. Предложены технические решения, обеспечивающие накопление механической энергии и форсирование скорости якоря, использование импульсной модуляции тока индуктора, усиление магнитной связи между индуктором и движущимся якорем, одновременное ускорение множества якорей, пространственное распределение индукторно-якорных элементов и применение электромагнитного экрана комбинированной формы.

ВВЕДЕНИЕ

Ударные электромеханические преобразователи индукционного типа (УЭПИТ) с линейным перемещением якоря позволяют за малое время набирать значительную кинетическую энергию на коротком активном участке и обеспечивать ударное силовое воздействие на объект деформирования [1-3]. В УЭПИТ при импульсном возбуждении неподвижного индуктора от емкостного накопителя энергии (ЕНЭ) в электропроводящем якоре индуцируется ток, что приводит к возникновению электродинамических усилий (ЭДУ) и быстрому перемещению якоря с ударным элементом от индуктора в сторону объекта воздействия. Особенности УЭПИТ являются: кратковременный рабочий режим с ударными импульсными электромагнитными и динамическими нагрузками, значительно превышающими нагрузки электромеханических устройств продолжительного действия, существенное изменение магнитной связи между неподвижным индуктором и удаляемым от него якорем с ударным элементом отсутствие специального магнитопровода, что обуславливает прохождение магнитных полей в воздушной среде и рассеивание в окружающее пространство.

УЭПИТ находят применение во многих областях науки и техники, в том числе используется для встречного метания заготовок при магнитно-импульсной сварке; для испытаний изделий авиакосмической и электронной техники на ударные воздействия; для электродинамических излучателей, формирующих сложных акустических сигналы в гидро- и сейсморазведке; для магнитно-импульсного отталкивания и притяжения листовых заготовок в машиностроении; для разрушения сводов бункеров и очистки технологического оборудования от налипших материалов; для моделирования микрометеоритных ударов и др. [4-7].

Известные УЭПИТ характеризуются значительными массогабаритными показателями, обеспечивая низкую эффективность преобразования электрической энергии импульсного источника в кинетическую

энергию или механические ударные импульсы. Все это обусловлено несовершенством конструкции, неоптимальными параметрами, несогласованием пространственно-временных характеристик, различной скоростью изменения электрических, электродинамических и механических величин и др. [8].

Особенно остро указанные проблемы проявляются в автономных УЭПИТ с ограниченными массогабаритными и энергетическими параметрами, которые должны обеспечивать значительные силовые ударные импульсы. Такие устройства размещаются, например, в системном блоке компьютера и используются для защиты информации от несанкционированного доступа путем механического разрушения жесткого диска [9-11].

Целью статьи является обоснование комплекса схемно-конструктивных усовершенствований, направленных на повышение эффективности УЭПИТ.

УЭПИТ С МЕХАНИЧЕСКИМ НАКОПИТЕЛЕМ ЭНЕРГИИ И ФОРСИРОВАНИЕМ СКОРОСТИ

Одним из путей повышения эффективности УЭПИТ является максимальное использование ЭДУ, действующих на якорь, величина которых существенно зависит от взаимного расположения неподвижного индуктора и ускоряемого якоря.

На рис. 1 показаны токи в обмотке индуктора i_1 и якоря i_2 , перемещение якоря ΔZ под действием ЭДУ f_z . Жирными линиями показаны характеристики ЭИПИТ с заторможенным якорем, а тонкими – со свободным перемещаемым якорем. Из рис. 1 следует значительное недоиспользование силового потенциала ускоряемого якоря по сравнению с неподвижным. Для расчетов была использована методика, описанная в работе [8].

Для реализации принципа начального удержания якоря в зоне сильной магнитной связи с индуктором, при котором развивается максимальная величина ЭДУ, с последующим отпуском предлагается электронно-конструктивная схема УЭПИТ, обеспечивающая механическое накопление энергии и форсирование скорости якоря [12].

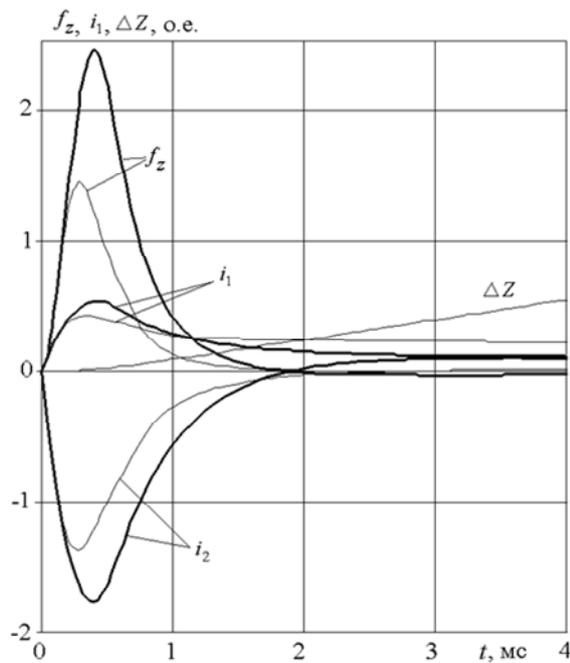


Рис. 1

В исходном состоянии между ферромагнитными стержнем 9 и сердечником 8 электромагнита возникает небольшая сила притяжения, обусловленная остаточным намагничиванием от предыдущего рабочего цикла (рис. 2). При этом направляющий стержень 9 своим наконечником 11 прижимает ударный элемент 4 к упругому элементу 10, последний воздействует на якорь 2, а якорь – на обмотку индуктора 1. Сила притяжения электромагнита мала и элемент 10 находится практически в разжатом состоянии.

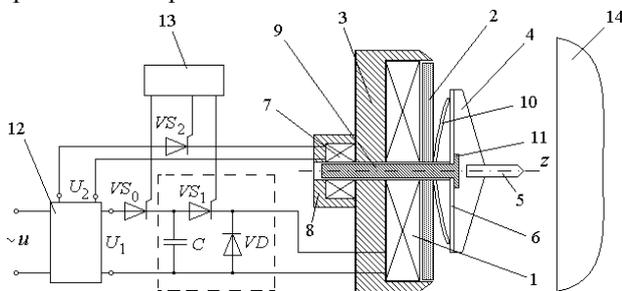


Рис. 2

На первом этапе рабочего цикла подается переменное напряжение u , которое при помощи преобразователя 12 трансформируется в постоянные напряжения U_1 и U_2 . При подаче сигнала с блока управления 13 на тиристор VS_0 конденсатор C заряжается до напряжения U_1 , а тиристор VS_0 закрывается.

На втором этапе тиристоры VS_1 и VS_2 открываются и от источника напряжением U_2 протекает постоянный ток I_0 в обмотке электромагнита 7, а в обмотке индуктора 1 от заряженного конденсатора C – импульсный ток i_1 . Электромагнит удерживает стержень 9 и ударный элемент 4. Импульсный ток i_1 в обмотке индуктора 1 индуцирует в якоре 2 ток i_2 , вследствие чего возникают ЭДУ f_z , толкающие якорь вдоль оси z . Якорь прижимает упругий элемент 10 к плоской поверхности 6 ударного элемента 10. При этом в упругом элементе 10 аккумуля-

руется механическая энергия сжатия и якорь находится в зоне эффективного магнитного взаимодействия с обмоткой индуктора 1. Ферромагнитный корпус 3 существенно уменьшает поля рассеяния, усиливая их в активном зазоре (рис. 3) и является основным конструктивным элементом УЭПИТ.

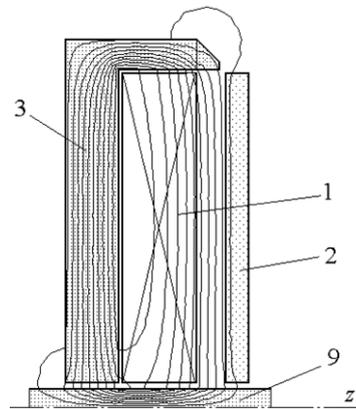


Рис. 3

На третьем этапе тиристор VS_1 закрывается и ток в обмотке электромагнита 7 не протекает, вследствие чего направляющий стержень 9 отпускается. В это же время ток i_1 в обмотке индуктора 1 продолжает возрастать: на якорь действуют повышенные ЭДУ f_z , а на ударный элемент 4 – дополнительная механическая сила сжатия упругого элемента 10. Ударный элемент 4 ускоряет боек 5, который воздействует на объект деформирования 14. После чего токи в обмотках индуктора и якоря затухают и тиристор VS_1 закрывается.

Затем тиристор VS_2 открывается и от источника постоянного напряжения U_2 протекает ток I_0 в обмотке электромагнита, обеспечивая притяжение стержня 9 в сторону, противоположную оси z . При этом ударный 4 и упругий 10 элементы с якорем 2 возвращаются в исходное состояние, после чего тиристор VS_2 закрывается.

ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ ТОКА ИНДУКТОРА

Одним из факторов, снижающим эффективность УЭПИТ, является возникновение "паразитных" (тормозных) ЭДУ, обусловленных фазовым сдвигом и колебательным характером тока якоря i_2 по отношению к току индуктора i_1 , который имеет форму однополярного аperiodического импульса. На рис. 4,а показана рассчитанная, а на рис. 4,б – измеренные токи в экспериментальном УЭПИТ дисковой конфигурации, показывающие изменение полярности тока якоря i_2 после 0,6 мс, что приводит к возникновению притягивающих ЭДУ между индуктором и якорем.

Для устранения "паразитных" ЭДУ предлагается импульсная модуляция (прерывание) тока индуктора, осуществляемая с помощью современных силовых электронных ключей [13, 14].

Импульсная модуляция аperiodического импульса тока в момент времени $t'_{int} = t'_{f0}$, при котором ЭДУ принимают нулевые значения, позволяет устранить последующие тормозные ЭДУ f_z и сохранить часть энергии в ЕНЭ.

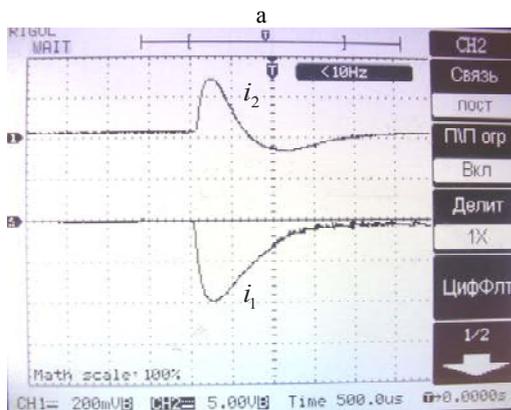
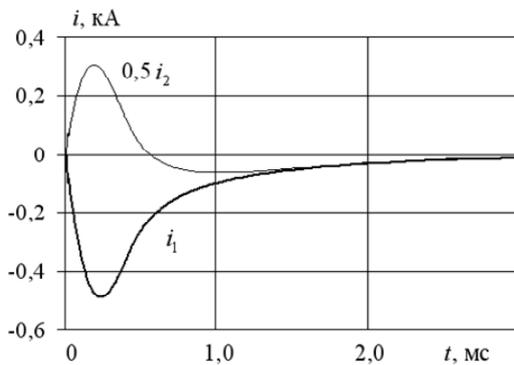


Рис. 4

На рис. 5 помимо токов в индукторе i_1 и якоре i_2 и ЭДУ f_z показаны u_c – напряжение ЕНЭ и $FI(t) = \int_0^t f_z(t, z) dt$ – импульс ЭДУ, действующий на ускоряемый якорь.

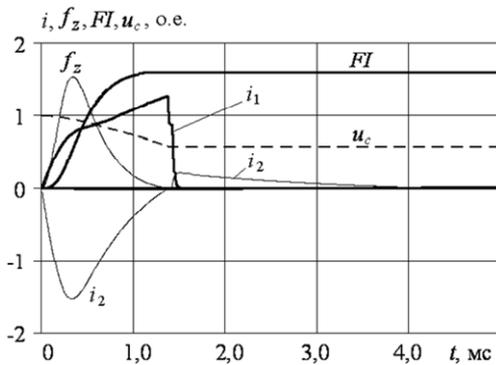


Рис. 5

Модифицированный вариант УЭПИТ, обеспечивающий более полное использование энергии ЕНЭ, содержит дисковый 1' и цилиндрический 1'' индукторы, взаимодействующие с дисковым 2' и цилиндрическим 2'' якорями, соответственно. Индукторы закреплены в корпусе 3, а якоря – на силовом элементе 4 с ударником 5, установленным напротив объекта деформирования 6 (рис. 6).

Дисковый и цилиндрический индукторы параллельно подключены к ЕНЭ C с помощью тиристоров VT_1, VT_2 соответственно, и шунтированы обратными диодами VD_1, VD_2 соответственно (рис. 7). Импульсная модуляция позволяет осуществить последова-

тельное возбуждение дискового, а затем цилиндрического индукторов, обеспечивающих двухступенчатое ускорение силового элемента с полным использованием энергии ЕНЭ.

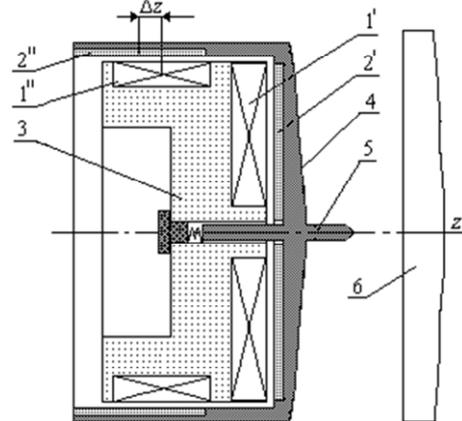


Рис. 6

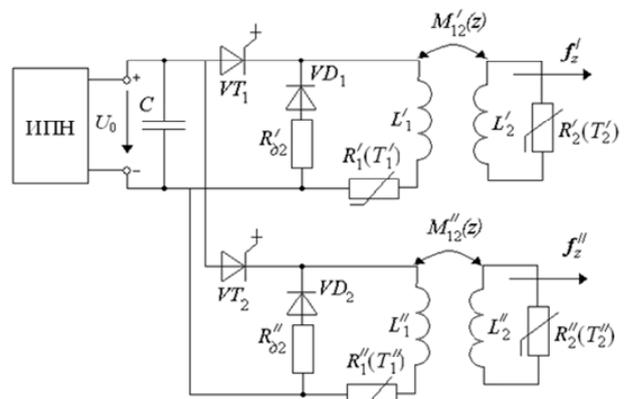


Рис. 7

Подключение цилиндрического индуктора к ЕНЭ, осуществляемое в момент времени, следующий за прерыванием тока в дисковом индукторе (параметры R_1', L_1'), позволяет направить сохраненную энергию в цилиндрический индуктор (параметры R_1'', L_1'') на создание дополнительных ЭДУ f_z'' , действующих на цилиндрический якорь.

На рис. 8 в относительных единицах показаны токи в индукторах i_1 и якорах i_2 с указанием действующих на якоря ЭДУ f_z (дисковые элементы обозначены одним верхним штрихом, а цилиндрические – двумя).

Поскольку центр масс Δz цилиндрического якоря смещен относительно центра масс цилиндрического индуктора в направлении объекта воздействия (рис. 6), то направление ЭДУ f_z'' совпадает с направлением ЭДУ f_z' , полученного от дискового якоря, дополнительно ускоряя его за счет повышенной величины импульса ЭДУ FI , прикладываемого к силовому элементу УЭПИТ (рис. 8).

Максимальный импульс ЭДУ FI достигается при равенстве импульсов, передаваемых силовому элементу от дискового (FI') и цилиндрического (FI'') якорей. Но уменьшать время прерывания тока в дисковом индукторе t'_{int} свыше определенного значения нецелесообразно, поскольку это не позволяет воспользоваться в полной мере его возможностями (рис. 9).

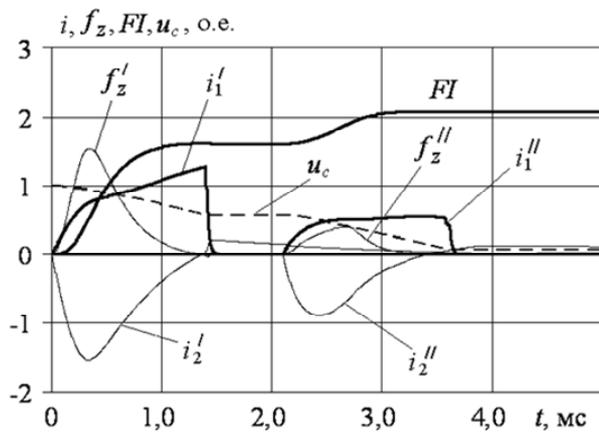


Рис. 8

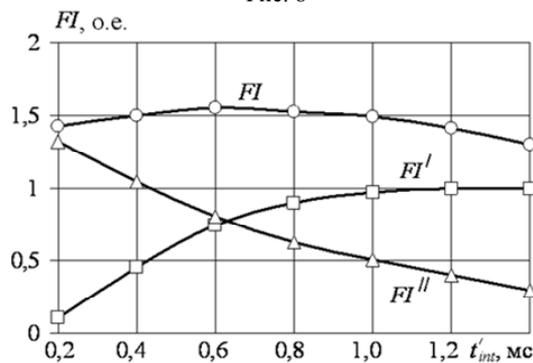


Рис. 9

УЭПИТ С УСИЛЕННОЙ МАГНИТНОЙ СВЯЗЬЮ ЯКОРЯ И ИНДУКТОРА

При перемещении якоря даже при нахождении индуктора в ферромагнитном сердечнике магнитная связь между ними уменьшается, что снижает эффективность УЭПИТ. Для устранения этого недостатка предлагается конструктивная схема УЭПИТ, у которого обмотка индуктора и якорь при любом его положении охвачены замкнутым ферромагнитным сердечником.

В этом устройстве ток в обмотке индуктора 1 образует затухающий импульс магнитного поля, которое многократно усиливается, проходя через ферромагнитный сердечник 2, закрытый ферромагнитной крышкой 3 (рис. 10). При этом сохраняется сильная магнитная связь между обмоткой индуктора 1 и якорем 4 при любом их взаимном расположении.

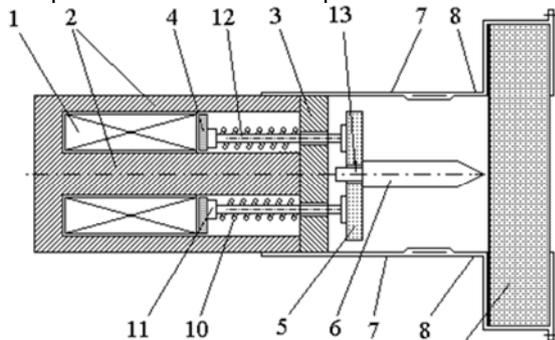


Рис. 10

Механическая сила от якоря 4 передается на ударный диск 5, а от него – к бойку 6. Зубцы частей 7 и 8 опорных стоек находятся во взаимном зацеплении

и выполнены с таким наклоном, что не происходит взаимное удлинение опорных стоек. При работе осуществляется перемещение бойка 6, который своим заостренным концом проникает в объект деформирования 9. При отталкивании якоря 4 от обмотки индуктора 1 происходит сжатие возвратных пружин 10 и демпфирование удара якоря по крышке 3 сердечника.

После прекращения силового импульса под действием возвратных пружин 10 через плоские выступы 11 направляющих стержней 12 якорь 4 возвращается к плоской поверхности индуктора 1. Вслед за этим под действием подтягивающей пружины происходит взаимное перемещение частей 7 и 8 двух боковых опорных стоек путем дискретного перезацепления их зубцов (по типу храпового механизма). Такой процесс происходит до тех пор, пока не происходит контакт концевой выступа 13 ударного диска 5 с тыльной стороной бойка 6. При этом объект деформирования 9 приближается к индуктору 1 на величину проникновения в него заостренной части бойка 6, устранив в последующем движение заостренного конца бойка по воздуху.

Предлагаемая конструкция УЭПИТ обладает высокой технологичностью за счет выполнения основных конструктивных элементов простой формы, характеризуется легкостью сборки и настройки, обеспечивая устранивание полей рассеяния в окружающее пространство.

УЭПИТ С МУЛЬТИЯКОРЕМ

Для обеспечения множественного пространственно распределенного ударного циклического воздействия на объект предлагается УЭПИТ с мультякорем, содержащий множество подвижных ударных элементов.

В исходном состоянии участок фиксирующей сетки 1 с установленными в него множеством якорей 2 располагается в зазоре 3 между индуктором 4 и объектом воздействия 5 (рис. 11). При этом у каждого якоря 2 плоская электропроводящая поверхность 2a прилегает к индуктору 1, а заостренный конец 2b направлен в сторону объекта воздействия 5.

При работе в электропроводящих частях якорей 2 индуцируются токи и на них со стороны индуктора действуют ЭДУ, под действием которой якоря одновременно выходят из сетки 1 и перемещаются в направлении объекта 5.

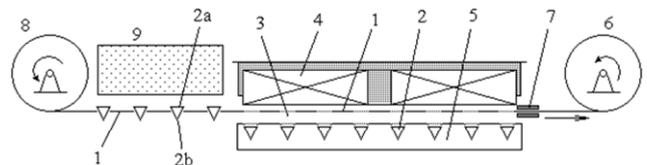


Рис. 11

Если электропроводящая и ударная части каждого якоря 2 выполнены с возможностью разъединения, то при импульсе тока в индукторе 4 ударные части выходят из сетки 1 и проникают вглубь объекта 5. Сетка 1 при этом растягивается. После окончания импульса тока сетка возвращается в исходное положение с электропроводящими частями, в то время как ударные части якорей 2 остаются внутри объекта 5.

Если электропроводящая и ударная части якорей 2 зафиксированы между собой, то при импульсе тока в индукторе 4 все якоря выходят из сетки 1 и проникают вглубь объекта 5.

После того, как якоря 2 вышли из фиксирующей сетки 1, то под действием, например сжатой пружины, приложенной к приводному барабану 6, происходит перемещение сетки 1 через дозирующее устройство 7, сматываясь с подгорможенного барабана 8. При этом участок сетки с пустыми ячейками наматывается на приводной барабан 6, а на его место в зазор 3 перемещается участок с заполненными из подающего устройства 9 новыми якорями 2. Таким образом, дозирующим устройством 7 автоматически формируется дискретность перемещения сетки 1 и обеспечивается ее фиксация в зазоре 3 между индуктором 4 и объектом воздействия 5, что важно при циклической работе УЭПИТ.

УЭПИТ С ПРОСТРАНСТВЕННО РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ИНДУКТОРНО-ЯКОРНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Для ряда технических устройств, например цифрового USB флеш-накопителя при необходимости уничтожения хранящейся на нем информации, помимо операции пробивания необходима операция деформации путем ударного изгиба. Для этого предлагается конструкция автономного УЭПИТ с распределенными в пространстве индукторами и якорями, одновременно воздействующими на объект деформирования. Объект деформирования 1 фиксируется в центре каркаса 2 УЭПИТ путем сжатия плоских пружин 3 (рис. 12).

В исходном состоянии энергия от автономного источника постоянного напряжения 4, например аккумулятора напряжением 9 В, подается на преобразователь 5, где постоянное напряжение преобразуется в переменное повышенной частоты, например 20 кГц (рис. 13). Это переменное напряжение подается на повышающий трансформатор 6, где увеличивается, например до 350 В, и после выпрямителя 7 заряжает ЕНЭ С. При этом засвечивается светодиод 8, что свидетельствует о полном заряде ЕНЭ и готовности УЭПИТ к работе.

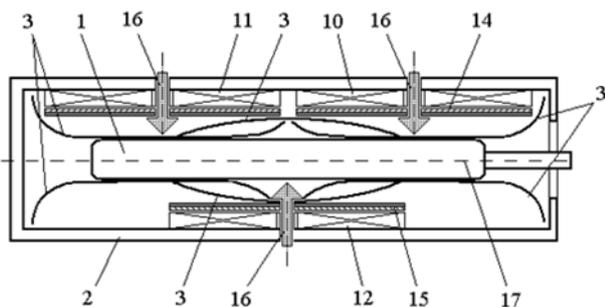


Рис. 12

При поступлении сигнала о начале работы нажимается пусковая кнопка 9. Открывается электронный ключ VS , происходит разряд ЕНЭ С и в индукторах 10, 11 и 12 возникает ток, который из-за наличия обратного диода 13 имеет одну полярность, что позволяет использовать в качестве ЕНЭ компактный электролитический конденсатор повышенной энерго-

емкости. Механическая сила от каждого электропроводящего диска 14 передается на ударные диски 15 якоря, а от них – к расширенной части бойка 16. При этом происходит перемещение, соответственно, якорей и бойков к продольной оси 17 каркаса 2. Застрепанным концом каждый боек 16 осуществляет деформирование объекта 1 путем пробивания отверстия и/или его механического излома.

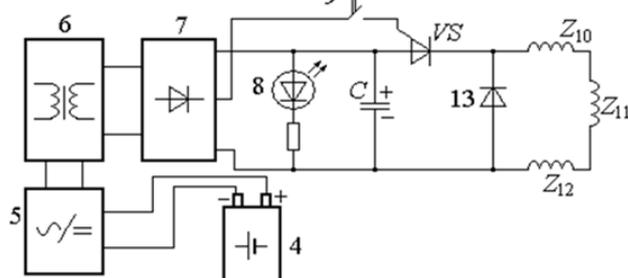


Рис. 13

После затухания импульсного тока в индукторах и электропроводящих дисках якорей под действием плоских пружин 3 происходит возврат якорей в исходное состояние. Возбуждаемое магнитное поле за счет ферромагнитного каркаса 2 усиливается в зоне якорей, что приводит к увеличению механической силы удара, и практически не выходит в окружающее пространство. Предлагаемое устройство обладает малыми габаритами за счет однократного рабочего цикла и использования малоомощного автономного источника постоянного напряжения, за счет того, что он может довольно долго заряжать малым током ЕНЭ.

УЭПИТ С НАРУЖНЫМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ЭКРАНОМ КОМБИНИРОВАННОЙ ФОРМЫ

Ферромагнитные сердечники и экраны существенно ухудшают массогабаритные показатели УЭПИТ. Альтернативой им выступает тонкостенный электромагнитный экран (ТЭЭ) [15]. Однако при этом возникает вопрос о его влиянии на рабочие показатели УЭПИТ. Кроме того, возрастают расход активных материалов, масса и габариты УЭПИТ.

Базовым вариантом является УЭПИТ дисковой конфигурации без экрана, состоящий из обмотки индуктора 1, возбуждаемой аperiodическим импульсом тока от ЕНЭ, коаксиально установленных массивного якоря 2 и ударного элемента 4, который воздействует на объект 5 (рис. 14).

В общем случае, ТЭЭ 3 состоит из дисковой 3а и цилиндрической 3б частей и имеет следующие геометрические параметры: D_{ex3} , D_{in3} – внешний и внутренний диаметры дисковой части соответственно; H_3 – высота цилиндрической части; Δ_{13} – аксиальное расстояние между центром индуктора и цилиндрической частью 3б; Δz_3 , Δr_3 – толщина 3а и 3б частей соответственно; Δz_{13} – аксиальное расстояние между индуктором и дисковой частью 3а; Δr_{13} – радиальное расстояние между индуктором и цилиндрической частью 3б.

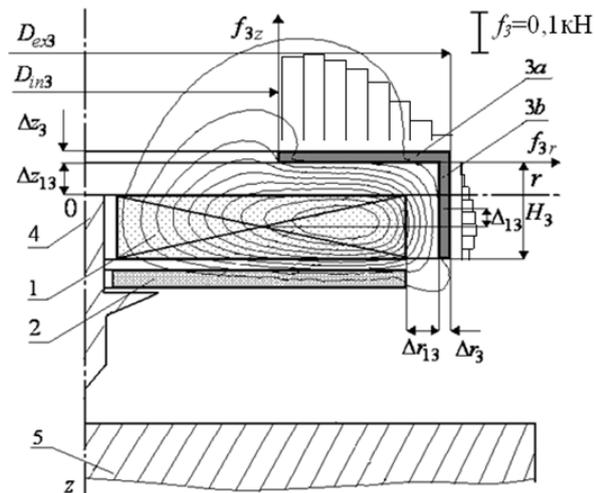


Рис. 14

Геометрические размеры ТЭЭ целесообразно представить в виде безразмерных параметров:

$$\zeta_a = \frac{2 \cdot \Delta z_3}{D_{ex1}}; \zeta_b = \frac{2 \cdot \Delta r_3}{D_{ex1}}; \chi = \frac{\Delta z_{13}}{H_1}; \varepsilon = \frac{D_{in3}}{D_{ex1}};$$

$$\lambda = \frac{D_{ex3} - D_{in1}}{D_{ex1}}; \xi = \frac{H_3}{H_1}; \delta = \frac{2 \cdot \Delta r_{13}}{D_{ex1}}; \psi = \frac{\Delta_{13}}{H_1}.$$

На рис. 14 также показано распределение магнитного поля в момент действия максимальных ЭДУ на ускоряемый якорь. В базовом варианте УЭПИТ значительная часть магнитного поля рассеивается в окружающее пространство как в радиальном, так и, особенно, в аксиальном направлениях. При наличии ТЭЭ с дисковой 3a и цилиндрической 3b частями происходит существенное уменьшение магнитных полей во внешнем окружающем пространстве и перераспределение их в активной зоне УЭПИТ.

В качестве КПД УЭПИТ используем показатель [8]:

$$\eta(t) = \frac{\{FI(t)\}^2}{m_{ank} \cdot C \cdot U_0^2},$$

где m_{ank} – общая масса ускоряемой части УЭПИТ, включающую якорь и ударный элемент; C , U_0 – емкость и зарядное напряжение ЕНЭ.

Влияние конфигурации ТЭЭ на работу УЭПИТ оценивается с помощью обобщенного критерия

$$K_{rez} = \sum_{i=1}^4 K_i,$$

где $K_1 = \beta_1 \cdot \eta^*$; $K_2 = \beta_2 / B^*$; $K_3 = \beta_3 / V^*$; $K_4 = \beta_4 / G^*$ – составляющие обобщенного критерия; η^* – нормированное значение КПД в момент соприкосновения ударного элемента с объектом деформирования; B^* – нормированное значение индукции магнитного поля в зоне наблюдения в момент максимальных ЭДУ, действующих на ускоряемый якорь; V^* – нормированный объем УЭПИТ, характеризующий его габариты; G^* – нормированная масса активного материала; β_i – весовые коэффициенты составляющих обобщенного критерия, удовлетворяющие соотношению

$$\sum_{i=1}^4 \beta_i = 1.$$

Нормирование параметров производится относительно соответствующих параметров базового варианта УЭПИТ без экрана.

Во время работы на ТЭЭ действуют ЭДУ f_3 , которые в отличие от ЭДУ, действующих на ускоряемый якорь, носят негативный характер, поскольку снижают механическую надежность экрана. Для анализа ЭДУ f_3 используются безразмерные параметры, нормированные относительно максимальных ЭДУ f_{2m} действующих на якорь базового варианта УЭПИТ

$$f_{3z}^* = |f_{3z}| f_{2m}^{-1}; \quad f_{3r}^* = |f_{3r}| f_{2m}^{-1};$$

$$f_3^* = \sqrt{(f_{3z}^*)^2 + (f_{3r}^*)^2} f_{2m}^{-1}.$$

На рис. 14 показаны эпюры сил, действующих на ТЭЭ комбинированной формы в момент максимальных ЭДУ f_{2m} , ускоряющих якорь. Дискретность распределения ЭДУ обусловлена представлением ТЭЭ в виде конечного числа элементарных короткозамкнутых контуров, используемых при расчете. На эпюре, относящейся к дисковой части ТЭЭ, отображено распределение аксиальных f_{3z} , а на эпюре для цилиндрической части ТЭЭ – распределение радиальных f_{3r} ЭДУ, поскольку именно эти составляющие усилий являются преобладающими в данных частях экрана. Следует отметить существенно большее силовое воздействие, оказываемое на дисковую часть 3a по сравнению с цилиндрической частью 3b ТЭЭ, а также неравномерность механического нагружения отдельных участков экрана.

Как показывают расчеты, обобщенный критерий K_{rez} комбинированного экрана, имеющего дисковую и цилиндрическую части, имеет значительно большее значение, нежели у дискового и цилиндрического экранов, прежде всего за счет более сильного экранирования магнитного поля в окружающем пространстве (табл.). ТЭЭ № 2, полученный уменьшением внутреннего диаметра D_{in3} и увеличением высоты H_3 , полностью закрывает собой тыльную и боковую части индуктора, за исключением небольшого функционального отверстия по оси УЭПИТ. Его обобщенный критерий K_{rez} имеет большее значение, чем у ТЭЭ № 1 благодаря более сильному экранированию магнитного поля. При этом не происходит увеличения объема УЭПИТ, а увеличение активного материала слабо влияет на критерий K_{rez} . ТЭЭ № 3...6, представляющие собой модификации ТЭЭ № 2 за счет последовательного увеличения внутреннего диаметра D_{in3} , обеспечивают более низкие значения критерия K_{rez} прежде всего за счет возрастания магнитного поля B в зоне наблюдения.

Таким образом, обоснована конфигурация наружного электромагнитного экрана, в наибольшей мере удовлетворяющая предъявляемым к ней требованиям.

Параметры эффективности УЭМП с ЭЭ

| № | Геометрические параметры | | | | Параметры эффективности | | | |
|---|--------------------------|-----------|-------|--------|-------------------------|----------|-------|-----------|
| | ε | λ | ξ | ψ | $10FI^*_3$ | η^* | B^* | K_{rez} |
| 1 | 0,80 | 0,30 | 1,0 | -0,5 | 0,93 | 0,76 | 0,44 | 1,28 |
| 2 | 0,06 | 1,04 | 1,6 | -0,3 | 2,08 | 0,59 | 0,22 | 2,04 |
| 3 | 0,20 | 0,90 | 1,6 | -0,3 | 2,05 | 0,59 | 0,22 | 2,03 |
| 4 | 0,40 | 0,70 | 1,6 | -0,3 | 1,87 | 0,61 | 0,25 | 1,83 |
| 5 | 0,60 | 0,50 | 1,6 | -0,3 | 1,46 | 0,66 | 0,30 | 1,60 |
| 6 | 0,80 | 0,30 | 1,6 | -0,3 | 0,08 | 0,74 | 0,42 | 1,33 |

ВЫВОДЫ

1. Показаны основные факторы, снижающие эффективность УЭПИТ, обусловленные несовершенством конструкции, неоптимальными параметрами, несогласованием пространственно-временных показателей, различной скоростью изменения электрических, электродинамических и механических величин.

2. Предложены технические решения, обеспечивающие:

- накопление механической энергии упругого сжатия, удержание в зоне сильной магнитной связи с индуктором и форсирование скорости якоря;
- использование импульсной модуляции тока индуктора для устранения "паразитных" ЭДУ и ступенчатого ускорения ударного элемента;
- усиление магнитной связи между индуктором и ускоряемым якорем во всех его положениях;
- одновременное ускорение множества якорей при использовании одного индуктора;
- пространственное распределение индукторно-якорных и ударных элементов, обеспечивающих пробивную и изгибную деформацию объекта;
- использование ТЭЭ комбинированной формы, учитывающего снижение внешнего магнитного поля, эффективность работы и массогабаритные показатели УЭПИТ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. A.Balikci, Z.Zabar, L.Birenbaum et al., "Improved performance of linear induction launchers", IEEE Trans. Magnetics, vol. 41. – № 1. – 2005. – pp. 171-175.
2. Карпунин В.Ф. Особенности схемы встречного метания заготовок при магнитно-импульсной сварке // Труды междунауч. техн. конф. Магнитно-импульсная обработка материалов. Пути совершенствования и развития. – Самара: Изд. учеб. лит. – 2007. – С. 99-103.
3. Татмышевский К.В., Козлов С.А. Магнитно-импульсные установки для испытаний изделий авиакосмической техники на ударные воздействия // Авиакосмическое приборостроение. – 2005. – № 12. – С. 52-57.
4. Стрижаков Е.Л., Хахин Н.А., Бацемакин Д.С. Автоматизированная установка для магнитно-импульсной сварки // Автоматическая сварка. – 2004. – № 2. – С. 53-55.
5. Гурин А.Г., Набока Б.Г., Гладченко В.Я. Волновые явления в электродинамических излучателях и формирование сложных гидроакустических сигналов // Техн. электродинамика. – 2001. – № 2. – С. 3-6.
6. Батыгин Ю.В., Бондаренко А.Ю., Чаплыгин Е.А. Электродинамические процессы в цилиндрической индукционной индукторной системе для магнитно-импульсного притяжения листовых заготовок // Авиационно-космическая

техника и технология. – 2007. – №11 (47). – С. 109-117.

7. Тютюкин В.А. Магнитно-импульсный способ разрушения сводов и очистки технологического оборудования от налипших материалов // Электротехника. – 2002. – № 11. – С. 24-28.
8. Болух В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С. Энергетические процессы и эффективность индукционно-динамического преобразователя ударного действия // Электротехника і електромеханіка. – 2009. – № 2. – С. 9-14.
9. Пат. РФ № 2305329, МКИ G11В 5/024. Способ защиты информации и устройство для его осуществления / Болух В.Ф. Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С. – З. № 2005120956. – Заявлено 04.07.2005. – Опубл. 28.08.2007. Бюл. № 24.
10. Пат. № 80585 Україна, МПК G11В 5/024, G11В 33/06, H02К 41/025. Пристрій для захисту інформації, розміщеної на носії запису, від несанкціонованого доступу / Болух В.Ф., Марков О.М., Лучук В.Ф., Щукін І.С. – З. № 200505448. – Заявлено 07.06.2005. – Надруковано 10.10.2007, Бюл. № 16. – 6 с.
11. Болух В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С. Устройство защиты компьютерной информации от несанкционированного доступа на основе индукционно-динамического двигателя // Электротехніка і електромеханіка. – 2008. – № 2. – С. 5-10.
12. Пат. України № 50561, МПК H02К 33/00, B06В 1/02. Спосіб роботи електромеханічного ударного пристрою індукційного типу / Болух В.Ф., Рассоха М.О. – Заявл. 11.01.2010. – Надрук. 10.06.2010. Бюл. № 11, 2010.
13. Пат. 011246 ЕП, МПК H01F 7/06. Электродинамический привод / В.И. Кульгин, И.О. Кирилюк, В.А. Когородский, С.Г. Ломов. – Заявл. 19.07.2006. – Опубл. 27.02.2009.
14. Болух В.Ф., Рассоха М.О. Імпульсні переривання струму індуктора електромеханічного імпульсного перетворювача // Вісник НТУ "ХПІ". – Харків: НТУ "ХПІ". – 2009. – № 41. – С. 8-15.
15. Болух В.Ф., Рассоха М.О. Вплив геометрії електромагнітного екрана на роботу ударного електромеханічного перетворювача дискової конфігурації // Электротехніка і електромеханіка. – 2009. – № 3. – С. 11-16.

Поступила 20.08.2010

Болух Владимир Федорович, д.т.н., проф.

Щукин Игорь Сергеевич, к.т.н., доц.

Национальный технический университет

"Харьковский политехнический институт"

ООО Фирма "ТЭТРА Ltd",

61002, Украина, Харьков, ул. Фрунзе, 21

тел. (057) 7076427

e-mail: bolukh@kpi.kharkov.ua, tech@tetra.kharkiv.com

V.F. Bolyukh, I.S. Schukin

Schematic constructive improvement of impact electromechanical induction type converters.

The principal factors reducing the efficiency of impact electromechanical induction type converters are presented. On the basis of the factors, a package of schematic and technical improvements has been developed. Engineering solutions providing mechanical energy accumulation, the armature speedup, inductor current pulsed modulation utilization, magnetic coupling amplification between the inductor and the moving armature, multiple armatures simultaneous acceleration, inductor-armature elements spatial distribution, and a combined-shape electromagnetic screen application have been proposed.

Key words – **electromechanical induction type converters, schematic constructive improvement, mechanical energy accumulation, pulsed modulation, electromagnetic screen.**

АНАЛИЗ СИГНАЛОВ ДАТЧИКОВ ВИБРАЦИИ В КОРОТКОЗАМКНУТЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЯХ НА ОСНОВЕ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ВИБРОВОЗМУЩАЮЩИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИЛ

Розроблена польова математична модель для аналізу електромагнітних вібробуджуючих сил в короткозамкнених асинхронних двигунах. Встановлено взаємозв'язок між вібробуджуючими силами і сигналами датчиків вібрації. Проведено аналіз сигналів датчиків при наявності ушкоджень обмотки ротора, який покладено в основу методу діагностики технічного стану двигуна.

Разработана полевая математическая модель для анализа электромагнитных вибровозмущающих сил в короткозамкнутых асинхронных двигателях. Установлена взаимосвязь между вибровозмущающими силами и сигналами датчиков вибрации. Проведен анализ сигналов датчиков при наличии поврежденных обмотки ротора, который положен в основу метода диагностики технического состояния двигателя.

ВВЕДЕНИЕ

Один из основных методов контроля технического состояния и диагностики повреждений электрических машин основан на анализе сигналов датчиков вибрации, устанавливаемых на корпусе машины. Этот метод, называемый методом вибрационного контроля и диагностики, обладает высоким уровнем чувствительности к изменению технического состояния машины и уже подтвердил свою эффективность при обеспечении надежности функционирования сложного электротехнического оборудования. Вместе с тем проблема точной идентификации вида дефекта, основанная на анализе сигналов датчиков пока еще не решена. Наиболее достоверная идентификация могла бы базироваться на результатах экспериментальных наблюдений вибраций машин при возникновении в них повреждений. Однако, с учетом огромного многообразия электрических машин, отличающихся конструкцией, мощностью и частотой вращения ротора, значительного количества возможных вариантов их повреждений и других факторов, построение полной экспериментально обоснованной базы знаний для вибрационной диагностики дефектов электрических машин встречает значительные трудности.

Решение указанной проблемы можно найти при использовании методов математического моделирования, позволяющих провести "численные эксперименты" с большим количеством различных машин, имеющих разные дефекты, и установить определенные закономерности. Результатом "численного эксперимента" является расчетная временная зависимость сигнала вибродатчика.

В данной статье рассматриваются короткозамкнутые асинхронные двигатели (АД), имеющие дефекты короткозамкнутой обмотки ротора в виде разрывов ее стержней.

МОДЕЛЬ СИГНАЛА ВИБРОДАТЧИКА

Вначале рассмотрим способ математического моделирования сигнала вибродатчика. Будем рассматривать датчики виброускорения. Эти датчики предназначены для преобразования механических колебаний в электрические сигналы, пропорциональные среднеквадратичному значению виброускорения корпуса преобразователя. Действие преобразователя основано на пьезоэлектрическом эффекте. Внешние механические силы, воздействуя на пьезоэлектрический кристалл, вызывают в нем не только механические напряжения и деформации, но и появление на его поверхностях электрических зарядов разных знаков. При анализе будем рассматривать только вибровозмущающие силы электромагнитного происхожде-

ния, т.е. предполагаем, что из результирующего сигнала датчика удалены составляющие, вызванные вибровозмущающими силами другой физической природы. Например, механические вибрации, вызванные дефектами подшипников, небалансом ротора и другими причинами, могут быть выделены и удалены из суммарного сигнала в режиме нагрузки по результатам измерений вибраций на холостом ходу.

Под действием вибровозмущающих сил, формирующихся в магнитном поле воздушного зазора двигателя, сердечник статора совершает радиальные вынужденные колебания. Если принять модель зубца в виде простой колебательной системы, содержащей груз, подвешенный на вертикально расположенной пружине, то продольные (радиальные) колебания зубца описываются следующим уравнением [5]:

$$m_z \frac{d^2x}{dt^2} + cx = F_n(t), \quad (1)$$

где m_z – эквивалентная масса системы, равная массе зубца и присоединенной к нему массы сектора ярма статора в пределах одного зубцового деления; c – эквивалентной жесткость системы, отображающая силы упругого взаимодействия внутри материала зубца и ярма статора; $F_n(t)$ – радиально направленная периодическая во времени электромагнитная сила, приложенная к коронке зубца; x – координата (виброперемещение), характеризующая отклонение коронки зубца от положения равновесия (в отсутствие силы $x = 0$).

Жесткость колебательной системы можно выразить как $c = ES_z/h$, где E – модуль упругости; S_z – площадь поверхности коронки зубца; $h = h_z + h_j$, h_z , h_j – высоты, соответственно, зубца и ярма. Масса системы соответственно равна $m_z = \rho S_z h$, где ρ – плотность стали.

Общее решение уравнения (1) содержит два слагаемых. Первое слагаемое $x_c = A \sin(\omega_c t + \alpha)$ характеризует свободные гармонические колебания, где A – амплитуда колебаний, α – начальная фаза колебаний, $\omega_c = \sqrt{c/m_z}$ – собственная частота свободных колебаний. Второе слагаемое характеризует вынужденные установившиеся колебания системы с угловой частотой ω_b , соответствующей частоте действия вынуждающей силы $F_n(t)$. В правильно спроектированных конструкциях электрических машин частота собственных колебаний сердечника статора намного превышает частоту вынужденных колебаний: $\omega_c \gg \omega_b$. Это можно показать на следующем примере. Подставляя в приведенные выражения численные значения, соответствующие физическим характеристикам стали сердечника статора и реальной геометрии мощного АД типа АДД, получим $\omega_c = 4,9 \cdot 10^4$ рад/с или

$f_c = 7820$ Гц. Эта частота намного превышает не только частоту основной гармоники электромагнитной силы $f_b = 100$ Гц [6], но и частоту первой зубочной гармоники, которая в АД равна 2300 Гц. Поэтому условия резонанса отсутствуют и свободные колебания в пределах одного периода действия вынуждающей силы быстро затухают. Следовательно, в уравнении (1) второй производной перемещения x можно пренебречь, а само перемещение считать пропорциональным приложенной силе [5]. Описанная модель является упрощенной, т.к. не учитывает связи зубца с ярмом, но в целом адекватно характеризует соотношение частот собственных и вынужденных колебаний статора электрической машины [6, 7].

На практике вибродатчики обычно устанавливаются на корпусе двигателя, а вибровозмущающая сила возникает и формируется на внутренней поверхности расточки статора и передается к датчику через сердечник посредством упругих колебаний. Будем предполагать, что сигнал вибрации распространяется от места его возникновения до приемного датчика без искажений и потерь. Это позволяет выбрать при моделировании расчетную точку M (точку условного расположения датчика) на коронке зубца статора. Таким образом, для моделирования сигнала датчика достаточно найти временную зависимость вибровозмущающей электромагнитной силы в точке M условного расположения датчика. Далее будем рассматривать плотность силы – электромагнитное давление (тензор магнитного натяжения) $T_{nM}(t) = F_{nM}(t)/S_z$.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

В основе математической модели лежит дифференциальное уравнение электромагнитного поля, записанное относительно векторного магнитного потенциала [1]. Поскольку моделируется сигнал вибродатчика, расположенного на статоре, то уравнение поля необходимо решать в статорной системе координат. При рассмотрении двумерной картины электромагнитного поля в поперечном сечении в декартовых координатах это уравнение относительно единственной осевой составляющей потенциала A_z имеет следующий вид:

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} - \mu\gamma \frac{\partial A_z}{\partial t} - \mu\gamma \left(v_x \frac{\partial A_z}{\partial x} - v_y \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -\mu J_{z\text{стоп}}, \quad (2)$$

где μ – магнитная проницаемость; γ – электропроводность; v_x, v_y – составляющие скорости движения электропроводной среды, в данном случае ротора, относительно системы координат; $J_{z\text{стоп}}$ – плотность сторонних токов (в данном случае это плотности токов в пазах статора, задаваемые в соответствии со схемой обмотки статора).

Уравнение (1) дополняется однородными граничными условиями первого рода $A|_G = 0$ на линии G внешней поверхности яра статора, ограничивающей расчетную область.

Для получения зависимостей сигнала вибродатчика в режиме реального времени в математической модели необходим строгий учет перемещения ротора относительно статора. Решение такого рода сложных полевых задач связано с учетом изменения во времени конфигурации расчетной области. Численное решение нестационарного уравнения (2) осуществлялось методом конечных элементов (МКЭ). При использовании МКЭ для решения задачи с вращающимся ротором необходимо применение специальных методов и алгоритмов, предусматривающих деформацию сетки конечных элементов при переме-

щении ротора [4]. Эти алгоритмы были использованы в рамках конечноэлементной системы COMSOL.

Нормальная и тангенциальная составляющие тензора натяжения в точке M на коронке зубца статора рассчитываются по следующим выражениям [1]:

$$\begin{aligned} T_{nM}(t) &= \frac{1}{2\mu} \cdot [B_{nM}^2(t) - B_{\tau M}^2(t)], \\ T_{\tau M}(t) &= \frac{B_{nM}(t) \cdot B_{\tau M}(t)}{\mu}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $B_{nM}(t), B_{\tau M}(t)$ – нормальная и тангенциальная составляющие магнитной индукции в точке M .

Интерес представляет нормальная составляющая тензора, которая формирует радиально направленные вибрации сердечника статора. Моделирование поврежденных стержней клетки ротора осуществляется заданием электропроводности $\gamma = 0$ в пазах ротора, в которых находятся поврежденные стержни. Таким образом, результатом моделирования является расчетная временная зависимость $T_{nM}(t)$, которая в заданном масштабе соответствует сигналу вибродатчика.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Проанализируем сигналы вибродатчика при появлении в двигателе поврежденных стержней ротора на примере двух мощных АД. На рис. 1,а и рис. 1,б представлены расчетные результаты для двухполюсного двигателя собственных нужд типа АДД мощностью 5000 кВт (номинальное линейное напряжение $U_{нл} = 6000$ В, номинальный фазный ток $I_{нф} = 545$ А, число пазов статора и ротора $Z_1 = 54, Z_2 = 46$, номинальное скольжение $s = 0,005$, материал стержней ротора – медь). Приведены расчетные зависимости составляющей тензора $T_{nM}(t)$ в точке M на коронке зубца статора по вертикальной поперечной оси за время одного полного оборота ротора 0,02 с. Рис. 1,а соответствует неповрежденному двигателю, а рис. 1,б – двигателю с двумя рядом лежащими поврежденными стержнями ротора.

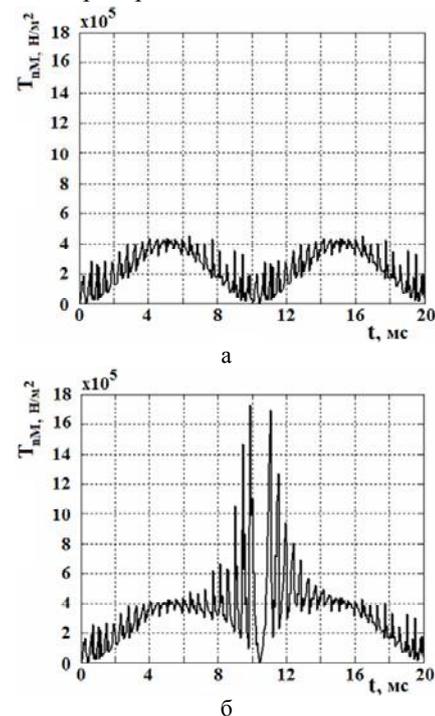


Рис. 1. Временные зависимости тензора натяжения за время одного полного поворота ротора: а – неповрежденный АДД; б – АДД с двумя поврежденными стержнями ротора

Из рис. 1,б видно, что при прохождении поврежденных стержней над датчиком в нем формируется сильный импульс, обусловленный искажением магнитного поля в воздушном зазоре. Показанная на рис.1,б форма сигнала соответствует такому состоянию ротора, при котором *стержни ротора находятся в середине токового полюса ротора*. Это ведет к максимальному искажению сигнала. Индуцированные токи ротора вращаются с частотой скольжения относительно поврежденных стержней, в результате чего в дальнейшем стержни оказываются расположенными между токовыми полюсами ротора (в зоне отсутствия токов ротора). При этом искажение магнитного поля в зазоре исчезает и сигнал датчика идентичен сигналу неповрежденного АД. Далее поврежденные стержни ротора оказываются в зоне токов ротора противоположной полярности, в результате искажение сигнала вновь становится максимальным, но смещенным по фазе на 180° относительно показанного на рис. 1,б.

На рис. 2 изображены аналогичные кривые для *шестиполюсного* тягового асинхронного двигателя типа СТА мощностью 1200 кВт (номинальное линейное напряжение $U_{\text{нл}} = 1080$ В, номинальный фазный ток $I_{\text{нф}} = 452$ А, число пазов статора и ротора $Z_1 = 72$, $Z_2 = 62$, номинальное скольжение $s = 0,01$, материал стержней ротора – медь). Приведены расчетные зависимости $T_{\text{нМ}}(t)$ в точке М, расположенной на коронке зубца статора по вертикальной оси, за время *одного полного оборота* ротора 0,06 с.

Рис. 2,а соответствует неповрежденному двигателю, а рис. 2,б – двигателю с двумя рядом лежащими поврежденными стержнями ротора.

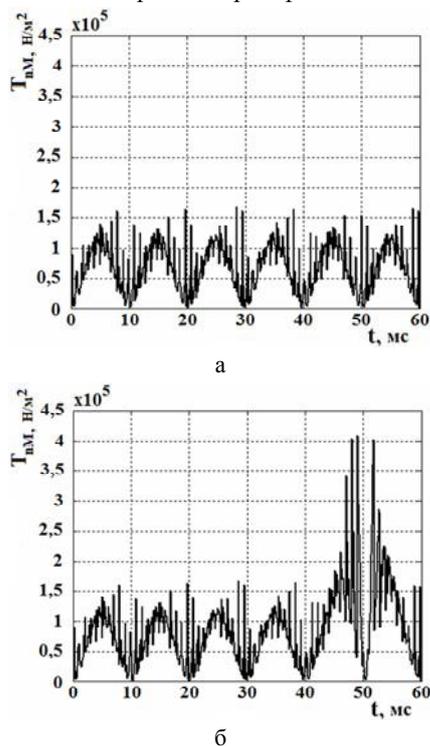


Рис. 2. Временные зависимости тензора натяжения за время одного полного поворота ротора: а – неповрежденный СТА; б – СТА с двумя поврежденными стержнями ротора

За один полный оборот ротора СТА в сигнале датчика возникает шесть максимумов, причем, как видно из рис. 2,б, искажение сигнала возникает только под одним полюсом, где в данный момент времени находятся поврежденные стержни ротора. В дальнейшем это искажение будет постепенно переме-

щаться под другие полюса по мере того как токи ротора вращаются с частотой скольжения относительно стержней ротора.

Показанные на рис. 1,б и рис. 2,б сигналы можно получить наложением двух сигналов: сигналов неповрежденных двигателей $T_{\text{нМ0}}(t)$ (показаны соответственно на рис. 1,а и рис. 1,б) и разностных сигналов – "сигналов повреждений" $T_{\text{нМД}}(t)$, показанных на рис.3:

$$T_{\text{нМ}}(t) = T_{\text{нМ0}}(t) + T_{\text{нМД}}(t). \quad (4)$$

Относительно датчика магнитное поле двигателя вращается с периодом $T_{\text{М1}} = p/f_1$, где p – число пар полюсов, f_1 – частота питания сети. Поврежденные стержни ротора вращаются относительно датчика с периодом $T_{\text{МОБ}} = p/f_{\text{ОБ}} = p/f_1(1-s)$, где $f_{\text{ОБ}}$ – оборотная частота, s – скольжение. Токи ротора вращаются относительно стержней ротора с периодом $T_{\text{С}} = p/f_1 s$. Вращение токов ротора относительно поврежденных стержней ротора ведет к *амплитудной модуляции* "сигнала повреждения" $T_{\text{нМД}}(t)$ – показанные на рис. 3 сигналы пульсируют в датчике по амплитуде с частотой скольжения. При этом на каждом обороте ротора они отстают от поля статора на интервал $\Delta t = T_{\text{М1}} - T_{\text{МОБ}} = T_{\text{М1}}s/(1-s)$. Таким образом, полный временной период функции $T_{\text{нМ}}(t)$ с учетом модуляции ее составляющей $T_{\text{нМД}}(t)$ равен $T_{\text{С}}$.

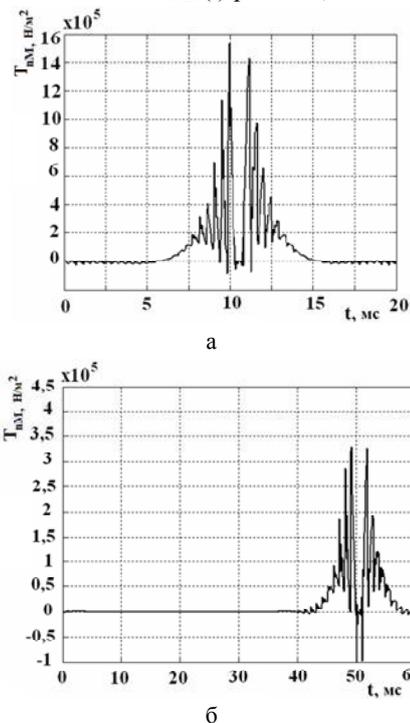


Рис. 3. "Сигналы повреждений": а – АД; б – СТА

Например, для АД он равен 4 с (при этом ротор успевает совершить около 200 оборотов), а для СТА – 6 с (ротор совершает 100 оборотов). Численные эксперименты показали, что для адекватного решения нестационарного уравнения (2) на отрезке времени, на котором ротор совершает *один оборот*, для АД необходимо применить 400 шагов по времени (временной шаг $\Delta t = 5 \cdot 10^{-5}$ с), а для СТА – 600 шагов. Для покрытия всего периода $T_{\text{С}}$, например, для АД, потребовалось бы $8 \cdot 10^4$ шагов. Столь значительное количество расчетных шагов ведет к значительным затратам процессорного времени. Поэтому были разработаны эффективные и малозатратные алгоритмы решения рассматриваемой задачи.

Модулированный на полном периоде $T_{\text{С}}$ "сигнал

повреждения" можно представить следующим выражением:

$$T_{nMD}(t) = T_{nMDMAX}(t)[1 + \cos(\omega_1 2st)]/2, \quad (5)$$

где $\omega_1 = 2\pi f_1$, $T_{nMDMAX}(t)$ – функция максимального "сигнала повреждения" на одном обороте ротора, соответствующая положению поврежденных стержней ротора посередине токового полюса ротора, как показано на рис. 1 и рис. 3. Например, при $t = 0$ имеем $T_{nMD}(t) = T_{nMDMAX}(t)$, при $t = \pi/2s\omega_1$ (т.е. при повороте токов ротора относительно поврежденных стержней на угол $\pi/2$ имеем $T_{nMD}(t) = 0$). Используя такой подход достаточно решить уравнение (2) на одном повороте ротора, а для получения сигнала на других оборотах использовать модулирующее выражение (5). При этом на каждом последующем обороте ротора необходимо сдвигать "сигнал повреждения" в сторону отставания от направления вращения поля статора на временной интервал Δt таким образом, что в результате будет формироваться результирующее время отставания

$$\Delta T = T_{M1} \sum_{i=1}^N si/(1-s), \quad (6)$$

где N – полное число оборотов на периоде T_s .

Эффект модуляции приводит к появлению в датчике не только оборотной гармоники, пропорциональной частоте вращения ротора f_{OB} , но и пары "боковых" частот. Например, если функцию $T_{nMDMAX}(t)$ аппроксимировать только ее основной гармоникой: $T_{nMDMAX}(t) \approx A_1 \sin(\omega_{OB}t)$, то из (5) после преобразования получим:

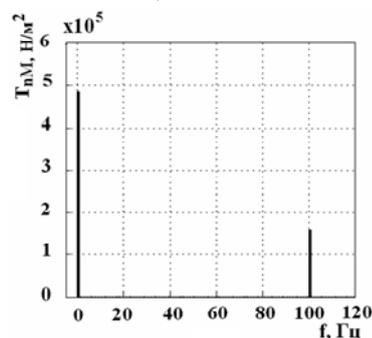
$$T_{nMD}(t) \approx A_1 \sin(\omega_{OB}t)[1 + \cos(\omega_1 2st)]/2 = A_1 \sin(\omega_{OB}t)/2 + A_1[\sin(\omega_{B1}t) + \sin(\omega_{B2}t)]/4, \quad (7)$$

где $\omega_{B1} = \omega_{OB}(1 - 2s)$, $\omega_{B2} = \omega_{OB}(1 + 2s)$.

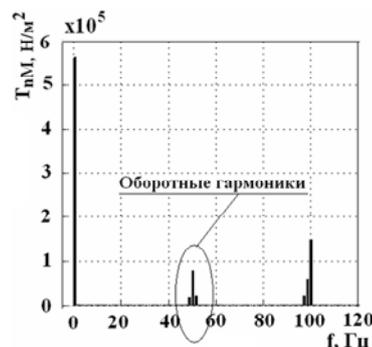
Ввиду малости скольжения s эти две "боковые" частоты в спектре лежат в непосредственной близости справа и слева от основной оборотной частоты.

Эффективная вибродиагностика поврежденных короткозамкнутой обмотки ротора базируется на спектральных методах анализа, основанных на разложении полученной периодической функции $T_{nM}(t)$ в гармонический ряд. На рис. 4 представлены отрезки двух спектрограмм: для неповрежденного АТД и для АТД с двумя поврежденными рядом лежащими стержнями ротора. Основными составляющими спектрограммы на рис. 4,а являются: постоянная составляющая, основная гармоника частоты 100 Гц и зубцовые гармоники частотой порядка $f_z = f_1 Z_2 = 50 \cdot 46 = 2,3$ кГц, обусловленные перемещением зубцов ротора относительно статора (на спектрограмме не по-

казаны). Изменения в спектрограмме на рис. 4,б связаны с появлением оборотных гармоник (основной и боковых), появлением дополнительных боковых гармоник в зоне частоты 100 Гц и увеличением на 16 % постоянной составляющей.



а



б

Рис. 4. Спектрограммы АТД: а – неповрежденный АТД; б – АТД с двумя поврежденными стержнями ротора

Частота основной оборотной гармоники АТД равна $f_{OB} = f_1(1 - s) = 49,75$ Гц. Аналогичные изменения наблюдаются в спектрограммах СТА. Основная оборотная гармоника СТА имеет частоту $f_{OB} = 16,5$ Гц. При этом возникают также и кратные оборотные гармоники с частотами 33 Гц, 49,5 Гц и т.д.

Разработанная методика анализа сигналов датчиков вибрации, основанная на решении уравнений поля в активной зоне двигателя, позволяет моделировать различные варианты повреждения обмотки ротора АД. Рассмотрим, например, три варианта повреждения двух стержней ротора в АТД. Варианты отличаются друг от друга различным расположением стержней в роторе: а – стержни расположены рядом в соседних пазах, б – стержни сдвинуты друг к другу на угол 45° , в – стержни сдвинуты друг к другу на угол 90° .

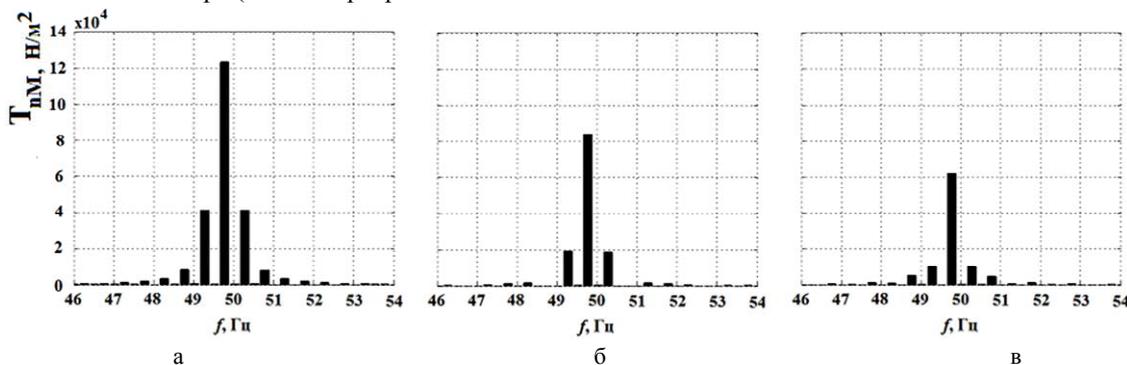


Рис 5. Спектрограммы АТД с двумя поврежденными стержнями в зоне оборотных гармоник: а – стержни расположены рядом в соседних пазах; б – стержни сдвинуты на 45° ; в – стержни сдвинуты на 90°

Временные зависимости сигнала датчика за время одного полного оборота ротора в этих трех вариантах существенно отличаются друг от друга. Однако за время T_s , равное полному периоду модулированного частотой скольжения сигнала датчика, полные спектрограммы всех вариантов схожи, но отличаются: а) амплитудами оборотных гармоник; б) амплитудами дополнительных боковых гармоник в зоне частоты 100 Гц (рис. 4,б).

На рис. 5 изображены спектрограммы в зоне оборотных гармоник для трех вариантов повреждения двух стержней АД. В частности, как видно из сравнения спектрограмм на рис. 5,а и 5,в, при сдвиге поврежденных стержней на 90° амплитуда оборотной гармоники снижается в 2 раза. При этом в варианте 5,в увеличиваются амплитуды боковых гармоник в зоне частоты 100 Гц.

Следует подчеркнуть, что в двухполюсном АД при сдвиге двух поврежденных стержней ротора на 180° оборотные гармоники в спектре вибраций исчезают, но при этом существенно увеличиваются амплитуды гармоник, близких к 100 Гц. Это объясняется тем, что два поврежденных стержня, последовательно с равными промежутками времени проходя над датчиком, индуцируют в нем сигнал удвоенной оборотной частоты, близкий к частоте основной гармоники электромагнитных вибраций 100 Гц (в спектре появляются левые боковые гармоники, примыкающие к гармонике 100 Гц). Следовательно, при таком характере повреждения стержней ротора наличие повреждения невозможно выявить только с помощью регистрации оборотных гармоник, появившихся в спектре сигнала датчика. Необходимо дополнительно анализировать интегральный показатель вибраций – среднеквадратичное значение (СКЗ) всех гармоник. Расчеты показали, что, если за единицу принять СКЗ виброускорения неповрежденного АД, то СКЗ в трех рассматриваемых вариантах повреждений увеличиваются соответственно до 1,26; 1,18; 1,14. Показатель СКЗ служит дополнительным диагностическим признаком, который может дать более подробную информацию о повреждении двигателя. Для оценки уровня вибрации используется также показатель СКЗ виброскорости, который можно получить интегрированием сигнала датчика. По сравнению с неповрежденным двигателем СКЗ виброскорости в варианте а) увеличивается в 1,77 раз, а в варианте в) – в 1,32 раза.

Разработанная модель может эффективно использоваться для диагностики повреждений и оценки технического состояния АД. В частности, моделирование и исследование характеристик поврежденного АД для большого числа возможных вариантов его повреждения и сравнительный анализ результатов моделирования с экспериментальными данными датчиков вибрации дает не только обоснованный прогноз дальнейшей работы АД, но и формирует технические мероприятия по устранению повреждений.

ВЫВОДЫ

1. Разработана полевая математическая модель и вычислительные алгоритмы для эффективного анализа сигналов датчиков вибрации, устанавливаемых на корпусе электрической машины. Модель ориентирована на асинхронные короткозамкнутые двигатели и строго учитывает в режиме реального времени взаимное перемещение статора и ротора.

2. Показано, что при появлении в АД поврежденных стержней ротора, в спектрограммах сигналов датчика появляются оборотные гармоники (основная и боковые), амплитуда которых зависит от характера повреждений. Для полной идентификации характера повреждения целесообразно анализировать также изменение величины СКЗ.

3. Разработанная модель перспективна для целей вибродиагностики повреждений конструкции АД, в том числе, короткозамкнутой обмотки ротора, поскольку позволяет моделировать и исследовать большее количество различных вариантов повреждений и принимать адекватные технические решения и рекомендации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Васильковский Ю.М. Польовий аналіз електричних машин. – Київ: НТУУ "КПІ", 2007. – 191 с.
2. Васильковский Ю.М., Гайдено Ю.А. Дослідження методів теорії поля характеристик асинхронних двигунів при несиметрії параметрів ротора // Електротехніка і електромеханіка. – № 3. – 2007. – С. 19-22.
3. Васильковский Ю.Н., Гераскин А.А. Математическое моделирование электромагнитных полей в короткозамкнутом асинхронном двигателе с поврежденной обмоткой ротора // Технічна електродинаміка. – 2010. – № 2 – С. 56-61.
4. Васильковский Ю.Н., Дынник Л.Н. Применение метода конечных элементов для моделирования двумерных электромагнитных полей в движущихся элементах электромеханических устройств // Известия вузов "Электромеханика". – 1990. – № 9. – С. 28-34.
5. Писаренко Г.С., Яковлев А.П., Матвеев В.В. Справочник по соприкосновению материалов. Киев: "Наукова думка", 1988. – 735 с.
6. Шубов И.Г. Шум и вибрация электрических машин. – Л.: Энергоатомиздат, Л.О., 1986. – 207 с.
7. Шумилов Ю.А., Чебанюк В.К. Магнитные вибрации асинхронных двигателей. – Техніка, 1991. – 180 с.

Поступила 25.10.2010

*Васильковский Юрий Николаевич, д.т.н., проф.
Гераскин Александр Анатольевич
Национальный технический университет Украины
"Киевский политехнический институт
кафедра электромеханики
03056, Украина, Киев, пр. Победы, 37
тел. (044) 454-95-18, e-mail: vun157@voliacable.com*

*Y.N. Vas'kovskiy, A.A. Geraskin
Analysis of squirrel-cage induction motor vibration sensor signals on the basis of vibration-exciting electromagnetic force mathematical models.*

A field mathematical model for analyzing vibration-exciting electromagnetic forces in squirrel-cage induction motors is developed. Correlation between the vibration-exciting forces and vibration sensor signals is revealed. Analysis of the sensors signals under the rotor winding faults is performed to lay the foundation of a motor technical state diagnostics method.

Key words – squirrel-cage induction motor, vibration-exciting electromagnetic force, vibration sensor signals, correlation, analysis.

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ С НИЗКОЙ ИНДУКТИВНОСТЬЮ РАССЕЯНИЯ

Створені оригінальні високовольтні імпульсні трансформатори з низькою індуктивністю розсіювання, які використовуються в різноманітних генераторах високовольтних імпульсів, у тому числі для технологічних установок, що призначені для обробки різних матеріалів і продуктів харчування, отримання озону, очищення рідких і газоподібних відходів.

Созданы оригинальные высоковольтные импульсные трансформаторы с низкой индуктивностью рассеивания, которые используются в различных генераторах высоковольтных импульсов, в том числе для технологических установок, предназначенных для обработки разных материалов и продуктов питания, получения озона, очистки жидких и газообразных отходов.

ВВЕДЕНИЕ

Развитие технологий с использованием сильных электрических полей для обработки материалов и продуктов питания, получения озона, очистки жидких и газовых отходов, в медицине и сельском хозяйстве требует создания новых высоковольтных импульсных источников энергии [1, 2]. Широкое применение в таких источниках находят импульсные трансформаторы. Использование высоковольтных импульсных трансформаторов часто является более предпочтительным по сравнению с другими схемами умножения напряжений. Например, недостатком генератора импульсных напряжений по схеме Аркадьева-Маркса является большое количество разрядников, что делает систему недолговечной и малоприспособленной для работы в импульсно-периодическом режиме [3].

Для обеспечения быстрой коммутации выходных высоковольтных разрядников необходимо перенапряжение для формирования выходного напряжения с большой крутизной фронта. Отсюда следует, что высоковольтный импульсный трансформатор должен быть достаточно компактным с целью получения минимального рассеивания магнитного потока и, следовательно, минимизации времени нарастания на его выходе.

Целью работы является создание трансформаторного импульсного мегавольтного генератора с временем t_{Φ} нарастания импульсов на емкостной нагрузке ≈ 1 нФ $t_{\Phi} \approx 250$ нс.

В схемах генераторов мегавольтного уровня напряжений с короткими временами нарастания напряжения на емкостной нагрузке трудно изготовить один импульсный трансформатор с коэффициентом трансформации ≈ 100 и низкой индуктивностью рассеивания. В таких схемах лучше использовать несколько (например, два) импульсных трансформаторов каждый с коэффициентом трансформации ≈ 10 , что иллюстрирует рис. 1. В такой схеме первичный накопитель энергии C_0 разряжается через коммутатор P_0 на низковольтную первичную обмотку первого импульсного трансформатора ИТ1. Первый импульсный трансформатор ИТ1 заряжает промежуточный емкостной накопитель C_1 , который затем разряжается через коммутатор P_1 на низковольтную первичную обмотку второго импульсного трансформатора ИТ2 с низкой индуктивностью рассеивания для более быстрой зарядки высоковольтной формирующей выходной емкости C_2 генератора. После достижения напряжения

на C_2 требуемой величины происходит разряд емкости C_2 через сработавший выходной коммутатор P_2 .

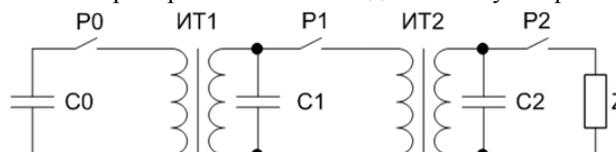


Рис. 1. Схема генератора

КОНСТРУКЦИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Для получения мегавольтного уровня напряжения на выходе генератора по схеме на рис. 1 были спроектированы и изготовлены два импульсных трансформатора имеющие одинаковый коэффициент трансформации $n = w_2/w_1 = 10,3$. Число витков в первичной обмотке каждого трансформатора $w_1 = 3$, а во вторичной обмотке $w_2 = 31$. Напряжение первичной обмотки 10 и 100 кВ, а вторичной 100 и 1000 кВ соответственно. Методика расчета импульсных трансформаторов описана в [4, 5].

Для изготовления магнитопровода (сердечника) импульсных трансформаторов была использована электротехническая сталь толщиной 80 мкм и шириной ленты 40 мм. Составной сердечник выполнен из 8 сердечников малого размера с внутренним окном 125×125 мм и сечением 35×40 мм². Каждый сердечник малого сечения соединен с другими сердечниками как показано на рис. 2. В результате этого образуется один составной "крестообразный" сердечник с габаритными размерами 430×430 мм.

Для снижения напряженности электрического поля на острых краях сердечника последние закрыты градиентными экранами с закруглениями. Экран изготовлен из латуни толщиной 1 мм.

Первичные обмотки импульсных трансформаторов намотаны на стержнях крестообразного магнитопровода (см. рис. 2). Витки обмоток изготовлены из медной ленты толщиной 0,3 мм и шириной 27 мм. Края ленты для экранирования неровностей края обернуты алюминиевой фольгой толщиной 10 мкм. Шина изолирована 6 слоями фторопластовой пленки толщиной $\delta = 20$ мкм. Для уменьшения индуктивности подвода расстояние между вводами обмотки сделано минимальным. Для этого между витками первичной обмотки и низковольтным вводом, проложенным под обмоткой, уложено 10 слоев фторопластовой

пленки. Вторичные обмотки намотаны в один слой на изоляторах из оргстекла, которые уложены на первичную обмотку, проводом МПО-33-11 в фторопластовой изоляции. Вторичная обмотка импульсного трансформатора ИТ2 намотана на изоляторах в виде пирамиды. Для снижения напряженности поля на высоковольтном конце обмотки последний виток выполнен проводом большего диаметра, а вывод обмотки помещен в изоляционную фторопластовую трубку. Для того чтобы магнитный поток от каждого стержня был направлен в одну сторону, обмотки наматывались попарно встречно, т.е. обмотки на одной оси намотаны встречно (см. рис. 2).

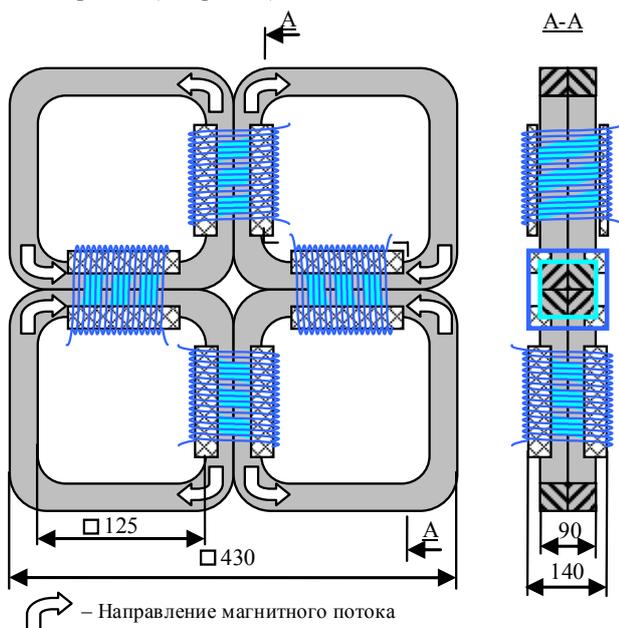


Рис. 2. Импульсный трансформатор ИТ1

Высокое напряжение, прикладываемое к обмоткам импульсного трансформатора, воздействует на изоляцию, разделяющую обмотки между собой и каждую обмотку относительно сердечника. В качестве основной изоляции в трансформаторе используется трансформаторное масло.

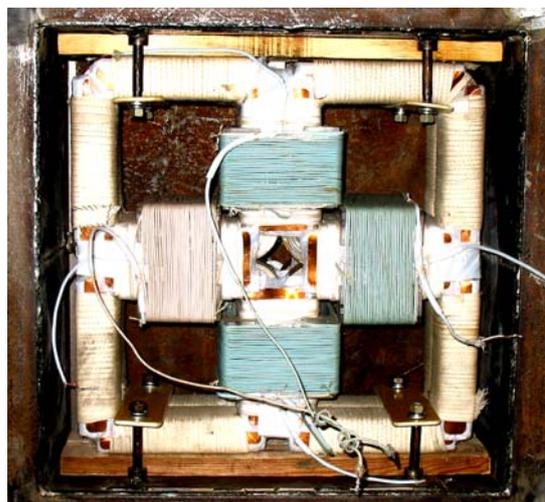
Трансформатор закреплен в металлическом корпусе. На рис. 3 приведены фотографии импульсных трансформаторов ИТ1 (рис. 3,а) и ИТ2 (рис. 3,б), закрепленных в корпусе, но не залитых трансформаторным маслом.

Индуктивность рассеивания импульсного трансформатора с сердечником, несущим на одном стержне две обмотки в виде однослойных соленоидов высотой h , приведенная ко вторичной обмотке рассчитывается при помощи соотношения [4]:

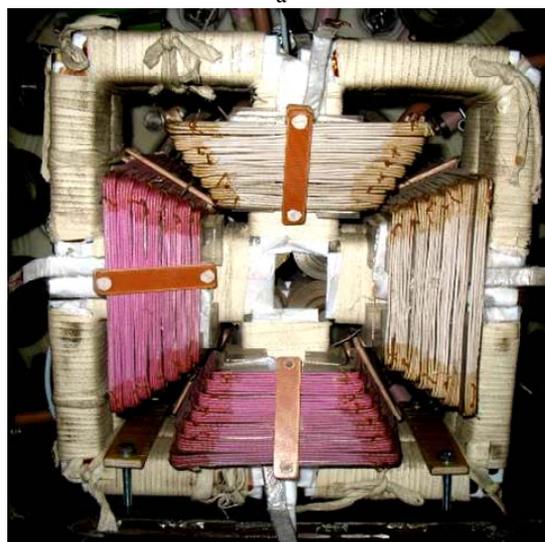
$$L_s = \mu_0 w_2^2 g [d + (D_1 + D_2)/3]/h,$$

где $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ Гн/м, w_2 – число витков вторичной обмотки, g – периметр вторичной обмотки, D_1, D_2 – диаметры проводов первичной и вторичной обмоток, d – расстояние между обмотками.

Рассчитанная индуктивность рассеивания импульсного трансформатора, приведенная ко вторичной обмотке, составила $4,75 \times 10^{-5}$ Гн.



а



б

Рис. 3. Фотографии импульсных трансформаторов

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ СХЕМА И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Для проведения экспериментальных исследований импульсного трансформатора на низком напряжении была собрана экспериментальная схема, показанная на рис. 4.

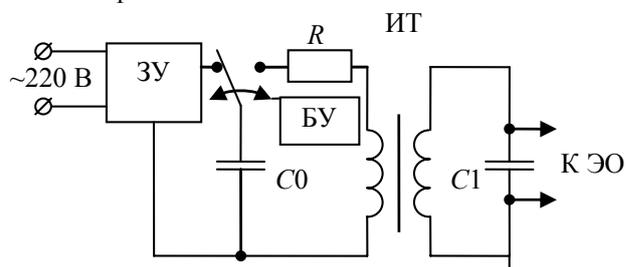


Рис. 4. Схема для исследований импульсного трансформатора: ЗУ – зарядное устройство, БУ – блок управления, C_0, C_1 – накопительная и нагрузочная емкости соответственно, R – сопротивление контура, ИТ – исследуемый импульсный трансформатор

От зарядного устройства ЗУ, подключаемого к сети переменного тока ~ 220 В, накопительная емкость заряжалась до напряжения 300 В. После этого блок управления переключал накопительный конденсатор

$C0$ от зарядной цепи к первичному контуру испытуемого импульсного трансформатора ИТ. Накопительный конденсатор $C0$ разряжался на исследуемый импульсный трансформатор ИТ через который заряжался накопительный конденсатор $C1$.

Эквивалентная схема разряда накопительного конденсатора через импульсный трансформатор на нагрузочную емкость (без учета индуктивности намагничивания трансформатора) приведена на рис. 5.

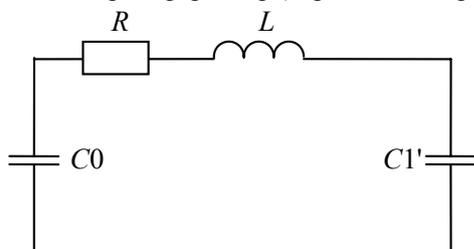


Рис. 5. Эквивалентная схема разрядного контура:
 R – эквивалентное сопротивление разрядного контура,
 L – эквивалентная индуктивность разрядного контура,
 $C0$ – накопительная емкость, $C1'$ – приведенная нагрузочная емкость

Если заряженный конденсатор разряжать на цепь, состоящую из сопротивления и индуктивности, то разряд может происходить или аperiodически, т. е. напряжение конденсатора непрерывно спадает до нуля, или же при разряде получаются колебания, т. е. конденсатор разряжается до нуля, затем начинает заряжаться в противоположном направлении, потом опять разряжается, заряжается и т.д.

При параметрах схемы удовлетворяющих соотношению $1/LC > r^2 / 4L^2$, где C – эквивалентная емкость разрядного контура, $C = (C0 \cdot C1') / (C0 + C1')$, напряжение конденсатора совершает периодические колебания со все уменьшающейся амплитудой около своего конечного значения. В случае разряда $C0$ на цепь $R-L-C1'$, где $C1'$ – приведенная нагрузочная емкость, от величины нагрузочной емкости зависит величина максимального напряжения, до которого нагрузочная емкость $C1'$ может зарядиться.

При значении накопительной емкости $C0 = 0,2$ мкФ и при значениях нагрузочной емкости $C1 = (0,01; 1,18; 1,56; 2,35; 4,7)$ нФ были получены величины максимального напряжения на нагрузочной емкости $C1$ и построен график этой зависимости, показанный на рис. 6.

Предварительные испытания импульсного трансформатора ИТ2 проводились на низком напряжении при коммутации накопительной емкости в первичной обмотке трансформатора, равной 0,2 мкФ, и нагрузочной емкости во вторичной обмотке, равной 1,56 нФ. Период колебаний напряжения на нагрузочной емкости составил 1,23 мкс. Индуктивность L , всего разрядного контура рассчитывалась по формуле

$$L_0 = T^2 / 4\pi^2 C, \quad (1)$$

где T – период колебаний, C – эквивалентная емкость разрядного контура ($4,37 \times 10^{-5}$ Гн).

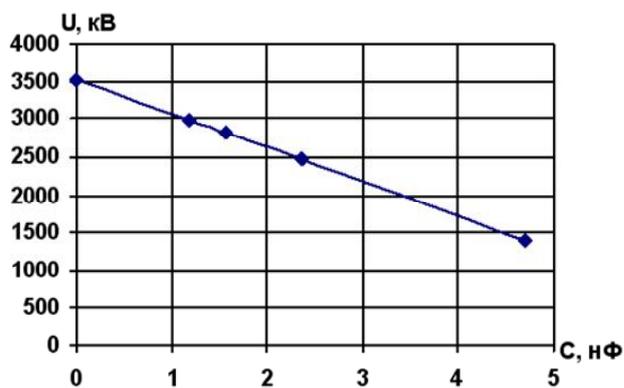


Рис. 6. Зависимость максимального напряжения на нагрузочной емкости от ее величины

На предварительных испытаниях выяснено влияние числа обмоток импульсного трансформатора на период колебаний передаваемого импульса. На рис. 8 приведены осциллограммы импульса напряжения на емкости равной 20 нФ во вторичной обмотке трансформатора при емкости в первичной обмотке трансформатора равной 2 мкФ. Из полученных осциллограмм видно, что при подключении всех четырех обмоток (рис. 7,а) период колебаний составил 4 мкс, при подключении двух обмоток (рис. 7,б) период составил 5 мкс, а при подключении одной обмотки (рис. 7,в) период составил 7 мкс. Рассчитанный период колебаний передаваемого импульса из (1) составил: для четырех обмоток – 4,33 мкс, для двух обмоток – 6,12 мкс и для одной обмотки – 8,66 мкс.

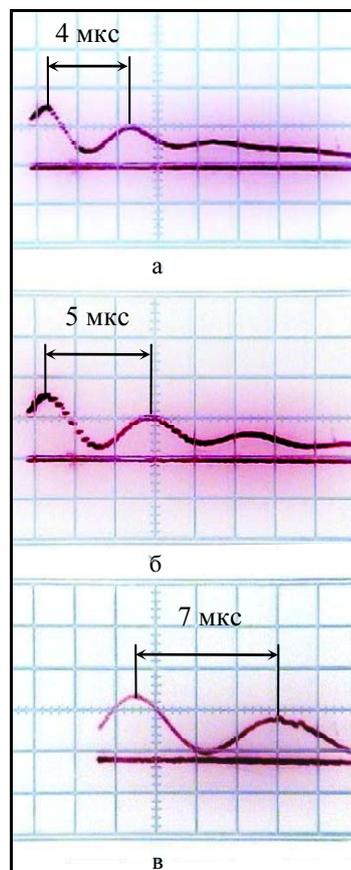


Рис. 7. Осциллограммы импульсов напряжения на вторичной обмотке импульсного трансформатора ИТ2 (цена деления 2 мкс)

При работе импульсного трансформатора ИТ1 в составе установки по генерированию импульсов высокого напряжения, после заряда емкостного накопителя и его разряда через управляемый разрядник Р0, на первичную обмотку подавался импульс напряжения амплитудой 8,6 кВ. К вторичной обмотке была подключена промежуточная накопительная емкость ~150 нФ, которая заряжалась до напряжения ≈80 кВ за время ≈3,2 мкс. Дальнейший рост напряжения на емкости ограничивался срабатыванием разрядника Р1.

На рис. 8 приведены осциллограммы импульсов напряжения на первичной (рис. 8,а) и вторичной (рис. 8,б) обмотке импульсного трансформатора ИТ1. Высокочастотные колебания большой амплитуды на осциллограммах соответствуют моменту срабатывания управляемого разрядника Р1 и обусловлены наносекундным временем его коммутации. После срабатывания разрядника Р1 импульсное напряжение подавалось на первичную обмотку ИТ2. При этом на вторичной обмотке ИТ2, нагруженной на С2, создавалось импульсное напряжение с амплитудой до 800 кВ. После срабатывания разрядника Р2 это импульсное напряжение с обостренным фронтом подавалось на нагрузку Z. При напряжении срабатывания Р1 100кВ на С2 можно получить напряжение 1 МВ и более.

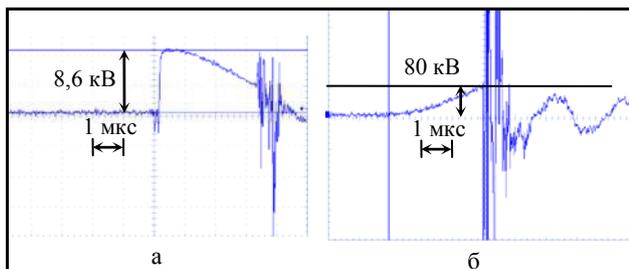


Рис. 8. Осциллограммы импульсов напряжения на обмотках импульсного трансформатора ИТ1 при работе в составе установки по генерированию импульсов напряжения

ВЫВОДЫ

1. Созданы высоковольтные импульсные трансформаторы (на 100 и 1000 кВ) с низкой индуктивностью рассеивания для импульсного мегавольтного генератора.

2. Оригинальность конструкции созданных трансформаторов, состоящая в том, что части как вторичной, так и первичной обмоток разнесены и расположены не на одном общем стержне, а на четырех крестообразно расположенных частях расщепленного стержня магнитопровода, что позволило уменьшить результирующую индуктивность рассеивания. При работе в составе установки с параллельно включенными четырьмя обмотками каждого из двух импульсных трансформаторов индуктивность разрядного контура уменьшилась в ≈3 раза.

3. Использование двух импульсных трансформаторов с коэффициентами трансформации $n = 10$ у каждого позволило создать компактный трансформаторный импульсный мегавольтный генератор с временем t_{ϕ} нарастания импульсов на емкостной нагрузке ≈1 нФ $t_{\phi} \approx 250$ нс и напряжением до 1 МВ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бойко Н.И., Борцов А.В., Евдошенко Л.С., Зароченцев А.И., Иванов В.М. Электрофизические установки и технологии для решения проблемы отходов / Мир техники и технологий. – №3 (52). – 2006. – С. 63-65.
2. Бойко Н.И., Борцов А.В., Евдошенко Л.С., Зароченцев А.И., Иванов В.М. Метод обеззараживающей обработки текучих продуктов в потоке при помощи сильных импульсных электрических полей и искровых разрядов / Техническая электродинамика, тематический выпуск "Проблемы современной электротехники" (часть 4). – 2006. – С. 83-86.
3. Месяц Г.А. Импульсная энергетика и электроника / Г.А. Месяц. – М.: Наука, 2004. – 704 с.
4. Матханов П.Н., Гоголицын Л.З. Расчет импульсных трансформаторов. Л.: Энергия. Ленинградское отделение, 1980. – 112 с.
5. Желтов К.А. Пикосекундные сильноточные электронные ускорители. М.: Энергоатомиздат, 1991. – 120 с.

Поступила 19.07.2010

Иванов Владимир Михайлович

Научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт "Молния" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" 61100, Украина, Харьков, ул. Шевченко, 47 тел./факс: (057)70-76-183, e-mail: eft@kpi.kharkov.ua

V.M. Ivanov

High-voltage pulsed transformers with low leakage inductance.

Original high-voltage pulsed transformers with low leakage inductance which are used in various generators of high-voltage pulses including technological plants intended for treatment of different materials and foodstuffs, ozone production, cleaning of liquid and gaseous wastes, have been created.

Key words – high-voltage pulsed transformers, low leakage inductance, application.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ НАГРЕВА ЧАСТОТНО-УПРАВЛЯЕМОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ИСТОЧНИКАХ ПИТАНИЯ

У статті розглянуто питання експериментального дослідження теплового стану частотно-керуемого асинхронного двигуна при різних джерелах живлення. Запропоновано для експериментального дослідження три схеми живлення. Дослідження проведені на двигуні АИР90ЛВ4, в якому закладені терморезистори СТ-1-19. Виконана оцінка впливу схеми живлення на тепловий стан двигуна.

В статье рассмотрен вопрос экспериментального исследования теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя при различных источниках питания. Предложены для экспериментального исследования три схемы питания. Исследования проведены на двигателе АИР90ЛВ4, в котором размещены терморезисторы СТ-1-19. Выполнена оценка влияния схемы питания на тепловое состояние двигателя.

ВВЕДЕНИЕ

Погрешность в определении температур при использовании расчетных методов исследования теплового состояния электрических машин может достигать 15 %, что объясняется допущениями, присущими всем расчетным методам. Поэтому достоверная информация о тепловом состоянии электрической машины может быть получена только в результате экспериментального исследования нагрева. Это характерно и для частотно-управляемых асинхронных двигателей, у которых помимо основных потерь, связанных с первой гармоникой напряжения, возникают дополнительные электрические и магнитные потери, обусловленные высшими гармониками напряжения [1, 2]. Величина этих потерь зависит от спектра высших гармоник и их амплитуд, что, в свою очередь, определяется источником питания частотно-управляемого асинхронного двигателя. На практике используются автономные инверторы напряжения (АИН), обеспечивающие ступенчатую форму фазного напряжения на двигателе и преобразователи частоты, у которых, с целью улучшения спектрального состава выходного напряжения, применяют широтно-импульсную модуляцию прямоугольного напряжения по синусоидальному закону. Ширина импульсов изменяется в течении полупериода, наибольшая ширина импульсов наблюдается в середине полупериода, а к началу и концу ширина импульсов уменьшается [2, 3].

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Для оценки степени влияния типа источника питания на тепловое состояние частотно-управляемого асинхронного двигателя, в качестве базового был выбран регулируемый источник синусоидального напряжения.

Таким образом, в ходе экспериментального исследования нагрева частотно-управляемого асинхронного двигателя были реализованы три режима питания. Блок-схемы источников питания, обеспечивающие каждый из режимов, представлены на рис. 1-3.

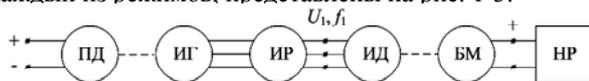


Рис. 1. Режим питания синусоидальным напряжением (схема 1)

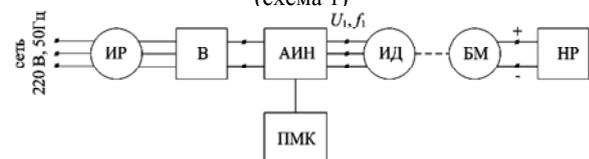


Рис. 2. Режим питания от автономного инвертора напряжения (схема 2)

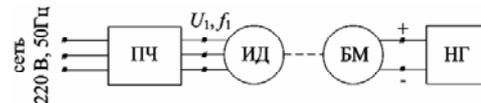


Рис. 3. Режим питания от преобразователя частоты (схема 3)

На рис. 1-3 обозначено: ПД – приводной двигатель постоянного тока; ИГ – индукторный генератор; ИР – индукторный регулятор напряжения; ИД – испытуемый асинхронный двигатель; БМ – балансирная машина постоянного тока; НР – нагрузочный реостат; В – мостовой выпрямитель; АИН – автономный инвертор напряжения; ПМК – программируемый микроконтроллер; ПЧ – преобразователь частоты (фирма "Shorh", Голландия).

Во всех режимах питания реализовывались два наиболее распространенных закона регулирования – закон регулирования при постоянном моменте $\gamma = \alpha$; $M = \text{const}$; $0 \leq \alpha \leq 1,0$ при регулировании "вниз" и закон регулирования при постоянной полезной мощности и неизменном напряжении $\gamma = 1,0 = \text{const}$; $P_2 = \text{const}$; $1,0 \leq \alpha \leq 1,5$ при регулировании "вверх".

$$\text{Здесь } \gamma = \frac{U_{1\phi}}{U_{1\phi\text{ном}}}, \quad \alpha = \frac{f_1}{f_{1\text{ном}}}.$$

В качестве исследуемого был использован асинхронный двигатель АИР90ЛВ4 с номинальными данными: $P_{2N} = 2,5$ кВт, $U_{1\phi N} = 220$ В, $f_{1N} = 50$ Гц, $n_N = 1430$ об/мин, исполнение IP44, ISO141. Потери в номинальном режиме: $P_{эл1} = 298$ Вт; $P_{эл2} = 129$ Вт; $P_{\text{маг}} = 123$ Вт; $P_{\text{мех}} = 19$ Вт; $P_{\text{доп}} = 16$ Вт.

Для исследования температурного поля двигателя в радиальном и аксиальном сечениях, на стадии изготовления двигателя были заложены термодатчики. Схема размещения термодатчиков показана на рис. 4.

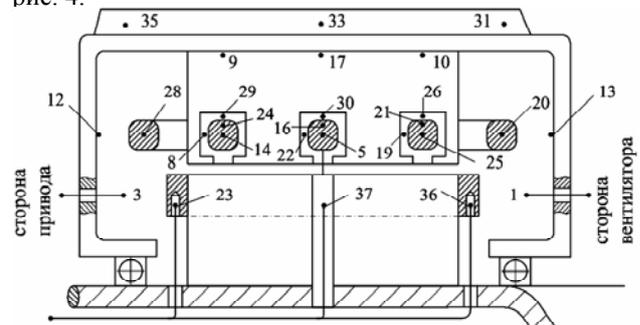


Рис. 4. Схема закладки термодатчиков

В качестве термодатчиков использовались терморезисторы СТ-1-19. В процессе исследования нагрева при трех режимах питания задавались значения

коэффициента регулирования α : 1,0; 0,9; 0,7; 0,5 – при регулировании "вниз" (регулирование при постоянном моменте) и 1,0; 1,1; 1,3; 1,5 – при регулировании "вверх" (регулирование при постоянной полезной мощности).

В качестве примера в табл. 1 и 2 приведены значения превышений температур в местах размещения термодатчиков для номинального режима двигателя - $\gamma = \alpha = 1,0$.

Таблица 1
Радиальное сечение ($\gamma = \alpha$; $\alpha = 1,0$; $M = M_N$)

| Область двигателя | Зубцовая зона статора | | Спинка сердечника | | Ротор | $\Theta_{\text{обр}}$ |
|-------------------|-----------------------|------|-------------------|------|-------|-----------------------|
| | Режим питания | | | | | |
| Номер датчика | | | | | | |
| Режим питания | 5 | 16 | 22 | 30 | 17 | 37 |
| Схема 1 | 72,3 | 59,1 | 61,9 | 49,5 | 44,6 | 75,5 |
| Схема 2 | 84,7 | 69,2 | 71,3 | 57,0 | 51,4 | 97,2 |
| Схема 3 | 78,8 | 63,9 | 67,2 | 53,7 | 48,2 | 80,0 |

Таблица 2
Аксиальное сечение

| Область двигателя | Зубцовая зона статора | | | | | | | | |
|-------------------|-----------------------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| | Режим питания | | | | | | | | |
| Номер датчика | | | | | | | | | |
| Режим питания | 25 | 5 | 14 | 19 | 22 | 8 | 20 | 5 | 28 |
| Схема 1 | 72,4 | 72,3 | 75,3 | 61,2 | 61,9 | 71,5 | 78,3 | 72,3 | 81,9 |
| Схема 2 | 84,2 | 84,7 | 88,2 | 81,7 | 71,3 | 83,7 | 91,8 | 84,7 | 96,0 |
| Схема 3 | 78,6 | 78,8 | 81,3 | 65,9 | 67,2 | 77,0 | 85,5 | 78,8 | 88,7 |

Продолжение таблицы 2

| Ротор | | Спинка сердечника | | | | | | |
|---------------|------|-------------------|------|------|------|------|------|------|
| Номер датчика | | | | | | | | |
| 36 | 37 | 23 | 26 | 30 | 29 | 10 | 17 | 9 |
| 69,9 | 75,5 | 73,3 | 42,6 | 49,5 | 53,1 | 36,0 | 44,6 | 49,2 |
| 89,6 | 97,2 | 94,4 | 49,7 | 57,0 | 62,0 | 42,0 | 51,4 | 57,5 |
| 73,8 | 80,0 | 77,7 | 46,1 | 53,7 | 57,1 | 38,9 | 48,2 | 52,9 |

Продолжение таблицы 2

| Внутренний воздух | | Подшипниковые щиты | | Охлаждающий воздух в каналах | | |
|-------------------|------|--------------------|------|------------------------------|------|------|
| Номер датчика | | | | | | |
| 1 | 3 | 13 | 12 | 31 | 33 | 35 |
| 49,2 | 55,0 | 27,7 | 42,1 | 6,7 | 10,0 | 15,5 |
| 60,1 | 67,2 | 31,4 | 49,8 | 9,4 | 14,1 | 19,4 |
| 52,6 | 58,5 | 29,8 | 44,9 | 6,8 | 11,6 | 16,0 |

По данным экспериментального исследования построены тепловые характеристики - зависимости превышений температур элементов конструкции дви-

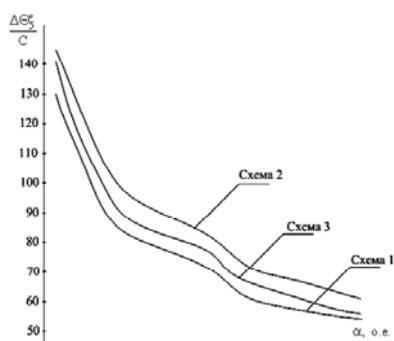


Рис. 5. Тепловая характеристика пазовой части обмотки статора $\Delta\Theta_5 = f(\alpha)$

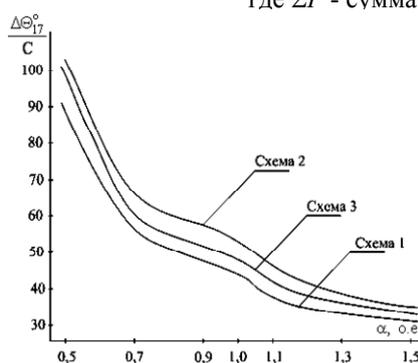


Рис. 6. Тепловая характеристика сердечника статора $\Delta\Theta_{17} = f(\alpha)$

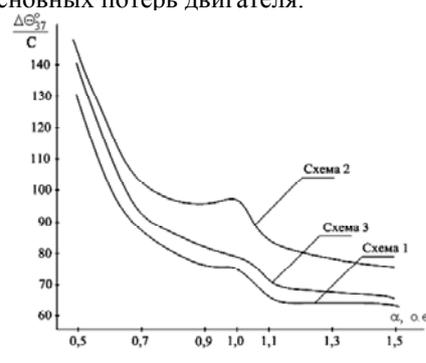


Рис. 7. Тепловая характеристика ротора $\Delta\Theta_{37} = f(\alpha)$

Установлено, что дополнительные электрические потери в статоре и роторе $P_{\text{эл1в}}$ и $P_{\text{эл2в}}$ составляют 94-96 % от $\Sigma P_{\text{допв}}$, при этом величины $P_{\text{эл1в}}$, $P_{\text{эл2в}}$ определяются спектром и амплитудами высших гармоник тока.

По результатам экспериментальных и расчетных исследований установлено, что учету по значимости потерь подлежат 5, 7, 11, 13 гармоники тока при пи-

тания от коэффициента регулирования α при трех режимах питания. Тепловые характеристики пазовой части обмотки статора, сердечника статора и обмотки ротора представлены на рис. 5-7.

Установлено, что при всех режимах питания с увеличением коэффициента регулирования α превышения температур существенно уменьшаются. Наибольшие перегревы отмечены при $\gamma = \alpha = 0,5$; $M = M_N$, так как при этом снижается максимальный момент и жесткость механической характеристики, поэтому $M = M_N$ может быть реализован при относительном скольжении гораздо большем, чем в номинальном режиме. Так, при питании по схеме 1 и $\gamma = \alpha = 1,0$; $M = M_N$ номинальное скольжение $s_N = 0,046$, при той же схеме питания, но $\gamma = \alpha = 0,5$; $M = M_N$ скольжение $s_N = 0,156$. Увеличение скольжения приводит к росту электрических потерь в статоре и роторе: при $\gamma = \alpha = 1,0$; $P_{\text{эл1}} = 298$ Вт; $P_{\text{эл2}} = 129$ Вт; при $\gamma = \alpha = 0,5$; $P_{\text{эл1}} = 470$ Вт; $P_{\text{эл2}} = 195$ Вт. По мере роста α при $\gamma = \alpha$, $M = M_N = \text{const}$ при всех режимах питания уменьшаются относительное скольжение и потери, а также повышается эффективность охлаждения за счет роста конвективных тепловых проводимостей элементов конструкции двигателя. При $\alpha \geq 1,0$ происходит смена закона регулирования с $M = M_N = \text{const}$ на $P = P_{2N} = \text{const}$, при этом момент двигателя, а значит и потери с ростом α уменьшаются, эффективность охлаждения продолжает расти, что приводит к дальнейшему уменьшению превышений температур.

Тепловые характеристики пазовой части обмотки статора и сердечника статора при питании по схемам 2 и 3 подобны тепловым характеристикам при питании по схеме 1, но проходят выше за счет дополнительных электрических и магнитных потерь от действия высших гармоник напряжения $\Sigma P_{\text{допв}}$. Расчетное исследование $\Sigma P_{\text{допв}}$ для исследуемого двигателя АИР90LB4 по методике [1] при питании по схеме 2 позволило получить зависимость $\Sigma P_{\text{допв}} = f(\alpha)$. В частности:

- $\alpha = 0,5$: $\Sigma P_{\text{допв}} = 70,6$ Вт или 9,8 % от ΣP ,
- $\alpha = 1,0$: $\Sigma P_{\text{допв}} = 120,8$ Вт или 20,3 % от ΣP ,
- $\alpha = 1,5$: $\Sigma P_{\text{допв}} = 73,1$ Вт или 13,5 % от ΣP ,

где ΣP - сумма основных потерь двигателя.

тания по схеме 2 и 5, 7 гармоники тока при питании по схеме 3. Например, для номинального режима $\gamma = \alpha = 1,0$; $M = M_N$, действующие значения высших гармоник в % к первой гармонике тока:

- схема 2:
 $I_5 = 34,7$ %, $I_7 = 17,7$ %, $I_{11} = 8,2$ %, $I_{13} = 5,9$ %;
- схема 3:
 $I_5 = 6,7$ %, $I_7 = 3,2$ %.

Отсюда следует, что $\Sigma P_{\text{доп}}$ на тепловое состояние двигателя при питании по схеме 3 существенно меньше, чем при питании по схеме 2. Потери в роторе $P_{\text{эл2}}$ составляют в среднем 60 % от $\Sigma P_{\text{доп}}$. Это обстоятельство существенно влияет на вид тепловой характеристики обмотки ротора при питании по схеме 2. При $\alpha = 1,0$, когда $\Sigma P_{\text{доп}}$ достигают максимума, на тепловой характеристике имеет место локальный максимум. При питании по схеме 3 тепловая характеристика обмотки ротора по форме подобна характеристике при питании по схеме 1, т.е. монотонна. Отметим также, что тепловые характеристики пазовой части обмотки статора и сердечника статора при всех схемах питания во всем диапазоне изменения α монотонны, что свидетельствует о меньшем влиянии $\Sigma P_{\text{доп}}$ на нагрев этих элементов конструкции в сравнении с ротором [4].

Показательными с точки зрения влияния схемы источника питания на тепловое состояние двигателя являются разности превышений температур при базовом режиме, т.е. питание двигателя по схеме 1 и режимах питания по схемам 2 и 3.

Для значений $\alpha = 0,5; 1,0; 1,5$ в табл. 3 приведены разности превышений температур при питании по схемам 2 и 1, обозначенные $\Delta\Theta_{2-1}^{\circ}$ и при питании по схемам 3 и 1, обозначенные $\Delta\Theta_{3-1}^{\circ}$ для пазовой части обмотки статора, сердечника статора и обмотки ротора (термодатчики 5, 17, 37).

Таблица 3

| α | Термодатчик 5 | | Термодатчик 17 | | Термодатчик 37 | |
|----------|------------------------------|------------------------------|------------------------------|------------------------------|------------------------------|------------------------------|
| | $\Delta\Theta_{2-1}^{\circ}$ | $\Delta\Theta_{3-1}^{\circ}$ | $\Delta\Theta_{2-1}^{\circ}$ | $\Delta\Theta_{3-1}^{\circ}$ | $\Delta\Theta_{2-1}^{\circ}$ | $\Delta\Theta_{3-1}^{\circ}$ |
| 0,5 | 16,2 | 11,4 | 11,6 | 9,2 | 15,8 | 10,4 |
| 1,0 | 12,4 | 6,5 | 6,8 | 3,6 | 22,4 | 4,5 |
| 1,5 | 7,0 | 0,9 | 4,1 | 1,3 | 11,8 | 1,5 |

Из данных табл. 3 следует:

- степень влияния схемы источника питания зависит от области диапазона регулирования частоты вращения и от условий закона регулирования, т.е. $M = \text{const}$ или $P_{2N} = \text{const}$;

- во всем диапазоне регулирования частоты вращения и при всех рассматриваемых законах регулирования степень влияния на тепловое состояние двигателя при схеме 2 существенно больше, чем при схеме 3.

Для рассматриваемых элементов конструкции двигателя также оценим степень влияния схемы источника питания соотношениями:

$$\Delta_{2-1}\% = \frac{\Delta\Theta_{2-1}^{\circ}}{\Delta\Theta_1^{\circ}} \cdot 100\% ; \Delta_{3-1}\% = \frac{\Delta\Theta_{3-1}^{\circ}}{\Delta\Theta_1^{\circ}} \cdot 100\% ,$$

где $\Delta\Theta_1^{\circ}$ - превышение температуры элемента конструкции при питании по схеме 1.

Результаты приведены в табл. 4.

Таблица 4

| α | Термодатчик 5 | | Термодатчик 17 | | Термодатчик 37 | |
|----------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|
| | $\Delta_{2-1}\%$ | $\Delta_{3-1}\%$ | $\Delta_{2-1}\%$ | $\Delta_{3-1}\%$ | $\Delta_{2-1}\%$ | $\Delta_{3-1}\%$ |
| 0,5 | 12,4 | 8,8 | 12,7 | 10,1 | 12,0 | 7,9 |
| 1,0 | 17,1 | 7,9 | 15,2 | 8,1 | 29,7 | 6,0 |
| 1,5 | 12,8 | 1,6 | 13,2 | 4,2 | 18,4 | 2,3 |

Из данных табл. 4 следует:

- наиболее существенно влияние схемы источника питания при схеме 2 и $\alpha = 1,0$, когда $\Sigma P_{\text{доп}}$ достигает максимума. При этом для всех рассматриваемых элементов конструкции зависимости $\Delta_{2-1}\% = f(\alpha)$ имеют явно выраженные максимумы в области $\alpha = 1,0$;

- значения $\Delta_{2-1}\%$ для пазовой части обмотки статора и сердечника статора составляют во всем диапазоне регулирования 12-17 %, для обмотки ротора зна-

чения $\Delta_{2-1}\%$ значительно больше и достигают 29 %. Как отмечалось ранее, это связано с влиянием $P_{\text{эл2}}$;

- при питании по схеме 3, значения $\Delta_{3-1}\%$ во всем диапазоне регулирования значительно меньше, чем $\Delta_{2-1}\%$. Характерно резкое в 2,5-4 раза уменьшение $\Delta_{3-1}\%$ в верхней части диапазона регулирования, что свидетельствует о таком же изменении $\Sigma P_{\text{доп}}$ при питании по схеме 3. В отличие от $\Delta_{2-1}\% = f(\alpha)$ зависимости $\Delta_{3-1}\% = f(\alpha)$ во всем диапазоне регулирования монотонны.

ВЫВОДЫ

Проведенные экспериментальные исследования позволили оценить влияние схемы источника питания на тепловое состояние асинхронного частотно-управляемого двигателя.

При питании от автономного инвертора напряжения и ступенчатой форме подводимого к двигателю напряжения превышения температур элементов конструкции двигателя возрастают в сравнении с режимом питания синусоидальным напряжением на 15-30 %.

При питании от преобразователя частоты и прямоугольной форме подводимого напряжения с широтно-импульсной модуляцией по синусоидальному закону – на 2-10 %.

Это обстоятельство необходимо учитывать при определении допустимой по условиям нагрева мощности двигателя во всем диапазоне регулирования частоты вращения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Осташевский Н.А., [Иваненко В.Н.], Петренко А.Н. Потери в частотно-управляемом асинхронном двигателе при различных законах регулирования и типах преобразователей // Электротехника и электромеханика. – 2009. - № 3. - С. 37-41.
2. Радин В.И., Брускин А.Э., Зорохович А.Е. Электрические машины. Асинхронные машины. – М.: Высшая Школа, 1988. – 324 с.
3. Петрушин В.С. Асинхронные двигатели в регулируемом электроприводе. – Одесса: Наука и техника, 2006. – 320 с.
4. Осташевский Н.А., Петренко А.Н. Исследование теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя при изменении нагрузки // Электротехника и электромеханика. – 2010. - № 3. - с. 23-27.

Поступила 22.09.2010

Петренко Александр Николаевич,
начальник расчетного отдела
АО "СКБ Укрэлектромаш"
61050, Харьков, ул.Искринская, 37

A.N. Petrenko

Experimental investigation of a frequency-controlled induction motor heating under different power sources.

The paper considers a problem of experimental investigation of a frequency-controlled induction motor thermal condition under different power sources. Three supply circuits are chosen for the experimental investigation. The investigations are conducted with an ANV90LB4 motor in which ST-1-19 thermistors are installed. Action of every supply circuit on the motor thermal condition is estimated.

Key words – frequency-controlled induction motor, thermal condition, supply circuit, experimental investigation.

УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ ЦЕПНО-ПОЛЕВАЯ МОДЕЛЬ ВЕНТИЛЬНО-РЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Запропоновано коло-польову математичну модель високого ступеню деталізації для дослідження режимів роботи вентильно-реактивного двигуна, яка на кожному кроці інтегрування враховує сумісну дію усіх фаз електродвигуна на розподіл магнітного поля і дозволяє підвищити точність розрахунку електромагнітних процесів в електродвигуні.

Предложена цепно-полевая математическая модель высокой степени детализации для исследования режимов работы вентильно-реактивного двигателя, которая на каждом шаге интегрирования учитывает совместное действие всех фаз двигателя на распределение магнитного поля и позволяет повысить точность расчета электромагнитных процессов в электродвигателе.

Конструктивно вентильно-реактивный двигатель (ВРД) представляет собой электромеханотронную систему [1], состоящую из электромеханического преобразователя (ЭМП) и электронной системы управления (СУ), которая осуществляет попеременное подключение фаз ЭМП к источнику постоянного тока (ИП) посредством сигналов с датчика углового положения ротора (ДПР) (рис. 1).

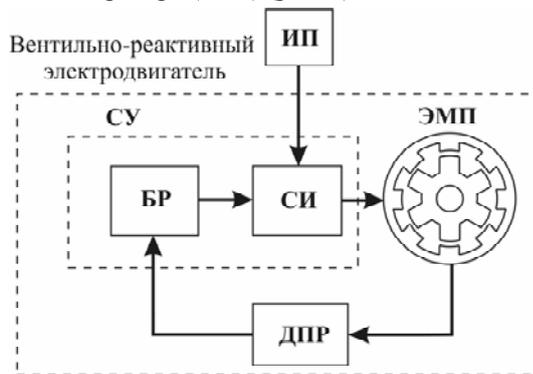


Рис. 1. Функциональная схема вентильно-реактивного двигателя

При исследованиях ВРД вводится предположение, что фазы ЭМП магнитно не связаны друг с другом, т.е. их участие в создании магнитного поля рассматривается отдельно [1, 2]. Такое допущение позволяет применять принцип суперпозиции при расчете результирующего электромагнитного момента от всех активных фаз двигателя, что в полной мере не соответствует физике протекающих процессов [3-5]. Поэтому актуальным является совершенствование цепно-полевой математической модели ВРД [2] в направлении учета совместного действия фаз. Для решения этой задачи расчет магнитного поля численным методом должен выполняться на каждом шаге интегрирования, что позволит рассматривать магнитное поле ЭМП без упрощающих допущений о характере его распределения.

Математическая модель ЭМП для одной его фазы содержит уравнение электрического равновесия и уравнение движения:

$$\begin{cases} u_{\phi} = i_{\phi} \cdot R_{\phi} + \frac{d\Psi_{\phi}}{dt}, \\ M_{\phi} = M_c + J \frac{d\omega}{dt}, \end{cases} \quad (1)$$

где u_{ϕ} , R_{ϕ} , Ψ_{ϕ} , i_{ϕ} , M_{ϕ} – напряжение, активное сопротивление, потокосцепление, ток и электромагнитный момент фазы соответственно; M_c – момент нагрузки; J – момент инерции ротора ЭМП; ω – угловая частота вращения ротора ЭМП; t – время.

Для решения системы (1) необходимо определить следующие зависимости:

$$\begin{cases} \Psi_{\phi} = f(\Theta, i_{\phi}), \\ M_{\phi} = f(\Theta, i_{\phi}), \end{cases} \quad (2)$$

где Θ – угловое положение ротора.

Расчет магнитного поля ЭМП для получения зависимостей (2) целесообразно выполнять в программе FEMM [6], а решение системы (1) – в программном пакете MATLAB. Для связи этих двух программных пакетов используется программа OctaveFemm, которая представляет собой набор команд, позволяющий непосредственно с помощью языка программирования m -функций программного пакета MatLab осуществлять переход к языку программирования скриптов LUA программы Femm. Каждая команда в OctaveFemm является m -файлом-скриптом в MatLab.

Для построения модели ВРД в программном пакете MatLab авторами разработан файл-скрипт с использованием команд OctaveFemm, позволяющий на каждом шаге расчета управлять и обмениваться данными с полевой математической моделью. Реализованная таким образом модель ВРД учитывает совместное действие фаз и не требует применения принципа суперпозиции при определении электромагнитного момента.

Для решения первого уравнения системы (1) представим его в виде:

$$u_{\phi} = i_{\phi} \cdot R_{\phi} + (L_d + L_{пр}) \cdot \frac{di_{\phi}}{dt} + \omega \cdot \frac{\partial \Psi_{\phi}}{\partial \Theta}, \quad (3)$$

где L_d – дифференциальная индуктивность фазы ЭМП; $L_{пр}$ – индуктивность соединительных проводов.

В (3) составляющая $\omega \cdot \frac{\partial \Psi_{\phi}}{\partial \Theta}$ – ЭДС вращения E

и схема алгоритма решения уравнения будет выглядеть так, как показано на рис. 2.

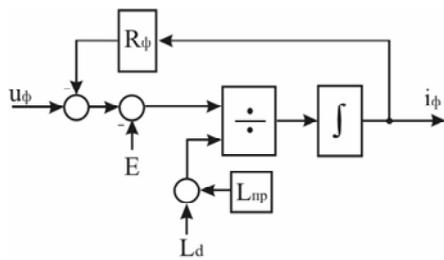


Рис. 2. Схема алгоритма решения уравнения электрического равновесия фазы ЭМП

С учетом того, что в результате полевого расчета можно получить потокосцепление фазы, дифференциальную индуктивность в конечных приращениях определим как:

$$L_d = \frac{\Psi_\phi - \Psi_{\phi-1}}{i_\phi - i_{\phi-1}} = \frac{\Delta\Psi_\phi}{\Delta i_\phi},$$

где Ψ_ϕ , i_ϕ – потокосцепление и ток фазы на текущем шаге расчета; $\Psi_{\phi-1}$, $i_{\phi-1}$ – потокосцепление и ток фазы на предыдущем шаге расчета модели.

ЭДС вращения E через изменение потокосцепления, полученного в результате перемещения ротора, можно также представить в конечных приращениях:

$$E = \omega \cdot \frac{\Psi_\phi - \Psi_{\phi-1}}{\Theta - \Theta_{-1}} = \omega \cdot \frac{\Delta\Psi_\phi}{\Delta\Theta},$$

где Θ_{-1} – угловое положение ротора ЭМП на предыдущем шаге расчета модели.

Учитывая приведенные выше выражения для расчета ЭДС вращения и дифференциальной индуктивности фазы, структурная схема математической модели четырехфазного ВРД будет содержать четыре блока, описывающие уравнения электрического равновесия фаз и иметь вид, как показано на рис. 3.

С помощью разработанной модели выполнен ряд расчетов четырехфазного ВРД (рис. 4), основные технические данные которого занесены в табл. 1.

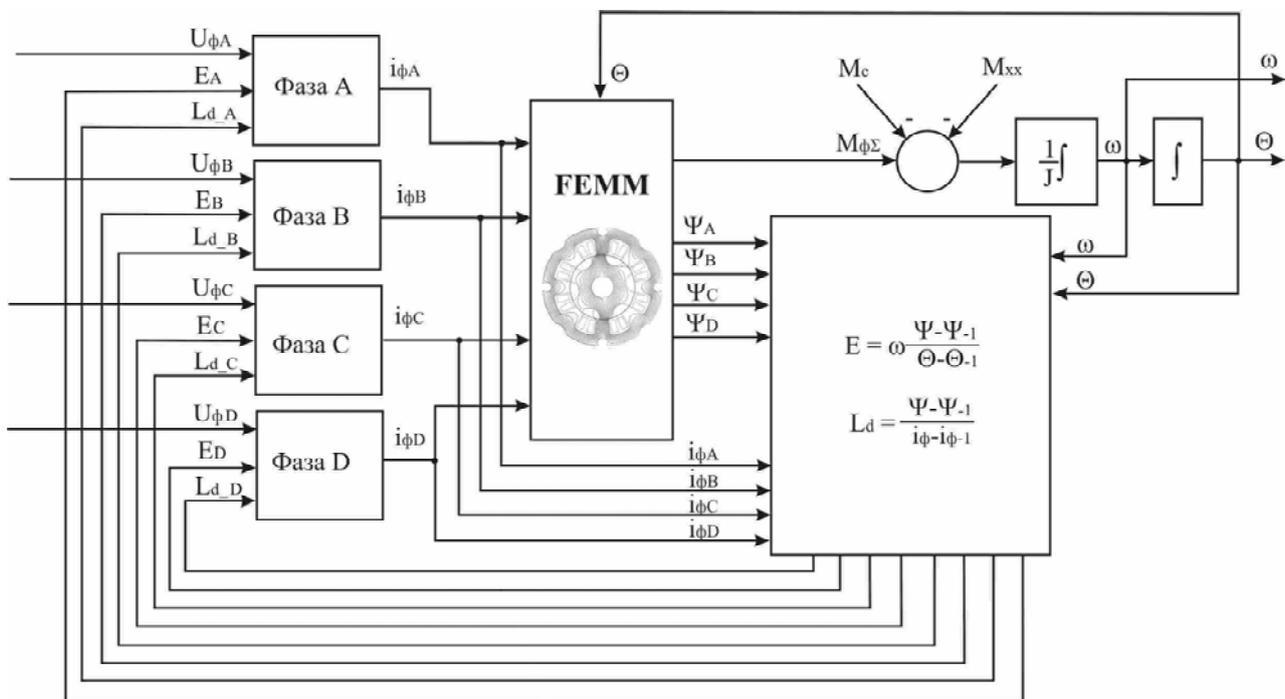


Рис. 3. Структурная схема математической модели ВРД с возможностью проведения полевого расчета на каждом шаге расчета модели

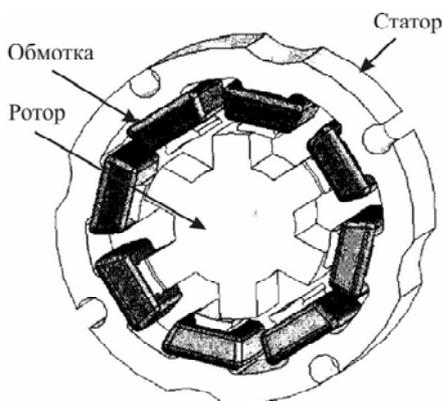


Рис. 4. Конструкция исследуемого четырехфазного электромеханического преобразователя

Таблица 1

Основные технические данные исследуемого ВРД

| | |
|---|------|
| Напряжение питания, В | 24 |
| Количество полюсов статора | 8 |
| Количество полюсов ротора | 6 |
| Номинальный вращающий момент, Нм | 0,05 |
| Внешний диаметр статора, мм | 53 |
| Активная длина статора, мм | 28 |
| Воздушный зазор, мм | 0,15 |
| Число витков фазы | 60 |
| Активное сопротивление фазы при 20 °С, Ом | 0,31 |

Как пример, на рис. 5 приведено сравнение фазных ЭДС, полученных при моделировании ВРД на "естественной" механической характеристике и при экспериментальном исследовании. Экспериментальные осциллограммы фазных ЭДС получены с использованием цифрового осциллографа GDS-840S фирмы Instek.

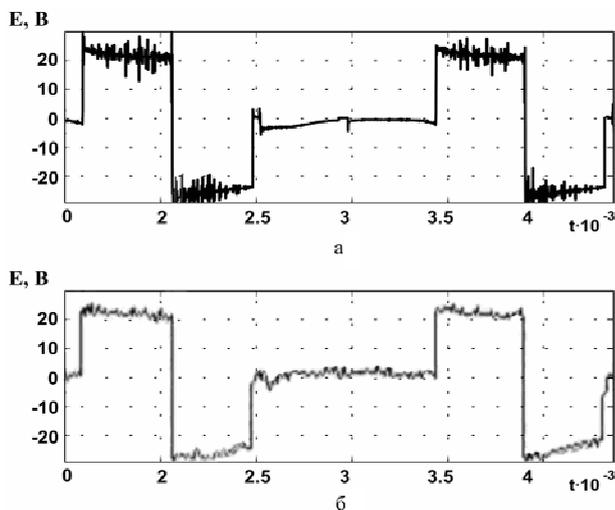


Рис. 5. Фазные ЭДС при работе ВРД на "естественной" механической характеристике: а – расчет, б – эксперимент

Из рис. 5 видно, что расчетная и экспериментальная ЭДС практически совпадают как качественно, так и количественно. Это позволяет рекомендовать усовершенствованную цепно-полевую модель для анализа с высокой степенью точности электромеханических свойств и характеристик ВРД.

В тоже время возможности современной вычислительной техники не позволяют широко использовать модели, в которых магнитное поле рассчитывается на каждом шаге интегрирования, из-за большого времени расчета. Однако, учитывая стремительный рост производительности вычислительных машин, моделирование динамических режимов работы с решением полевой задачи на каждом шаге интегрирования в ближайшее время может стать эффективным инструментом для изучения поведения электромеханических систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ткачук В. Электромеханотроніка: Підручник. – Львів: Видавництво Національного університету "Львівська політехніка". 2006. – 440 с.
2. Радимов И.Н., Рымша В.В., Малеванный О.Е. Моделирование режимов работы вентильного индукторного двигателя // Электротехника і електромеханіка. – 2002. – №2. – С. 60-64.
3. Han-Kyung Bae Control of Switched Reluctance Motors Considering Mutual Inductance / Han-Kyung Bae – Blacksburg: Virginia Polytechnic Institute, 2000. – 152 p.
4. Assessment of the influences of the mutual inductances on switched reluctance motors performance / P.P. De Paula, W.M. Da Silva, J.R. Cardoso, [and others] // IEEE Trans. on Industry Applications. – 2003. – vol. 2, № 3. – P. 1732-1738.
5. Гулый М.В. Особенности работы вентильно-реактивного электродвигателя с силовым мостом Миллера / М.В. Гулый // Вісник НТУ "ХПИ". Тематичний випуск: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – 2008. – № 45. – С. 59-65.
6. David Meeker Finite element method magnetics version 4.2: [Электронный ресурс] / Meeker David // User's manual. – 2007. – 155 p. – Режим доступа к руководству: www.femm.info/archives/doc/manual42.pdf.

Поступила 23.06.2010

Рымша Виталий Викторович, д.т.н., проф.

Радимов Игорь Николаевич, к.т.н., доц.

Гулый Михаил Викторович, к.т.н.

Кравченко Петр Алексеевич

Одесский национальный политехнический университет

кафедра электрических машин

65044, Украина, Одесса, пр. Шевченко, 1

тел. (048) 738-58-55, e-mail: rimsha@ukrainemotors.com

V.V. Rymsha, I.N. Radimov, M.V. Gulyy, P.A. Kravchenko

An advanced chain-field model of a switched reluctance motor.

A highly-elaborated chain-field mathematical model is developed for investigation of switched reluctance motor (SRM) operating conditions, the model taking into consideration combined action of all the motor phases on magnetic field distribution at every integration step and allowing increase in accuracy of the SRM electromagnetic processes computation.

Key words – switched reluctance motor, elaborated chain-field model, finite element method.

К ВОПРОСУ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА РЕАКТИВНОГО ИНДУКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ С АКСИАЛЬНЫМ МАГНИТНЫМ ПОТОКОМ

Приведено математичну модель для визначення електромагнітного моменту індукторного реактивного двигуна з аксіальним магнітним потоком. Особливістю моделі є знаходження моменту шляхом інтеграції закону зміни магнітної провідності.

Приведена математическая модель для определения электромагнитного момента индукторного реактивного двигателя с аксиальным магнитным потоком. Особенностью модели является нахождение момента путем интеграции закона изменения магнитной проводимости.

ВВЕДЕНИЕ

Как известно, для «традиционных» электрических машин – постоянного тока, синхронных и асинхронных – вопрос проектирования в настоящее время сводится к следующему: по заданной мощности и частоте вращения выбирают основные геометрические параметры и электромагнитные нагрузки. Затем, используя апробированные математические модели, путём перебора определяют остальные геометрические и электрофизические параметры, которые обеспечивают требуемые рабочие и энергетические характеристики устройств. Такой подход к проектированию основан на большом опыте построения и их длительной эксплуатации, углубленных теоретических и экспериментальных исследованиях процессов, происходящих в электрических машинах.

Теория проектирования индукторных машин, к которым относятся реактивный индукторный двигатель с аксиальным магнитным потоком, находится в стадии становления. Многочисленные публикации носят, как правило, теоретический характер, не дают полной уверенности в справедливости полученного результата [1]. В такой ситуации представляется целесообразным искать новые подходы к решению задачи синтеза индукторных машин.

Задача синтеза устройства может быть решена несколькими путями. Первый путь – это анализ (аналитический либо численный) всех возможных вариантов с последующим выбором требуемого или наиболее подходящего варианта. Однако такой подход требует больших временных затрат и ресурсов.

Вторым путём решение задач синтеза является оптимальное проектирование. В этом случае также решаются задачи анализа, но параметры задачи анализа на последующем шаге итерационного процесса однозначно определяются результатами решения задачи анализа на предыдущем шаге. Закон изменения параметров при переходе от одной итерации к другой заложен в оптимизационном методе. Критерием нахождения оптимального варианта является способность синтезируемого устройства удовлетворять функциональным требованиям с заранее установленными показателями или закономерностями.

Исходя из вышесказанного, задача синтеза реактивного индукторного двигателя с аксиальным магнитным потоком может быть сформулирована таким образом: необходимо создать устройство с заданными рабочими характеристиками (показателями) за счёт нахождения наилучшего сочетания конкретных геометрических и электромагнитных параметров устрой-

ства путём использованием процедуры оптимального проектирования.

Цель работы: разработать модель определения электромагнитного момента и магнитного напряжения индукторного двигателя с аксиальным магнитным потоком, которую можно использовать в качестве задачи анализа при оптимальном проектировании

МАТЕРИАЛ ИССЛЕДОВАНИЙ

Мгновенное значение электромагнитного момента электрической машины может быть найдено из соотношения [2]

$$M = \frac{\partial W'}{\partial \gamma} \Big|_{i=\text{const}} \quad (1)$$

где $\partial W'$ – изменение коэнергии системы, обусловленное изменением координаты ротора $\partial \gamma$, i – токи в обмотках.

Применительно к индукторным машинам в [3] электромагнитный момент M_z , реализуемый на участке зубцового деления, предложено выражать через производную от коэнергии W' зубцовой зоны на участке зубцового деления при условии постоянства магнитного напряжения $U_{\delta z}$ зубцового слоя (рис. 1):

$$M_z = \frac{\partial W'_z}{\partial \gamma} \Big|_{U_{\delta z}=\text{const}} \quad (2)$$

С учётом того, что зубцовая зона фазы АИД образована $2Z$ зубцовыми делениями, выражение для мгновенного значения электромагнитного момента фазы АИД имеет вид

$$M = 2Z \frac{\partial W'_z}{\partial \gamma} \Big|_{U_{\delta z}=\text{const}} \quad (3)$$

Здесь Z – число зубцов статора (ротора) по одну сторону фазного блока.

Суммарный момент на валу (в мгновенных значениях) равен

$$M_{\text{дв}}(i, \gamma) = \sum_{k=1}^m M_{\text{фк}}(i, \gamma) \quad (4)$$

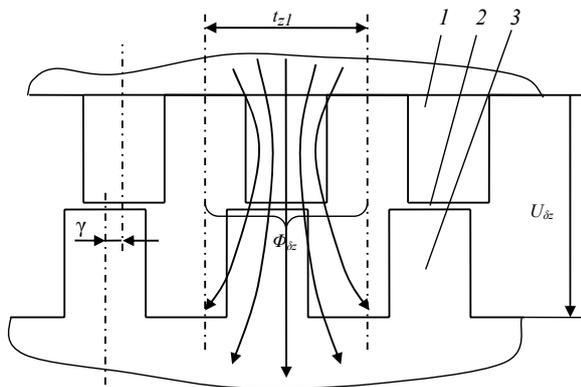


Рис. 1 Зубцовый слой двигателя 1 – зубец статора, 2 – воздушный зазор, 3 – зубец ротора, t_{z1} – зубцовое деление статора, γ – смещение ротора относительно статора, $U_{\delta z}$ – магнитное напряжение, приложенное к зубцовому слою, $\Phi_{\delta z}$ – магнитный поток на участке зубцового деления

Средний момент двигателя определяется по выражению

$$M_{\text{дв ср}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} M_{\text{дв}}(i, \gamma) d\gamma = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\sum_{k=1}^m M_{\text{фк}}(i, \gamma) \right) d\gamma \quad (4)$$

С учётом того, что

$$\int_0^{2\pi} \left(\sum_{k=1}^m M_{\text{фк}}(i, \gamma) \right) d\gamma = \sum_{k=1}^m \left(\int_0^{2\pi} M_{\text{фк}}(i, \gamma) d\gamma \right)$$

и что среднее значение момента фазы вычисляется по выражению

$$M_{\text{ф ср}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} M_{\text{ф}}(i, \gamma) d\gamma, \quad (5)$$

выражение (2.4) примет вид

$$M_{\text{дв ср}} = \sum_{k=1}^m M_{\text{ф ср } k}. \quad (6)$$

Приняв допущение о том, что нарастание и спад тока происходят мгновенно, интервал работы фазы составляет $\Delta\gamma$ радиан по геометрическому углу поворота ротора и момент не изменяется по величине на протяжении интервала $\Delta\gamma$ и равен M_m , вычислим средний момент фазы по выражению (5):

$$M_{\text{ф ср}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} M_{\text{ф}}(i, \gamma) d\gamma = \frac{1}{\left(\frac{2\pi}{Z}\right)} \int_0^{\frac{2\pi}{Z}} M_m d\gamma = \frac{Z}{2\pi} \left(\int_0^{\Delta\gamma} M_m d\gamma + \int_{\frac{2\pi}{Z}-\Delta\gamma}^{\frac{2\pi}{Z}} 0 d\gamma \right) = \frac{Z \cdot M_m \cdot \Delta\gamma}{2\pi} \quad (7)$$

С учётом выражения (3) можно записать

$$M_m = 2Z \frac{\partial W'_z}{\partial \gamma}, \quad (8)$$

откуда

$$W'_z = \frac{M_m}{2Z} \gamma. \quad (9)$$

Тогда приращение коэнергии на участке зубцового деления на интервале $\Delta\gamma$ составит

$$\Delta W'_z = \frac{M_m \cdot \Delta\gamma}{2Z}. \quad (10)$$

Подставляя произведение $M_m \cdot \Delta\gamma$ из (10) в (7) находим, что средний момент фазы равен

$$M_{\text{ф ср}} = \frac{Z^2 \cdot \Delta W'_z}{\pi} \quad (21)$$

и, соответственно, средний момент двигателя вычисляется по выражению

$$M_{\text{дв ср}} = \frac{m \cdot Z^2 \cdot \Delta W'_z}{\pi}. \quad (12)$$

Очевидно, что наибольшее приращение коэнергии $\Delta W'_z$ будет иметь место в случае, когда подключение фазы к источнику питания будет происходить при рассогласованном положении зубцов, а отключение – при согласованном. Это соответствует углу поворота π/Z . В этом случае приращение коэнергии равно площади криволинейной фигуры, ограниченной кривыми 1 и 2 (заштрихованная область на рис. 2):

$$\Delta W'_z = S^{(a)} - S^{(u)}, \quad (13)$$

где

$$S^{(a)} = \int_0^{U_a} \Phi^{(a)}(U) dU, \quad (14)$$

$$S^{(u)} = \int_0^{U_a} \Phi^{(u)}(U) dU, \quad (15)$$

В этих выражениях $\Phi^{(a)}(U)$ – вебер-амперная характеристика (ВАХ) зубцового слоя в согласованном положении, $\Phi^{(u)}(U)$ – ВАХ зубцового слоя в рассогласованном положении.

Представим зависимость $\Phi(U)$ в виде

$$\Phi = g(U) \cdot U, \quad (16)$$

где $g(U)$ – магнитная проводимость зубцового слоя, U – магнитное напряжение.

Тогда выражения (2.14) и (2.15) примут вид

$$S^{(a)} = \int_0^{U_a} [g_a(U)U] dU, \quad (17)$$

$$S^{(u)} = \int_0^{U_a} [g_u(U)U] dU. \quad (18)$$

Здесь g_a – проводимость магнитной цепи в согласованном положении, g_u – проводимость магнитной цепи в рассогласованном положении.

Таким образом, задача определения среднего момента двигателя сводится к определению закона изменения магнитной проводимости зубцового слоя от магнитного напряжения для согласованного и рассогласованного положений.

Магнитная проводимость может быть определена следующими способами:

– по результатам расчета магнитного поля зубцового слоя в целом численными методами;

– на основании схемы замещения магнитной цепи, магнитные проводимости элементов которой определены на основании упрощенных аналитических ме-

тодов расчета магнитного поля по геометрическим размерам и свойствам материалов магнитопровода; – путём совмещения первых двух подходов, когда магнитные проводимости части элементов схемы замещения определены по результатам расчета магнитного поля численными методами, а части – упрощенными аналитическими.

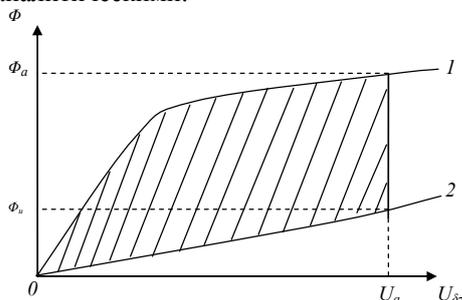


Рис. 2 Энергетическая диаграмма зубцового слоя 1 – вебер-амперная характеристика системы при согласованном положении; 2 – вебер-амперная характеристика при рассогласованном положении; Φ_a – магнитный поток зубца при согласованном положении зубцов и насыщенной магнитной системе; Φ_u – магнитный поток зубца при рассогласованном положении зубцов; U_a – магнитное напряжение зубцового слоя, соответствующее номинальной магнитодвижущей силе фазной катушки

Поскольку геометрические размеры зубцового слоя определяются многими параметрами, определение магнитной проводимости зубцового слоя или его элементов по результатам решения серии полевых задач представляется нецелесообразным исходя из затрат требуемого для этого времени. В связи с этим, нами принят второй подход, где магнитная проводимость зубцов статора и ротора строятся по их геометрическим размерам и кривой намагничивания материала, а магнитная проводимость воздушного зазора определяется по результатам расчёта коэффициента проводимости воздушного зазора по методу Поля [5].

Для согласованного положения, при котором индукция в частях магнитопровода превышает индукцию насыщения стали магнитопровода, схема замещения магнитной цепи будет содержать три элемента (рис. 3а). Для рассогласованного положения в виду с низкими индукциями можно положить проводимости зубцов равными бесконечности и в схеме замещения оставить только магнитную проводимость воздушного зазора (рис. 3б).

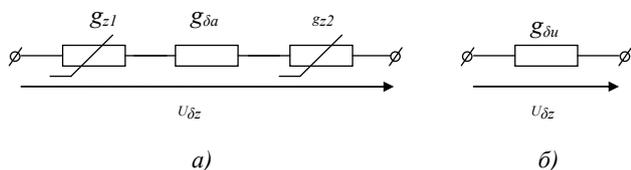


Рис. 3 Схема замещения зубцового слоя а – для согласованного положения б – для рассогласованного положения g_{z1} – нелинейную проводимость зубца статора $g_{\delta a}$ – линейную проводимость воздушного зазора в согласованном положении g_{z2} – нелинейную проводимость зубца ротора $g_{\delta u}$ – линейная проводимость воздушного зазора в рассогласованном положении.

Тогда геометрические размеры зубцового слоя, через которые определяются вышеуказанные магнитные проводимости, и магнитная индукция в воздушном зазоре в согласованном положении будут служить параметрами, от которых зависит электромагнитный момент. Поиск оптимального сочетания этих размеров может быть сформулирован в виде задачи оптимизации АИД.

ВЫВОДЫ

Разработана математическая модель для определения электромагнитного момента индукторного реактивного двигателя с аксиальным магнитным потоком. Особенностью модели является нахождение момента путём интегрирования закона изменения магнитной проводимости.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ильинский Н.Ф. Проектирование вентильно-индукторных машин общепромышленного назначения [Текст] / Ильинский Н.Ф., Штайнбрунн Й., Прудникова Ю.И. // Вестник МЭИ, – №1, 2004, с. 37 – 43.
2. Иванов-Смоленский А.В., Абрамкин Ю.В., Власов А.И. и др. Универсальный метод расчета электромагнитных процессов в электрических машинах / Под ред. А.В. Иванова-Смоленского. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 213 с.
3. Птах, Г. К. Развитие методов расчёта электромагнитных процессов в электромеханических системах с индукторными машинами [Текст] : Монография / Г.К. Птах. – Юж.-Рос. гос. техн. ун-т. Новочеркасск : Ред. журн. «Изв. вузов. Электромеханика», 2003. – с. 232
4. Ткачук, В.І. Електромеханотроніка [Текст] : Підручник / В Ткачук – Львів: Видавництво Національного університету «Львівська політехніка», 2006. – с. 440.

Поступила 30.09.2010

Рябов Евгений Сергеевич,
Любарский Борис Григорьевич, к.т.н., доцент,
Зюзин Дмитрий Юрьевич, к.т.н.
Национальный технический университет
“Харьковский политехнический институт”
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ “ХПИ”,
кафедра электрического транспорта и тепловозостроения
тел. (057) 707-65-30, E-mail: lboris@kpi.kharkov.ua

Емельянов Вадим Леонидович
Национальный технический университет
“Харьковский политехнический институт”
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ “ХПИ”,
кафедра электрических аппаратов
тел. (057) 707-68-64, E-mail: evl@kpi.kharkov.ua

E.S. Rjabov, B.G. Lubarskiy, D.Ju.Zjuzin, V.L. Emeljanov
To question of determination of electromagnetic moment of inductor ramjet with axial magnetic flux.

A mathematical model is resulted for the decision of electromagnetic moment of inductor motor with the axial magnetic flow. Of model finding is a feature of moment by integration of law of change of magnetic conductivity.

Key words – mathematical model, electromagnetic moment, inductor motor, axial magnetic flow.

СТРУКТУРНО-СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ ГИБРИДНЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ ВНУТРИРОДОВОГО УРОВНЯ

Аналізуються принципи структурної організації гібридних електромеханічних об'єктів внутрішньородового рівня. Розглянуто генетичні моделі спрямованого синтезу електромеханічних структур гібридного типу. Визначені класифікаційний статус і кількісний склад генетично допустимих класів гібридних структур. Наведено фрагмент генетичного банку даних структурного потенціалу гібридних об'єктів.

Анализируются принципы структурной организации гибридных электромеханических объектов внутривидового уровня. Рассматриваются генетические модели направленного синтеза электромеханических структур гибридного типа. Определены классификационный статус и количественный состав генетически допустимых классов гибридных структур. Приводится фрагмент генетического банка данных структурного потенциала гибридных объектов.

ВВЕДЕНИЕ

Объекты и системы гибридного типа представляют один из наиболее распространенных и интенсивно развивающихся классов электромеханических преобразователей энергии (ЭМПЭ), широко используемых в технических системах и технологических комплексах различного функционального назначения. Несмотря на достаточно длительную эволюцию и широкое распространение гибридных электромеханических объектов (ЭМ-объектов), теоретические обобщения, касающиеся определения принципов структурообразования, источников разнообразия и видовой структуры исследуемого класса, в научно-технической литературе, до последнего времени, отсутствовали.

Подобные ситуации, характеризующиеся не способностью классической теории осуществлять постановку и решение новых системных задач, возникающих в процессе эволюции научного познания, в технических науках возникают довольно часто. С точки зрения сциентологии, факт наличия такого несоответствия, является прямым следствием первой теоремы Гёделя о неполноте.

Устранение возникшего несоответствия (согласно второй теореме Гёделя) возможно при условии появления научной парадигмы более высокого уровня обобщения. В структурной электромеханике такой теоретической парадигмой стала теория генетической эволюции электромеханических систем [1], в рамках которой впервые была научно обоснована возможность постановки и последующего решения задач структурно-системного анализа произвольных функциональных классов ЭМ-объектов с возможностью структурного предвидения генетически допустимых разновидностей структур.

По результатам предыдущих исследований [1, 2] авторами научно доказано, что гибридные ЭМ-объекты имеют многоуровневую упорядоченную структуру, подчиняющуюся фундаментальным принципам генетически организованных систем. Формой представления принципов сохранения, интегрального периодического закона и генетических кодов первичных электромагнитных элементов, является периодическая структура генетической классификации (ГК) первичных источников электромагнитного поля, обладающая статусом естественной классификации.

Познание генетических принципов структурной организации ЭМ-систем – ключ к понятию сложности, решению проблемы систематизации знаний, структурного предвидения и инновационного синтеза систем по заданной функции цели. Решение указанных задач относится к прерогативе новых научных направлений "Генетическая электромеханика" и "Генетическое предвидение" [3, 4]. Поэтому научное

обоснование генетических принципов структурной организации и закономерностей развития видообразия гибридных ЭМПЭ, представляет собой актуальное направления фундаментальных исследований генетической и структурной электромеханики.

ПРИНЦИПЫ СТРУКТУРНОЙ ОРГАНИЗАЦИИ ГИБРИДНЫХ ОБЪЕКТОВ

В основе синтеза гибридных ЭМ-структур лежит общесистемный генетический принцип межвидового скрещивания электромагнитных хромосом, имеющих различия в генетической информации [2]. Принцип скрещивания, совместно с принципами репликации, инверсии, кроссинговера и мутации, определяет границы генотипической изменчивости структурного видообразия объектов-потомков. Но в отличие от первых четырех, механизм скрещивания предусматривает возможность образования гибридных структур на межвидовом, межродовом системном и межсистемном уровнях структурной организации ЭМПЭ, включая возможность образования сложных совмещенных ЭМ-систем, включающих подсистемы другой генетической природы (механические гидравлические, электронные, биологические и др.).

Категория Рода объединяет геометрически родственные виды ЭМПЭ, которые на генетическом уровне представлены первичными элементами соответствующих малых периодов ГК [1, 5]. Генетическое родство по признаку пространственной геометрии, удовлетворяет требованию пространственного совмещения исходных электромагнитных структур, что объясняет широкое разнообразие внутривидовых гибридов, наблюдаемое на различных уровнях структурной организации ЭМПЭ.

Между элементарным базисом (структура ГК) и таксономическими категориями (Вид, Род) существует детерминированная взаимосвязь, которая определяется логической последовательностью следующих уровней: "первичные источники поля малого периода" → "геометрический класс ЭМ-объектов" → "геометрически подобные Виды" → "Род". В терминах генетической теории структурообразования первичные источники поля выполняют функцию родительских электромагнитных хромосом, наделенных способностью образовывать структуры более высокого уровня сложности.

Исходя из определения гибридного ЭМ-объекта [2], некоторая гибридная структура H образуется в результате скрещивания порождающих структур A и B , различающихся по составу генетической информации

$$A \times B \rightarrow H, \quad (1)$$

где символом \times обозначен оператор генетического скрещивания.

В зависимости от количества скрещиваемых признаков, по аналогии с биологическими гибридами, будем различать: моногибриды (один признак), дигибриды (пара признаков) и полигибриды (больше двух скрещиваемых признаков). Тогда задача определения структур, допускающих скрещивание, сводится к определению возможных комбинаторных вариантов пересечения несовпадающих составляющих генетической информации в универсальных генетических кодах исходных электромагнитных хромосом.

Представим исходные электромагнитные хромосомы A и B в выражении (1), соответствующими трехзвенными структурами генетических кодов:

$$A = (a_1, a_2, a_3) \in S_A, \quad (2)$$

$$B = (b_1, b_2, b_3) \in S_B, \quad (3)$$

где $a_1, a_2, a_3, b_1, b_2, b_3$ – составляющие генетической информации скрещиваемых хромосом, принадлежащих видам S_A и S_B соответственно.

Отличительным признаком внутривидовых гибридов, является принадлежность скрещиваемых электромагнитных хромосом к одному геометрическому классу ($a_1 = b_1$). Обозначим идентичные (не пересекающиеся) составляющие генетической информации в структуре кодов цифрой 0. Тогда пространство возможных скрещиваний (с учетом местоположения родительских хромосом в пределах периода, генетической природы и количества скрещиваемых признаков) будет определяться следующими вариантами синтеза (рис. 1):

а) с образованием гибридных порождающих структур по признаку ортогональной электромагнитной ориентированности (x - y ориентированных):

$$H_{xy} = (0, 0, a_3) \times (0, 0, b_3) = (a_3 \times b_3); \quad (4)$$

б) с образованием гибридных электромагнитных хромосом по признаку смешанной электромагнитной симметрии:

$$H_1 = (0, a_2, 0) \times (0, b_2, 0) = (a_2 \times b_2); \quad (5)$$

в) с образованием гибридных хромосом со смешанной электромагнитной симметрией и ортогональной (x - y) ориентируемостью:

$$H_2 = (0, a_2, a_3) \times (0, b_2, b_3) = \{(a_2, a_3) \times (b_2, b_3)\}. \quad (6)$$

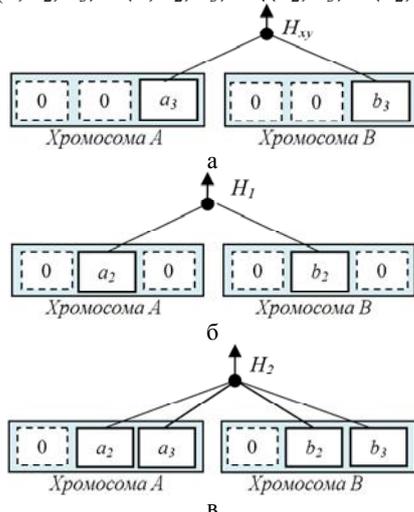


Рис. 1. Генетические модели межвидовых скрещиваний в пределах произвольного малого периода:

- а) с совмещенной (x - y) ориентируемостью H_{xy} ;
- б) со смешанной электромагнитной симметрией H_1 ;
- в) со смешанной симметрией и ориентируемостью H_2

Каждой генетической модели (4) – (6), на объектном уровне ставится в соответствие определенный класс и количественный состав внутривидовых гибридных ЭМ-объектов.

ридных ЭМ-объектов.

Рассмотренные генетические модели инвариантны к пространственной форме родительских хромосом и составляют теоретическую основу для решения задач направленного синтеза гибридных ЭМ-структур произвольной родовой принадлежности.

ОБОБЩЕННАЯ МОДЕЛЬ СИНТЕЗА ВНУТРИРДОВЫХ ГИБРИДОВ

Элементный базис в пределах "идеального" (генетически полного) рода ЭМПЭ, в периодической структуре ГК, представлен 6 родительскими хромосомами базового уровня (в данном исследовании не рассматриваются класс первичных источников – изотопов). С учетом принятого ограничения, область существования генетически допустимых гибридных структур в пределах произвольного рода ЭМПЭ, будет определяться комбинаторным пространством допустимых скрещиваний на элементном базисе из 6 электромагнитных хромосом (рис. 2).

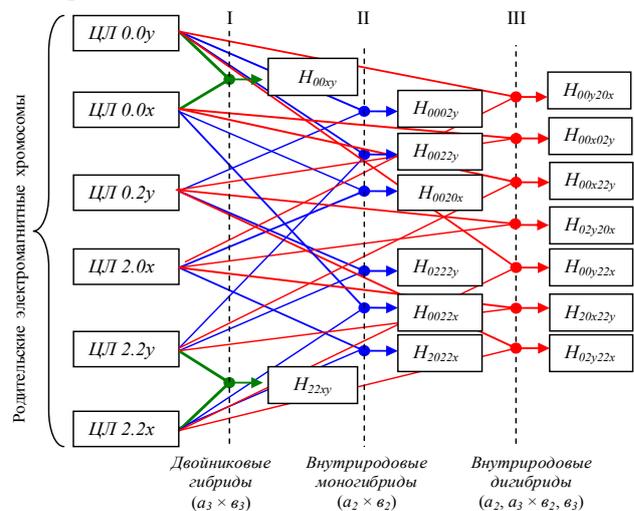


Рис. 2. Обобщенная генетическая модель синтеза гибридных электромагнитных объектов внутривидового уровня (на примере рода цилиндрических электрических машин)

В соответствии с моделью (4), скрещиваемые родительские хромосомы будут различаться только по признаку ориентируемости ($a_3 \neq b_3$).

Структуры с указанными свойствами удовлетворяют принципу парности. В соответствии с принципом сохранения генетической информации, такому типу хромосом, на эволюционном уровне, соответствуют электромагнитные объекты, принадлежащие к видам – двойникам [1]. Указанные свойства обеспечивают устойчивую область скрещиваний таких структур на хромосомном уровне и широкое разнообразие гибридов на объектном. Синтезированные структуры типа H_{xy} в дальнейшем будем обобщать понятием двойниковых гибридов.

Таким образом, двойниковыми гибридами будем называть подмножества внутривидовых гибридов, скрещиваемые электромагнитные хромосомы которых, удовлетворяют принципу парности. Двойниковые моногибриды характеризуются идентичностью пространственной геометрии скрещиваемых источников поля и принадлежностью к одной группе электромагнитной симметрии.

В соответствии с принципом парности, элементный базис двойниковых гибридов в пределах произвольного малого периода P_i , определяется тремя парами электромагнитных хромосом:

$$H_{xy} = (H_{00xy}, H_{02y20x}, H_{22xy}) \subset P_i. \quad (7)$$

Например, для рода цилиндрических ЭМПЭ, области H_{xy} , ставятся в соответствие следующие 3 класса двойниковых гибридов:

$$H_{00xy} = (\text{ЦЛ } 0.0x \times \text{ЦЛ } 0.0y) = \text{ЦЛ } 0.0 (x \times y), \quad (8)$$

$$H_{0220xy} = (\text{ЦЛ } 0.2y \times \text{ЦЛ } 2.0x) = \text{ЦЛ } (0.2y \times 2.0x), \quad (9)$$

$$H_{22xy} = (\text{ЦЛ } 2.2x \times \text{ЦЛ } 2.2y) = \text{ЦЛ } 2.2 (x \times y). \quad (10)$$

Следует отметить, что двойниковые гибридные ЭМ-структуры, представленные моделями (8) и (10) относятся к классу моногибридов, а объекты по модели (9) представляют класс дигибридов. Поэтому, исходя из правил скрещивания, и межвидового статуса гибридов, указанные разновидности двойниковых ЭМ-объектов, в дальнейшем будем относить к классу внутривидовых дигибридов.

Техническая реализация структурных представителей классов H_{00xy} и H_{0220xy} в электрических машинах с твердотельной подвижной частью, позволяет эффективно использовать их эмерджентное свойство, которое заключается в возможности реализации управляемого вращательно-поступательного движения подвижной части машины (рис. 3).

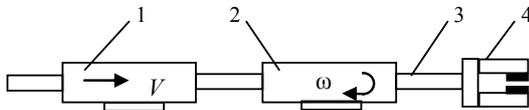


Рис.3. Электромеханическая система с управляемым вращательно-поступательным движением руки робота (структурный представитель класса двойниковых гибридов $\text{ЦЛ } (2.0x \times 0.2y)$). 1 – индуктор бегущего поля; 2 – индуктор вращающегося поля; 3 – подвижная часть; 4 – схват руки робота

Геометрическое родство и идентичность информации по признаку ориентированности родительских хромосом, дает основание классифицировать синтезированные структуры согласно модели (5), как представителей класса внутривидовых моногибридов. Порождающие хромосомы такого типа совмещают источники поля, принадлежащие к различным группам электромагнитной симметрии. Комбинаторное пространство скрещиваний по второй группе признаков ($a_2 \times b_2$), на примере рода цилиндрических ЭМПЭ, допускает возможность синтеза следующих 6 классов внутривидовых моногибридов:

$$H_{0002y} = (\text{ЦЛ } 0.0y \times \text{ЦЛ } 0.2y) = \text{ЦЛ } (0.0 \times 0.2)y, \quad (11)$$

$$H_{0022y} = (\text{ЦЛ } 0.0y \times \text{ЦЛ } 2.2y) = \text{ЦЛ } (0.0 \times 2.2)y, \quad (12)$$

$$H_{0020x} = (\text{ЦЛ } 0.0x \times \text{ЦЛ } 2.0x) = \text{ЦЛ } (0.0 \times 2.0)x, \quad (13)$$

$$H_{0222y} = (\text{ЦЛ } 0.2y \times \text{ЦЛ } 2.2y) = \text{ЦЛ } (0.2 \times 2.2)y, \quad (14)$$

$$H_{0022x} = (\text{ЦЛ } 0.0x \times \text{ЦЛ } 2.2x) = \text{ЦЛ } (0.0 \times 2.2)x, \quad (15)$$

$$H_{2022x} = (\text{ЦЛ } 2.0x \times \text{ЦЛ } 2.2x) = \text{ЦЛ } (2.0 \times 2.2)x. \quad (16)$$

Моногибридные структуры характеризуются общностью пространственной геометрии и идентичностью признака ориентированности в исходных хро-

мосомах. Указанное свойство обеспечивает высокую степень пространственной и электромагнитной совместимости структур-потомков.

Например, к классу внутривидовых моногибридов, относятся электрические машины, активные части которых совмещают две многофазные обмотки с различной электромагнитной симметрией (рис. 4).

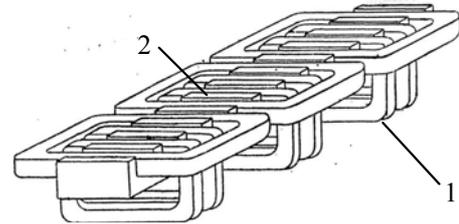


Рис. 4. Плоский индуктор тягового ЛАД с совмещенной трехфазной обмоткой [6] – структурный представитель внутривидовых моногибридов класса $\text{ПЛ } (2.0 \times \text{ПЛ } 2.2)x$: 1 – секции кольцевой обмотки; 2 – секции концентрической обмотки

Если в качестве элементной основы будут выбраны родительские хромосомы, принадлежащие к различным топологическим группам и отличающиеся по признаку ориентированности, то синтез ЭМ-структур необходимо осуществлять по правилу скрещивания двух признаков ($a_2, a_3 \times a_2, a_3$). Классы структур, удовлетворяющие модели (6), будем называть внутривидовыми дигибридами.

В структуре обобщенной модели, применительно к рассматриваемому роду цилиндрических ЭМПЭ, генетически допустимо образование следующих 6 классов дигибридов:

$$H_{00y20x} = (\text{ЦЛ } 0.0y \times \text{ЦЛ } 2.0x) = \text{ЦЛ } (0.0y \times 2.0x), \quad (17)$$

$$H_{00x02y} = (\text{ЦЛ } 0.0x \times \text{ЦЛ } 0.2y) = \text{ЦЛ } (0.0x \times 0.2y), \quad (18)$$

$$H_{00x22y} = (\text{ЦЛ } 0.0x \times \text{ЦЛ } 2.2y) = \text{ЦЛ } (0.0x \times 2.2y), \quad (19)$$

$$H_{00y22x} = (\text{ЦЛ } 0.0y \times \text{ЦЛ } 2.2x) = \text{ЦЛ } (0.0y \times 2.2x), \quad (20)$$

$$H_{20x22y} = (\text{ЦЛ } 2.0x \times \text{ЦЛ } 2.2y) = \text{ЦЛ } (2.0x \times 2.2y), \quad (21)$$

$$H_{02y22x} = (\text{ЦЛ } 0.2y \times \text{ЦЛ } 2.2x) = \text{ЦЛ } (0.2y \times 2.2x). \quad (22)$$

С учетом ранее оговоренного уточнения, относительно (9), общее количество внутривидовых дигибридов составляет 7 классов.

Полученные результаты генетического моделирования позволяют определить количественный состав генетически допустимых классов гибридных ЭМ-объектов (табл. 1).

Исходя из анализа результатов генетического моделирования, можно дать следующее определение объекта исследования: внутривидовые гибриды представляют собой генетически определенный класс ЭМ-объектов, образованных в результате скрещивания исходных родительских структур, принадлежащих к одному малому периоду в периодической структуре ГК.

Таблица 1

Количественный состав и структура генетически допустимых классов гибридных ЭМПЭ внутривидового уровня

| Статус класса | Родительские хромосомы | Двойниковые гибриды (N_2) | Внутривидовые моногибриды (N_m) | Внутривидовые дигибриды (N_d) | Общее количество в пределах P^I |
|---------------|------------------------|-------------------------------|-------------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| Количество | 36 | 12 | 36 | 42 | 90 |

ГЕНЕТИЧЕСКИЙ БАНК ДАННЫХ ГИБРИДНЫХ СТРУКТУР

Большое разнообразие гибридных классов ЭМ-структур и наличие прогностической информации о структурных классах гибридов, еще отсутствующих на данное время эволюции, обуславливает необходимость создания генетических банков данных (ГБД) [3]. Такие информационные системы предназначены для накопления, хранения и извлечения генетической информации о структурном разнообразии генетически

допустимых разновидностей ЭМПЭ. Упорядоченная информация, представленная в структуре ГБД, характеризуются высоким инновационным потенциалом, так как содержит данные о неясных классах гибридных структур, еще отсутствующих на данном этапе эволюции ЭМ-систем. В качестве примера, в табл. 2 приведен фрагмент ГБД, содержащий полную генетическую информацию о базовых структурах гибридных ЭМПЭ, синтезированных в пределах трех родов. Так как элементный базис первого большого периода

ГК определяет видовое разнообразие 6 родов ЭМ-систем, то общее число генетически допустимых гибридов внутривидового уровня составит 90 классов.

В зависимости от назначения, информация в таких ГБД может быть представлена в кодовом, графическом,

вербальном или смешанном вариантах. При необходимости она может быть дополнена соответствующими инструкциями и приложениями, ориентированными на соответствующие категории пользователей.

Таблица 2

| Генетический банк данных гибридных классов ЭМПЭ внутривидового уровня (фрагмент) | | | | | |
|--|-------------------------|--|--|--|--|
| Род ЭМПЭ | Двойниковые гибриды | Моногибриды | | Дигибриды | |
| Цилиндрические | $ЦЛ\ 0.0\ (x \times y)$ | $ЦЛ\ (0.0 \times 0.2)y$ | $ЦЛ\ (0.2 \times 2.2)y$ | $ЦЛ\ (0.0y \times 2.0x)$ | $ЦЛ\ (0.0x \times 0.2y)$ |
| | $ЦЛ\ 2.2\ (x \times y)$ | $ЦЛ\ (0.0 \times 2.2)y$ $(0.0 \times 2.0)x$ | $ЦЛ\ (0.0 \times 2.2)x$ $ЦЛ\ (2.0 \times 2.2)x$ | $ЦЛ\ (2.0x \times 2.2y)$ $ЦЛ\ (0.2y \times 2.2x)$ $ЦЛ\ (0.2y \times 2.0x)$ $ЦЛ\ (0.0x \times 0.2y)$ | $ЦЛ\ (0.0x \times 2.2y)$ $ЦЛ\ (0.0y \times 2.2x)$ |
| Плоские | $ПЛ\ 0.0\ (x \times y)$ | $ПЛ\ (0.0 \times 0.2)y$ | $ПЛ\ (0.2 \times 2.2)y$ | $ПЛ\ (0.0y \times 2.0x)$ | $ПЛ\ (2.0x \times 2.2y)$ |
| | $ПЛ\ 2.2\ (x \times y)$ | $ПЛ\ (0.0 \times 2.2)y$ $ПЛ\ (0.0 \times 2.0)x$ | $ПЛ\ (0.0 \times 2.2)x$ $ПЛ\ (2.0 \times 2.2)x$ | $ПЛ\ (0.0x \times 0.2y)$ $ПЛ\ (0.0x \times 2.2y)$ $ПЛ\ (0.0y \times 2.2x)$ | $ПЛ\ (0.2y \times 2.2x)$ $ПЛ\ (0.2y \times 2.0x)$ |
| Тороидальные | $ТП\ 0.0\ (x \times y)$ | $ТП\ (0.0 \times 0.2)y$ | $ТП\ (0.2 \times 2.2)y$ | $ТП\ (0.0y \times 2.0x)$ | $ТП\ (2.0x \times 2.2y)$ |
| | $ТП\ 2.2\ (x \times y)$ | $ТП\ (0.0 \times 2.2)y$ $ТП\ (0.0 \times 2.0)x$ | $ТП\ (0.0 \times 2.2)x$ $ТП\ (2.0 \times 2.2)x$ | $ТП\ (0.0x \times 0.2y)$ $ТП\ (0.0x \times 2.2y)$ $ТП\ (0.0y \times 2.2x)$ | $ТП\ (0.2y \times 2.2x)$ $ТП\ (0.2y \times 2.0x)$ |

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты исследования можно обобщить следующими положениями:

- структурную организацию гибридных ЭМ-объектов, на внутривидовом уровне, определяет принцип межвидового скрещивания первичных источников электромагнитного поля, принадлежащих к одному малому периоду в структуре ГК;
- исходя из анализа таксономической структуры "идеального" рода и комбинаторного пространства внутривидовых скрещиваний, разработана обобщенная генетическая модель направленного синтеза гибридных ЭМ-объектов. Предложенная генетическая модель инвариантна к пространственной геометрии ЭМ-объектов, что обеспечивает ее универсальность по отношению к задачам инновационного синтеза гибридных структур в пределах произвольных родов ЭМПЭ;
- по результатам генетического моделирования установлено, что в пределах произвольного рода ЭМПЭ генетически допустимо образование 15 классов гибридных объектов, включающих 2 подкласса двойниковых гибридов, 6 подклассов моногибридов и 7 подклассов дигибридов;
- на основе совместного генетического анализа периодической структуры ГК и предложенной генетической модели установлено, что функцию порождающих структур, по отношению к генетически допустимому разнообразию гибридных ЭМ-объектов внутривидового типа, выполняют 90 парных электромагнитных хромосом;
- по результатам направленного синтеза создан генетический банк данных, который содержит полную генетическую информацию о структурном потенциале как существующих, так и генетически допустимых классов гибридных ЭМ-объектов исследуемого уровня.

Полученные результаты исследований определяют теоретический базис и методологическую основу для постановки и решения задач системного и междисциплинарного характера, а также широкого круга инновационных задач структурного предвидения и направленного синтеза гибридных ЭМ-объектов с заданными функциональными свойствами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шинкаренко В.Ф. Основы теории эволюции электромеханических систем. – К.: Наукова думка, 2002. – 288с.
2. Шинкаренко В.Ф., Гайдаенко Ю.В. Генетические принципы структурообразования гибридных электромеханических систем // Вісник КДУ ім. М. Остроградського. – Випуск 3/2010 (62). – Частина 2. – С. 47-50.
3. Шинкаренко В.Ф. Актуальные проблемы и задачи генетической электромеханики // Труды III Междунар. науч.-техн. конф. "Электромеханические и электромагнитные преобразователи энергии и управляемые электромеханические системы ЕЕССЕС-2007". – Екатеринбург, УГТУ-УПИ. – 2007. – С. 27-33.
4. Шинкаренко В.Ф. Генетическое предвидение: от генетического кода к инновационным проектам и научным открытиям. – Материалы междунар. науч.-техн. конф. "Проблемы повышения эффективности электромеханических преобразователей в электроэнергетических системах". 21-25 сентября 2009. – Севастополь. – С. 3-6.
5. Шинкаренко В.Ф., Платкова Н.А. Категория рода в таксономической структуре эволюционной систематики электрических машин // Електротехніка і електромеханіка. – 2003. – № 2. – С. 61-66.
6. А.С. №1391448 (СССР) МКИ H02K 41/025. Индуктор линейного асинхронного двигателя / Е.А. Андрюхин, А.Т. Горелов, Е.В. Козаченко, Ю.Д. Соколов. – Оpubл. 07.04.93. Бюл. №13.

Поступила 02.09.2010

Шинкаренко Василий Федорович, д.т.н., проф.

Гайдаенко Юрий Васильевич

Национальный технический университет Украины

"Киевский политехнический институт"

кафедра электромеханики

03056, Киев, пр. Перемоги, 37

тел. (044) 406-82-38, e-mail: svf46@voliacable.com

V.F. Shynkarenko, I.V. Gaidaienko

A structural-system analysis of hybrid electromechanical objects of intrageneric level.

In the article, principles of structural organization of hybrid electromechanical objects of intrageneric level are analyzed. Genetic models of directed synthesis of hybrid-type electromechanical structures are considered. The article defines classification status and quantitative structure of genetically admissible classes of the hybrid structures. A fragment of the genetic databank of the hybrid objects structural potential is adduced.

Key words – electromagnetic chromosome, genetic code, crossing, genetic model, innovative synthesis, hybrid electromechanical object, genetic databank.

МЕТОД ИННОВАЦИОННОГО СИНТЕЗА ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ В ПОИСКОВЫХ ЗАДАЧАХ С НЕЧЕТКОЙ ИСХОДНОЙ ИНФОРМАЦИЕЙ

Викладено стратегію спрямованого пошуку нових різновидів електромеханічних об'єктів за заданою функцією цілі, за умови відсутності структури-прототипу. Сформульовано і доказано теорему міжгрупових відповідностей породжувальних елементів, що належать до різних груп і періодів. Розроблено метод інноваційного синтезу електромеханічних структур і наведено результати його практичної апробації.

Изложена стратегия направленного поиска новых разновидностей электромеханических объектов по заданной функции цели, при отсутствии структуры-прототипа. Сформулирована и доказана теорема межгруповых соответствий порождающих элементов, принадлежащих к различным группам и периодам. Разработан метод инновационного синтеза электромеханических структур и приведены результаты его практической апробации.

ВВЕДЕНИЕ

Задачи направленного поиска и синтеза новых структурных разновидностей электромеханических объектов и систем по заданной функции цели относятся к одной из наименее исследованных и слабо обеспеченных в научно-методическом аспекте областей знаний [1]. Поисковые задачи такого уровня сложности относятся к классу трудноформализуемых и традиционно решаются с помощью эвристических методов, которые не обеспечивают полноту поиска и тем самым не гарантируют выбор оптимального варианта структуры. Как известно, ошибки, допущенные на этапе выбора структуры создаваемой системы, в дальнейшем, не могут быть исправлены ни привлечением высокоточных моделей, ни сложностью используемого математического аппарата, и приводят в итоге к созданию неконкурентоспособных или нежизнеспособных систем. Поэтому задачи теоретического обоснования и разработки новых методологических подходов, обеспечивающих направленный поиск и синтез новых структур электромеханических систем (ЭМ-систем), с гарантированной полнотой представления информации, относятся к актуальному направлению структурной электромеханики.

Одним из наиболее эффективных методологических подходов при решении поисковых задач подобного типа являются методы, основанные на использовании закона гомологических рядов (ЗГР) [2]. Закон гомологических рядов относится к категории общесистемных законов, обладающих мощным прогностическим потенциалом. Практическое использование этого потенциала в структурной электромеханике стало возможным после открытия периодической структуры Генетической классификации (ГК) первичных источников электромагнитного поля (Порождающей системы) и создания на ее основе теории генетической эволюции структурного разнообразия электромеханических преобразователей энергии (ЭМПЭ) [2]. Закон устанавливает связь между наследственными процессами внутривидового структурообразования, развивающейся во времени системы, и генетически родственными (по электромагнитным и топологическим свойствам) видами, принадлежащими к различным родам ЭМПЭ. Наличие такого соответствия между элементарным базисом Порождающей периодической системы, с одной стороны, и реальными макро- и микро-

эволюционными процессами структурообразования, с другой, открывает возможность постановки и решения широкого круга задач синтеза, с использованием прогностической функции ЗГР.

На данное время наибольшее развитие получили разработанные авторами методы макрогенетического синтеза и анализа [3, 4], использующие в качестве исходной, информацию известной структуры-прототипа, содержащей основные признаки искомого объекта. Однако, в рамках технологии структурного предвидения и синтеза принципиально новых структур, прототипы или информация о близких разновидностях искомого электромеханического объекта (ЭМ-объекта) могут отсутствовать либо представляться фрагментарными признаками нескольких отдаленных аналогов. В этом случае задача поиска существенно усложняется.

Целью данной статьи является научное обоснование и разработка метода направленного синтеза новых разновидностей электромеханических структур (ЭМ-структур), исходная информация которых представлена в нечетком виде.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В задачах инновационного синтеза возникают ситуации, когда целевая функция содержит существенные признаки, относящиеся к объектам различных гомологических групп и принадлежащие к различным геометрическим классам. В этом случае известные методы не дают прямого решения поисковой задачи, так как каждый объект в отдельности и его гомологический ряд не обладают совокупностью необходимых признаков.

Поэтому задачу исследования в обобщенном виде можно сформулировать следующим образом: по заданной целевой функции $F_{Ц}$, содержащей генетически идентифицируемые признаки, относящиеся к объектам негомологичных видов, и имеющих различную родовую принадлежность, определить оптимальную стратегию поиска ЭМ-объектов, удовлетворяющих $F_{Ц}$.

ТЕОРЕМА МЕЖГРУППОВЫХ СООТВЕТСТВИЙ

С учетом того, что известные методы не дают прямого решения поставленной задачи, возникает необходимость теоретического обоснования возможности ее решения. Так как порождающие структуры произвольных ЭМ-объектов наделены генетической ин-

формацией и упорядочиваются периодической структурой ГК, указанное обоснование будем искать на элементном уровне, используя инвариантные свойства ГК [2], в виде доказательства следующей теоремы: для двух произвольных порождающих структур (родительских электромагнитных хромосом) S_{A2} и S_{D5} , которые относятся к различным группам и принадлежат к различным периодам в структуре ГК, существует две другие порождающие структуры S_{A5} и S_{D2} , генетические коды которых содержат составляющие генетической информации исходных структур S_{A2} и S_{D5} .

ДОКАЗАТЕЛЬСТВО

Местоположение источника поля в периодической структуре ГК однозначно определяется соответствующими составляющими универсального генетического кода [2]. Буквенная составляющая кода определяет его принадлежность к малому периоду, а цифровая составляющая указывает на его принадлежность к соответствующей группе. Индекс x или y (третья составляющая кода) определяет принадлежность источника поля к соответствующей подгруппе.

Таким образом, для некоторого исходного элемента S_{A2} (рис. 1) можно записать:

$$S_{A2} \in G_2, i = \overline{1, n}, \quad S_{A2} \in P_A, j = \overline{1, m}, \quad (1)$$

где n – общее количество групп; m – число малых периодов в структуре первого большого периода ГК.

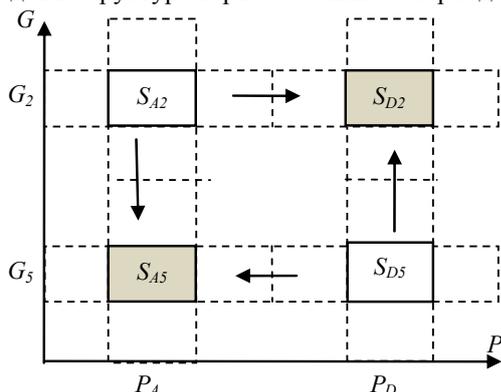


Рис. 1. Геометрическая интерпретация информационных соответствий между негомологичными элементами групп и периодов в периодической структуре ГК.

S_{A2}, S_{D5} – порождающие (информационные) структуры;
 S_{D2}, S_{A5} – искомые структуры

Аналогичными свойствами будет обладать и родительская хромосома S_{D5} , несущая признаки группы G_5 и малого периода P_D :

$$S_{D5} \in G_2, i = \overline{1, n}, \quad S_{D5} \in P_D, j = \overline{1, m}. \quad (2)$$

Наличие закономерной взаимосвязи негомологичных элементов со свойствами групп и малых периодов позволяет получить два важных следствия:

- произвольный период P_j содержит элементы всех групп и подгрупп;
- произвольная группа G_i состоит из упорядоченного набора элементов, представляющих все малые периоды.

Исходя из групповых свойств, группа G_2 содержит следующую упорядоченную последовательность элементов:

$$\langle S_{A2}, S_{B2}, S_{C2}, S_{D2}, \dots, S_{n2} \rangle \subset G_2, \quad (3)$$

Аналогичный элементный состав содержит группа G_5 :

$$\langle S_{A5}, S_{B5}, S_{C5}, S_{D5}, \dots, S_{n5} \rangle \subset G_5. \quad (4)$$

Если же анализ порождающих структур осуществить по их принадлежности к периодами, то получим следующие соотношения:

$$\langle S_{A2}, S_{A3}, S_{A4}, S_{A5}, \dots, S_{Am} \rangle \subset P_A, \quad (5)$$

$$\langle S_{D2}, S_{D3}, S_{D4}, S_{D5}, \dots, S_{Dm} \rangle \subset P_D. \quad (6)$$

Как следует из анализа элементов групп (3) и (4), в состав группы G_2 входит элемент S_{D2} , топологически эквивалентный исходному элементу S_{A2} . Это означает, что элементы S_{A2} и S_{D2} принадлежат к одному топологическому пространству, т.е. обладают топологически эквивалентными свойствами (связностью и ориентируемостью), а также общностью электромагнитной симметрии, что отображается идентичностью цифровой составляющей их генетических кодов. Аналогичными свойствами характеризуются гомологичные источники S_{A5} и S_{D5} , относящиеся к группе G_5 .

Исходя из анализа соотношений (5) и (6), структура периода P_A содержит информационный элемент $S_{A2} \in G_2$ и искомый элемент $S_{A5} \in G_5$, относящиеся к одному геометрическому классу источников поля. Это означает, что структура их генетических кодов содержит идентичную геометрическую информацию. Аналогичные соотношения существуют между исходным элементом S_{D5} и элементом S_{D2} , входящими в структуру периода P_D .

Обобщая результаты анализа, можно констатировать, что генетические коды порождающих структур S_{A2}, S_{A5} , а также S_{D2}, S_{D5} , будут характеризоваться общностью геометрической информации, а коды структур S_{A2}, S_{D2} , а также S_{A5} и S_{D5} , будут содержать идентичные составляющие генетической информации, отображающие общность их топологических и электромагнитных свойств. Таким образом, генетическая информация электромагнитных структур S_{A5} и S_{D2} будет определяться составляющими генетических кодов исходных хромосом S_{A2} и S_{D5} , что и требовалось доказать.

ОБОБЩЕНИЕ ТЕОРЕМЫ НА ОБЪЕКТНЫЙ И СИСТЕМНЫЙ УРОВНИ

Полученные результаты нетрудно обобщить на более сложные уровни структурной организации ЭМ-систем. В соответствии с принципом сохранения генетической информации [2], признаки порождающих элементов инвариантны относительно уровня сложности, времени эволюции и функциональной принадлежности структур-потомков. При этом неизменность топологических свойств элементов в группах ГК, в процессе структурной эволюции отображается соответствующими гомологическими рядами, а генетический принцип формообразования структур в пределах периодов, на эволюционном уровне проявляется соответствующими геометрическими классами (родами) ЭМ-объектов (табл.1).

Поэтому межгрупповые соответствия элементарных структур, отображаемые их генетической информацией, будут сохраняться и на более высоких уровнях структурной организации (объектном, популяционном, видовом, системном).

Взаимосвязь уровней структурной организации электромеханических систем

| Генетический (составляющие генетического кода первичного источника поля) | Элементный (периодическая структура Генетической классификации) | Объектный (функциональный класс ЭМ-объектов) | Системный (таксономическая структура геносистематики) |
|---|--|---|--|
| $(a_2, a_3,)$ | Группа | Гомологический ряд объектов | Ряд гомологических видов |
| (a_1) | Период | Геометрический класс | Род |
| $(a_1, a_2, a_3,)$ | Элемент (родительская электромагнитная хромосома) | Вид | Вид |

В соответствии с теоремой, для заданной $F_{Ц}$, пространство поиска на элементном уровне локализуется с точностью до двух порождающих структур S_{A5} и S_{D2} , которые определяются пересечением подмножеств первичных элементов соответствующих гомологических рядов H и родов G :

$$S_{A5} = G_A \cap H_5, \quad (7)$$

$$S_{D2} = H_2 \cap G_D, \quad (8)$$

В соответствии с теоремой, для заданной $F_{Ц}$, в каждом из двух произвольных гомологических рядов ЭМ-объектов, порождающие структуры которых принадлежат к различным группам, имеют место два объекта, принадлежащие к одному роду. Для случая, когда исходные признаки относятся к объектам соседних подгрупп, такие объекты в пределах одного рода будут удовлетворять принципу парности.

На системном уровне искомые структуры определяются как родственные виды, определяемые пересечением рядов гомологических видов и геометрически эквивалентных видов соответствующих родов. В каждом из двух произвольных родов существуют два гомологических вида. Но так как искомые структуры S_{A5} и S_{D2} относятся к разным группам и к разным родам, конкретной задаче поиска всегда будет удовлетворять только одна из них, которая соответствует заданной $F_{Ц}$.

МЕТОД МЕЖГРУППОВОГО СИНТЕЗА

Результаты доказательства теоремы межгрупповых соответствий позволяют предложить метод направленного синтеза ЭМ-структур для случая, когда целевая функция поиска $F_{Ц}$ содержит набор существенных признаков, принадлежащих к различным генетически определенным, но негомологичным объектам. Тогда задача синтеза заключается в нахождении генетически определенной структуры S_{AC} , удовлетворяющей заданной целевой функции $F_{Ц}$.

В общем случае, предлагаемый метод содержит выполнение следующей последовательности процедур:

- определение целевой функции поиска $F_{Ц}$;
- преобразование существенных признаков в генетическую информацию;
- идентификацию генетических кодов информационных структур;
- определение местоположения информационных хромосом в периодической структуре ГК;
- определение глобальной области поиска (соответствующих групп и периодов);
- определение двух порождающих структур в ор-

тогональных подпространствах поиска;

- определение порождающей структуры, удовлетворяющей заданной $F_{Ц}$;
- синтез генетической модели видообразования (с учетом заданных ограничений);
- расшифровку генома и определение генетически модифицированных структур-конкурентов (при необходимости);
- синтез и оптимизацию вариантов технических решений;
- определение уровня конкурентоспособности синтезированного ЭМ-объекта;
- принятие решения.

Синтезированная структура выполняет функцию порождающей по отношению к множеству структур-потомков соответствующего вида ЭМ-объектов. Это означает, что дополнительную информацию по родственным структурным вариантам ЭМ-объекта, при необходимости, можно получить по результатам внутривидового синтеза с использованием соответствующих генетических операторов синтеза.

Следует отметить, что искомая структура будет обладать гарантированным эмерджентным свойством (системным эффектом) по отношению к исходным структурам-аналогам. Свойство эмерджентности, сформулированное на этапе постановки задачи, подтверждается путем сравнительного анализа генетической информации синтезированной структуры с генетической информацией информационных структур-аналогов. Наличие новой совокупности признаков, удовлетворяющих заданной целевой функции, составляет основу для разработки конкурентоспособных технических решений.

ПРИМЕР ПРАКТИЧЕСКОЙ АПРОБАЦИИ МЕТОДА

Метод межгруппового синтеза реализован при решении ряда поисковых задач инновационного характера. В качестве примера, рассмотрим задачу синтеза нового поколения энергосберегающих электромеханических дезинтеграторов (ЭМД), предназначенных для производства нанодисперсных порошков.

ЭМД относятся к новому классу высокоэффективных электромеханических преобразователей, открытие и создание которых осуществляется на основе использования технологии структурного предвидения [4, 5]. ЭМД, созданные авторским коллективом, нашли применение в технологиях по непосредственному осуществлению и интенсификации различных технологических процессов: тонкого и сверхтонкого измельчения, гомогенного перемешивания, производ-

Сравнительный анализ генетических кодов

| Информационная структура $S_{ЦЛ}$ | Информационная структура $S_{ПЛ}$ | Искомая структура |
|-----------------------------------|-----------------------------------|-------------------|
| $ЦЛ 0.2y$ | $2(ПЛ 2.2y)^{-1}$ | $ПЛ 0.2y$ |

ства порошков для металлургии, производства многокомпонентных топливных смесей, композитных материалов, ускорения химических реакций, осуществления биотехнологий и др. Структурная эволюция рассматриваемого класса устройств осуществляется направленно, по мере необходимости решения возникающих прикладных задач.

Исходные требования, предъявленные заказчиком, содержали совокупность следующих основных требований: 1) обеспечение требуемого уровня дисперсии выходного материала в диапазоне 50 – 100 нм; 2) содержание материалов с заданной дисперсией в выходном продукте – не менее 90 %; 3) повышение производительности ЭМД (в 40-50 раз); 4) улучшение энергетических показателей.

Генетический анализ предъявляемых требований показал, что требования п.п. 1 и 2 обеспечиваются режимными свойствами ЭМД, а требования 3 и 4 относятся к категории структурных признаков.

На первом этапе решалась задача преобразования заданных исходных требований (в вербальной форме) в генетическую информацию. Процедуру преобразования можно проиллюстрировать на примере задачи распознавания понятия "производительность" (требование п. 3). Процедуру распознавания можно представить многомерным вектором P_3 , отдельные компоненты которого представляют последовательность логически взаимосвязанных информационных признаков:

$$P_3 = (V \rightarrow L_a \rightarrow N_\tau \rightarrow N_I \rightarrow I_\Sigma \rightarrow G_{ПЛ}), \quad (9)$$

где V – объем рабочей камеры; L_a – активная длина индуктора; N_τ – количество полюсных делений; N_I – количество индукторов; I_Σ – инверсия бегущих полей; $G_{ПЛ}$ – пространственная геометрия активной зоны индуктора.

Информационным признакам N_I , I_Σ и $G_{ПЛ}$ ставятся в соответствие определенные составляющие генетической информации некоторой ЭМ-структуры, относящейся к двухобмоточным плоским ЭМД с инверсными бегущими полями (структурный представитель подвида 2 (ПЛ 2.2y)⁻¹).

Аналогичная процедура распознавания генетической информации была произведена по требованию п. 4. Результаты генетического анализа показали, что искомая структура ЭМД должна одновременно обладать структурными признаками однообмоточных ЭМД с симметричной обмоткой и цилиндрической активной зоной (структурный признак вида ЦЛ 0.2y).

Обобщенный анализ генетической информации показывает, что структурные признаки относятся к представителям негомологичных видов, принадлежащих к различным родам (цилиндрических и плоских ЭМД).

На основе полученной информации, в координатах базовых признаков ГК, была локализована область синтеза (рис. 2) и определена порождающая структура, относящаяся к новому базовому виду ПЛ 0.2y, которая удовлетворяет заданной $F_{Ц}$. Сравнительный анализ генетических кодов двух информационных и искомой структур показывает, что код синтезированной структуры содержит составляющие генетической информации исходных информационных структур (табл. 2).

Для обеспечения оптимального соотношения основных геометрических размеров и электромагнитных величин необходимо, чтобы длина плоского участка $L_{ПЛ}$ двусторонней активной зоны индуктора и полюсное деление обмотки τ были связаны между собой соотношением:

$$L_{ПЛ} = n \cdot \tau + 2 \cdot (0,5 \cdot \tau) = (n+1) \cdot \tau, \quad (10)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$, а длина активной зоны на каждом дугообразном участке активной зоны равнялась:

$$L_R = 2 \cdot \tau - 0,5 \cdot \tau = 1,5 \cdot \tau, \quad (11)$$

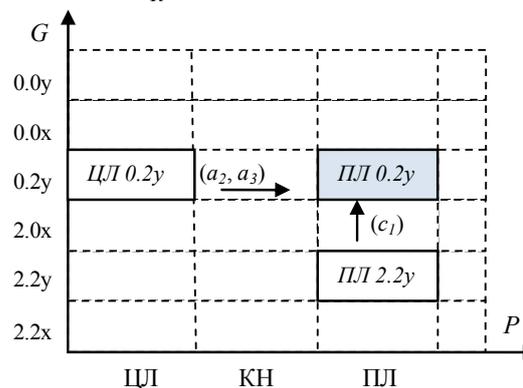


Рис. 2. Локализованное поисковое пространство в задаче инновационного синтеза структуры ЭМД; ЦЛ 0.2y, ПЛ 2.2y – информационные родительские хромосомы; ПЛ 0.2y – порождающая структура, удовлетворяющая заданной $F_{Ц}$

Однообмоточное исполнение, электромагнитная симметрия и отсутствие продольных концевых электромагнитных эффектов (рис. 3) способствовали уменьшению электрических и дополнительных потерь и, как следствие, повышению энергетических показателей электромеханического преобразователя.

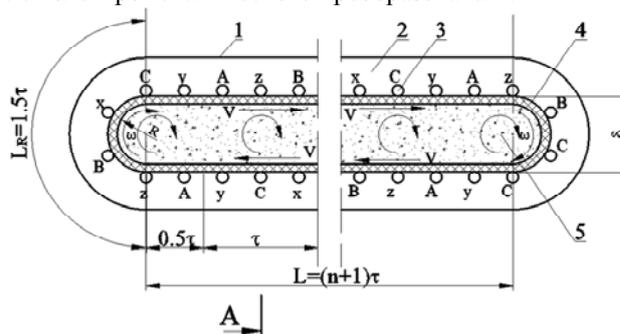


Рис. 3. Синтезированная структура электромеханического дезинтегратора для производства нанопорошков (структурный представитель вида ПЛ 0.2y): 1 – индуктор; 2 – магнитопрод; 3 – обмотка; 4 – рабочая камера; 5 – рабочие тела

С точки зрения систематики класса ЭМД, синтезированная структура является первым структурным представителем нового вида плоских однообмоточных ЭМД с замкнутой, двусторонней активной зоной, сочетающая в себе положительные преимущества

цилиндрических и плоских исполнений ЭМД. Такой вариант исполнения активной части ЭМД гомологичен классическому варианту цилиндрических электрических машин.

На основе синтезированной структуры разработано техническое предложение на создание образца ЭМД, удовлетворяющего совокупности предъявленных требований, с обеспечением патентной новизны [6].

ВЫВОДЫ

Результаты исследования можно обобщить следующими основными положениями:

1. Предложена и разработана стратегия направленного поиска ЭМ-структур по заданной функции цели, применительно к классу инновационных задач с нечеткой исходной информацией.

2. На основании анализа инвариантных свойств элементного базиса периодической структуры Генетической классификации, впервые сформулирована и доказана теорема межгрупповых соответствий, устанавливающая детерминированную взаимосвязь между составляющими генетической информации первичных источников электромагнитного поля, относящихся к различным группам и периодам.

3. Исходя из принципа сохранения генетической информации электромагнитной структуры и закона гомологических рядов, осуществлено обобщение теоремы межгрупповых соответствий на объектный и системный уровни структурной организации ЭМ-объектов.

4. По результатам теоретического обоснования разработан новый метод направленного поиска и синтеза ЭМ-объектов, позволяющий осуществлять локализацию области синтеза и определение порождающей структуры искомого объекта, в поисковых задачах с нечеткой исходной информацией.

5. Эффективность разработанного метода подтверждена на примере решения инновационной задачи при разработке инновационного проекта по созданию нового поколения ЭМД, предназначенных для производства нанодисперсных порошков, что позволило обеспечить существенное повышение производительности и улучшение качества выходного продукта, при одновременном повышении энергетических показателей дезинтегратора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Балашов Е.П. Эволюционный синтез систем. – М.: Радио и связь, 1985. – 328 с.
2. Шинкаренко В.Ф. Основы теорії еволюції електромеханічних систем. – К.: Наукова думка, 2002. – 288 с.
3. Шинкаренко В.Ф., Загирняк М.В., Шведчикова И.А. Макрогенетический анализ и ранговая структура систематики магнитных сепараторов // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2009. – № 5. – С. 33-39.
4. Шинкаренко В.Ф., Безсонов С.А. Еволюційний синтез нових видів електромеханічних перетворювачів енергії технологічного призначення з використанням моделей макроеволюції // *Вісник НТУ "ХПІ"*. Темат випуск № 16. – 2001. – С. 171-173.
5. Шинкаренко В.Ф. Уровни представления знаний и классы решаемых задач в технологии генетического предвидения // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2009. – № 6. – С. 31-36.
6. Патент на корисну модель № 43635. Електромеханічний дезінтегратор, МПК H02K 41/025, B01F13/00 / Шинкаренко В.Ф., Августинович А.А., Лисак В.В., Вахновецька М.О., Заявл. 25.03.2009, опубл. 25.08.2009, Бюл. № 16.

Поступила 03.08.2010

Шинкаренко Василь Федорович, д.т.н., проф.,

Лисак Вікторія Владиславівна

Национальный технический университет Украины

"Киевский политехнический институт"

кафедра электромеханики

03056, Украина, Киев, пр. Победы, 37

тел. (044) 406-82-38, e-mail: svf46@voliacable.com

V.F. Shynkarenko, V.V. Lysak

A method of innovative synthesis of electromechanical objects in search problems with fuzzy initial information.

A strategy of directed search for new versions of electromechanical objects through a specified objective function in the absence of a prototype structure is introduced. A theorem of intergroup conformity between generating elements belonging to different groups and periods is formulated and proved. A new method of innovative synthesis of electromechanical structures is developed, results of its practical approbation given.

Key words – directed search, electromechanical structure, theorem of intergroup conformity, method of intergroup synthesis, innovative project.

ПОСТОЯННОЕ МАГНИТНОЕ ПОЛЕ ПЛАНЕТЫ ЗЕМЛЯ. НОВАЯ ГИПОТЕЗА ПРОИСХОЖДЕНИЯ И ЕГО ПРИБЛИЖЕННЫЙ РАСЧЕТ

Викладено нову гіпотезу виникнення у планети Земля, що рівномірно обертається навколо своєї осі, біполярного постійного магнітного поля (ПМП). На основі цієї гіпотези виконано оцінний розрахунок геомагнітного поля і проведено зіставлення його результатів з відомими експериментальними даними. Запропонований підхід в області фізики геомагнетизму дозволить сформулювати нове наукове припущення про прямий зв'язок наявності (відсутності) біполярного ПМП у планет (супутників) сонячної системи, що обертаються, з побудовою їх внутрішньої структури.

Изложена новая гипотеза возникновения у равномерно вращающейся вокруг своей оси планеты Земля биоплярного постоянного магнитного поля (ПМП). На основе этой гипотезы выполнен оценочный расчет геомагнитного поля и произведено сопоставление его результатов с известными экспериментальными данными. Предложенный подход в области физики геомагнетизма позволил сформулировать новое научное предположение о прямой связи наличия (отсутствия) биоплярного ПМП у вращающихся планет (спутников) солнечной системы с построением их внутренней структуры.

ВВЕДЕНИЕ

Земной магнетизм носит глобальный планетарный характер и имеет огромное влияние как на биосферу (например, на существование растительного и животного миров), так и на техносферу (например, на радиосвязь, воздушную, космическую, наземную и морскую навигацию и телевидение) нашей планеты. Биоплярная область постоянного магнитного поля (ПМП) снаружи планеты Земля (рис. 1) совместно с высококоразряженной солнечной плазмой ("солнечным ветром") образуют земную магнитносферу [1].



Рис. 1. Изображение с ближнего космоса планеты Земля, "возраст" которой исчисляется около 4,5 миллиарда лет (снято метеоспутником *Meteosat*, зависшим над Африкой)

Состояние данной магнитосферы размером по радиусу порядка $7 \cdot 10^4$ км во многом определяется солнечной активностью, которая может вызывать в ней в области высоких северных широт появление полярных сияний и кратковременных возмущений магнитного поля (до 1 мкТл для его индукции) – магнитных бурь [1, 2]. Поэтому биоплярное магнитное поле планеты Земля приближенно можно представить в виде суперпозиции двух полей: практически неизменного во времени ПМП, обусловленного источником, находящимся внутри Земли (*внутренний источник магнетизма*), и изменяющегося во времени поля, вызываемого слабыми электронно-ионными токами, протекающими вне Земли в области ее магнитосферы и ионосферы (*внешний источник магнетизма*). Определяющей составляющей для напряженности геомагнитного поля является та, которая вызвана внутренним источником ее магнетизма [2]. Несмотря на то, что в мире явлению геомагнетизма посвящен большой объем научных исследований и научной литературы [1-3], по мнению автора, до сих пор в этой области слабо освещенным вопросом остается физический механизм возникновения и поддержания ПМП нашей планеты, вызываемого внутренним источником ее магнетизма. В связи с вышеизло-

женным определенным научным и практическим интересом в области геомагнетизма представляет теоретическое описание при определенных допущениях нового электрофизического механизма, лежащего в основе появления вокруг планеты Земля слабого биоплярного ПМП, стабильно генерируемого многие тысячелетия ее внутренним электрическим источником.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ ГЕОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Рассмотрим в сферической системе координат движущуюся в космическом пространстве со скоростью около $v_3 = 29 \cdot 10^3$ м/с по своей геостационарной орбите планету Земля, имеющую согласно рис. 1 примерно сферическую форму. Считаем, что координатная ось OZ , соответствующая оси кругового вращения Земли (рис. 2) и перпендикулярная плоскости земной орбиты (плоскости эклиптики), по отношению к нормали плоскости небесного экватора составляет известный в астрономии угол, равный около $23^\circ 27'$ [2].

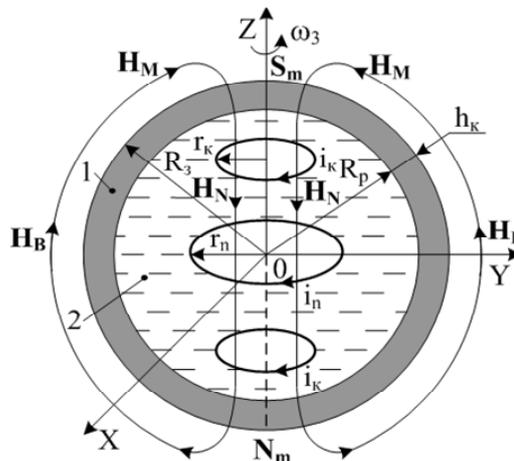


Рис. 2. Расчетная схема для предлагаемой приближенной электрофизической модели образования биоплярного ПМП планеты Земля (1 – твердая кора; 2 – полужидкая мантия)

На основании данных геофизики применительно к решаемой задаче полагаем, что внутренняя структура Земли содержит следующие основные части [1-3]: а) *твердую кору* в виде тонкой немагнитной слабо электропроводной сферической оболочки, толщина h_k геологических пород и тектонических плит которой по порядку величины составляет около 100 км и является значительно меньшей чем наружный радиус Земли R_3 , равный около 6400 км; б) *полужидкую мантию*, содержащую ряд слоев из электропроводящих расплавов металлов и минералов с наружным радиусом R_p ; в) *жидкое ядро* из металлической субстанции наружным радиусом R_d и температурой до $5 \cdot 10^3$ °С. В

рамках приближенного решения рассматриваемой полевой задачи из области физики геомагнетизма влиянием возможных вихревых потоков расплава внутри мантии и малоизученных на сегодня процессов внутри жидкого электропроводящего высокотемпературного ядра на ее электрофизические характеристики пренебрегаем. В этой связи земную мантию при оценочных расчетах ПМП внутри (снаружи) Земли принимаем в виде однородного немагнитного электропроводящего полужидкого (вязкого) расплава сферической формы с ламинарным течением его слоев наружным радиусом $R_p = (R_3 - h_k)$, приближающимся к радиусу Земли R_3 . В наличии внешней твердой коры у Земли легко убеждается практически ежедневно каждый житель нашей планеты, а подтверждением наличия у Земли расплавленной внутренней мантии могут служить извержения ее надводных (подводных) вулканов, сопровождающиеся выходом наружу Земли мощных потоков вулканической лавы (магмы) температурой до $2 \cdot 10^3$ °C [1, 2].

Допускаем, что из-за явления термоэлектронной эмиссии [4, 5] и возможных ядерных реакций [2, 6] в полужидкой мантии присутствуют многочисленные свободные нерелятивистские электроны, хаотично перемещающиеся между ионами расплава с тепловой фермиевской скоростью и имеющие отрицательный электрический заряд, численно равный по модулю $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл [7]. Пусть усредненная объемная плотность n_{e0} данных электронов в расплаве мантии численно составляет величину, равную $5 \cdot 10^{27}$ м⁻³, что примерно в 30 раз меньше концентрации свободных электронов в твердом железе Fe [6, 8]. Принимаем, что как твердая кора Земли совершает равномерное круговое вращение вокруг оси OZ против часовой стрелки (с запада на восток), так и как минимум часть полужидкой электропроводящей мантии Земли, прилегающей к твердой коре, аналогичным путем осуществляет свое круговое относительно оси OZ движение с периодом обращения, равным $T_3 = 86,4 \cdot 10^3$ с.

2. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ПРЕДЛАГАЕМОГО ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКОГО ПОДХОДА ПРИ ИЗУЧЕНИИ ПМП ЗЕМЛИ

Оценка кругового движения коры и мантии

Земли. В рассматриваемом нерелятивистском приближении ($v_3 \ll v_c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в вакууме [7]) исследуемые механические и электрофизические процессы будут не зависеть от выбора инерциальной системы отсчета, привязанной нами выше к центру планеты Земля [6]. С учетом принятого ламинарного течения полужидкого (близкого к твердому) расплава мантии при вращении нашей планеты вокруг оси OZ в круговое движение будут увлекаться сферические слои этого расплава, которые примыкают к ее твердой коре. Считаем, что в соответствии с законами гидродинамики с увеличением расстояния от вращающейся с круговой частотой $\omega_3 = 2\pi T_3^{-1}$ твердой коры Земли вглубь ее жидкого расплава максимальная скорость вращения его слоев v_n относительно максимальной скорости равномерного вращения земной коры $v_k = \omega_3 R_p$ будет в грубом виде уменьшаться по инверсионной (обратной) аналогии известному радиальному распределению скоростей текущей жидкости в круглой прямолинейной трубе согласно следующему параболическому закону [6]:

$$v_n = v_k \cdot r_n^2 / R_p^2, \quad (1)$$

где r_n – расстояние от центра Земли до n -го тонкого сферического слоя полужидкого расплава мантии, расположенного в плоскости экватора Земли.

Из (1) видно, что при $r_n = R_p$ наибольшая скорость кругового вращения полужидкого расплава v_n

будет равна наибольшей скорости кругового вращения твердой коры v_k , а при $r_n = 0$ имеем, что $v_n = 0$ (см. рис. 2). Выполненная выше весьма грубая приближенная оценка максимальных значений скоростей вращения твердой коры v_k и полужидкого расплава мантии v_n показывает, что на некотором расстоянии $\Delta r_n \ll R_p$ от равномерно вращающейся круговым образом твердой коры внутренний полужидкий расплав мантии Земли может находиться относительно вращающейся с постоянной круговой частотой ω_3 коры практически в неподвижном состоянии. В результате такого кругового движения основных внутрискрутурных частей Земли ее твердая кора будет проскальзывать относительно ее полужидкого расплава мантии, захватывая и вовлекая при этом в круговое движение против часовой стрелки (с запада на восток) лишь определенную часть указанного расплава мантии. Такое динамическое состояние указанных частей вращающейся Земли относительно неподвижного наблюдателя на наружной поверхности ее твердой коры можно трактовать в следующем виде: для любого участка твердой коры внутри Земли относительно ее оси OZ происходит как бы равномерное круговое вращение по часовой стрелке с постоянной круговой частотой $\omega_3 = 2\pi T_3^{-1}$ определенной части расплавленной сплошной электропроводящей мантии Земли, имеющей сферическую форму.

Оценка круговых электрических токов полужидкой мантии Земли. Расчетную модель электрических токов, круговым образом протекающих относительно оси OZ в расплавленной и вращающейся совместно с твердой корой Земли небольшой части мантии, построим на кольцевом направленном движении избыточных отрицательно заряженных свободных электронов полужидкого расплава мантии, осуществляющих один оборот за время, равное $T_3 = 86,4 \cdot 10^3$ с. При этом примем во внимание то обстоятельство, что в электротехнике за положительное направление электрического тока принимается направление движения положительно заряженных частиц [6]. Поэтому круговые электрические токи расплава мантии, пространственно локализованные непосредственно под твердой корой Земли, при расчете будут направлены по часовой стрелке (с востока на запад). Выполним далее приближенную численную оценку усредненного взаимного расстояния a_p между соседними круговым образом вращающимися свободными электронами полужидкого электропроводящего расплава Земли. В рассматриваемом случае для величины a_p имеем [9]:

$$a_p = n_{e0}^{-1/3}. \quad (2)$$

Подставив в (2) принятое значение для объемной плотности в расплаве мантии носителей элементарного электричества $n_{e0} = 5 \cdot 10^{27}$ м⁻³, для a_p получаем величину, равную около $0,59 \cdot 10^{-9}$ м. Далее найдем модуль величины элементарного кругового электрического тока i_{e0} в полужидком расплаве, обусловленного кольцевым движением вокруг оси OZ его одного свободного электрона, в следующем виде [10]:

$$i_{e0} = e_0 / T_3. \quad (3)$$

Выделив во вращающемся с круговой частотой $\omega_3 = 2\pi T_3^{-1}$ тонком сферическом слое полужидкого расплава мантии в плоскости экватора Земли (см. рис.2) кольцевой электрический контур с произвольным радиусом $r_n \in [R_n, R_p]$ и приняв во внимание (3), для его тока проводимости i_n можно записать следующее приближенное расчетное выражение:

$$i_n = 2\pi r_n i_{e0} / a_p, \quad (4)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots, k, \dots, N$ – номер круглого электрического контура в полой сфере полужидкого расплава с

постоянным током, начиная с ее внутренней поверхности ($n = 1$) и заканчивая твердой корой ($n = N$).

Учитывая, что на радиальном отрезке $[R_n, R_p]$ в полужидком расплаве находится максимально возможное число n кольцевых электрических контуров радиусом r_n с избыточным электронным током i_n , равное $N = (R_p - R_n)/a_p$, то для суммарного кругового тока расплава мантии i_N в плоскости экватора Земли с учетом формулы (4) находим:

$$i_N = i_n (R_p - R_n) / a_p, \quad (5)$$

Следует отметить, что для кольцевых электрических контуров с азимутальным электронным током i_k расплава мантии, находящихся вне плоскости ее экватора ($0 \leq z \leq R_p$) и приближающихся к географическим полюсам Земли (например, для круговых контуров радиусом $0 \leq r_k \leq R_k$, где $R_k = (R_p^2 - z^2)^{0.5}$ аналитические выражения (3)-(5) при замене в них радиусов r_n на r_k , а R_p на R_k остаются прежними.

Оценка напряженности ПМП от круговых электрических токов полужидкой мантии Земли. Данную оценку осуществим при условии того, что ось кругового вращения Земли совпадает с осью ее геомагнитного поля. Заметим, что в действительности данные оси для нашей планеты отклонены (разнесены) друг от друга на угол, составляющий около $11,5^\circ$ [2, 11]. Учитывая (3)-(5) и известное соотношение (29.28) из [6] для напряженности аксиального магнитного поля на оси замкнутого круглого тонкого металлического витка радиусом r_n с азимутальным током проводимости i_n , в первом приближении можно принять следующее положение: напряженности ПМП на оси OZ каждого из рассматриваемых нами токовых контуров вращающегося с твердой корой сферического слоя расплава мантии равны друг другу. Тогда, для усредненных значений напряженностей ПМП в центре земной сферы H_N ($z = 0$) и у ее полюсов H_M ($z = R_p$) от вращающегося против часовой стрелки (с запада на восток) относительно оси OZ с постоянной круговой частотой $\omega_3 = 2\pi T_3^{-1}$ и примагнивающего к твердой коре тонкого слоя полужидкой мантии Земли с электронами проводимости приближенно получаем:

$$H_N = H_M = \frac{\pi e_0 R_p}{2a_p^2 T_3}. \quad (6)$$

Из (6) следует, что уровни напряженностей H_N и H_M для ПМП внутри полужидкого расплава и у географических полюсов Земли при фиксированных значениях e_0 и T_3 могут варьироваться (изменяться) только в зависимости от значений R_p , a_p и соответственно от сложных трехмерных трудно прогнозируемых теплофизических процессов, протекающих в земной мантии. Видно, что чем больше размеры сферы полужидкой электропроводящей мантии (ее радиус R_p) и меньше значения a_p (выше электронная плотность n_{e0} расплава мантии) и T_3 (выше круговая частота ω_3 вращения Земли), тем будут большими значения указанных напряженностей H_N и H_M для исследуемого геомагнитного поля. Отметим важное свойство для данных напряженностей H_N и H_M ПМП внутри планеты Земля: они при принятом круговом вращении Земли будут всегда направлены сверху вниз (от северного полушария планеты к южному), будут выходить из твердой коры в зоне южного географического полюса Земли и входить в ее твердую кору в зоне северного географического полюса Земли (см. рис. 2). Поэтому указанное вращение незначительной части полужидкой электропроводящей мантии Земли совместно с твердой земной корой и ее соответствующие круговые токи проводимости будут вызывать появление в зоне северного географического полюса (вверху Земли) южного магнитного полюса S_m Земли, а в зоне

южного географического полюса (внизу Земли) – ее северного магнитного полюса N_m . В этой связи можно утверждать, что согласно предлагаемой приближенной расчетной модели биполярного ПМП Земли замкнутые круговые избыточные постоянные электронные токи электропроводящей мантии Земли выполняют своеобразную роль отдельных сверхтонких круглых витков природного многовиткового сфероподобного постоянного электромагнита, имеющего верхний вход (южный полюс S_m) и нижний выход (северный полюс N_m) для своих замкнутых линий магнитной индукции.

Для приближенной оценки усредненной напряженности H_B ПМП снаружи Земли вблизи ее сферической поверхности и в зоне экватора с учетом равномерно распределенного вдоль вращающейся против часовой стрелки (с запада на восток) тонкой полый сферы расплава мантии максимального числа токовых контуров, примерно равного $2R_p/a_p$, используем (3)-(6) и закон полного тока для круглого контура средним радиусом $r_n = R_p/2$ с суммарным постоянным током $i_N = 2\pi R_p^2 e_0 / (a_p^2 T_3)$. Тогда для напряженности ПМП у поверхности Земли и соответственно величины H_B у ее экватора приближенно имеем:

$$H_B = \frac{e_0 R_p}{a_p^2 T_3} \left(\frac{2R_p}{R_3} - 1 \right). \quad (7)$$

Из (6) и (7) видно, что у магнитных полюсов Земли напряженность H_M ее биполярного ПМП, обусловленного **внутренним источником земного магнетизма** (равномерно вращающейся совместно с твердой корой Земли против часовой стрелки наружной сферы полужидкой электропроводящей мантии с избыточными электронными токами), будет согласно принятому приближению примерно в $\pi/2$ выше напряженности H_B ПМП в зоне ее экватора.

Некоторые астрофизические возможности предложенной модели геомагнитного поля. Согласно рассмотренной выше модели биполярного ПМП Земли инверсия (перестановка) магнитных полюсов у нашей планеты возможна:

1) в случае изменения направления ее кругового вращения на противоположное (не против часовой стрелки для ее твердой коры как сейчас, а по часовой стрелке – с востока на запад);

2) в случае изменения круговых коаксиальных токов i_n наружного слоя полужидкой мантии с электронных (отрицательных) на ионные (положительные).

Первая причина инверсии ПМП Земли, обуславливаемая действием на нашу планету мощных гравитационных сил окружающего ее космического пространства (например, мощных сил гравитации "черных дыр" вселенной), выглядит маловероятной. Вторая причина инверсии ПМП Земли выглядит более реалистичной и электротехнически возможной. Оказывается, что в геологической истории планеты Земля такое грандиозное физическое явление как переполносовка ее гигантского магнитного диполя имело свое место и не один раз [2, 11]. В течение последних 70 миллионов лет такая инверсионная переустановка магнитных полюсов у планеты Земля происходила уже три раза, каждая из которых продолжалась около одного миллиона лет [2]. Известно, что за последние 9000 лет полярность ее магнитных полюсов (южного S_m в северном полушарии Земли и северного N_m в ее южном полушарии) не изменялась [2]. Предложенная здесь расчетная математическая модель ПМП планеты Земля позволяет в приближенном виде объяснить прямую связь между наличием или отсутствием биполярного ПМП у вращающихся вокруг своих осей планет (или их спутников) солнечной или иной системы и внутренним построением этих небесных тел.

Из нее, в частности, следует то, что наличие у вращающейся против часовой стрелки вокруг своей оси планеты с твердой оболочкой биполярного ПМП с южным магнитным полюсом S_m наверху в ее северном полушарии (например, как у Земли) может свидетельствовать о присутствии внутри этой планеты огромной сферы вязкого (близкого к твердому) электропроводящего вещества с многочисленным количеством свободных электронов, избыточная часть из которых в тонком слое круговым образом вращается совместно с твердой оболочкой этой планеты. Согласно этой модели геомагнитного поля присутствие у вращающейся иной планеты биполярного ПМП с северным магнитным полюсом N_m наверху в ее северном полушарии (например, как у Юпитера, обладающего самым мощным среди всех планет солнечной системы биполярным ПМП, магнитная индукция которого на его экваторе численно достигает значения около 420 мкТл [2] и на порядок превышает соответствующее значение магнитной индукции для планеты Земля) может указывать на наличие внутри нее огромной электропроводящей сферической структуры, часть из которой вращается вместе с внешней оболочкой планеты против часовой стрелки (с запада на восток) и обладает при своем вращении потоком избыточных положительных ионов ее материала. Отсутствие (или наличие крайне малого) у вращающейся вокруг своей оси планеты (или ее спутника) с внешней оболочкой биполярного ПМП в соответствии с предложенной здесь моделью геомагнитного поля может свидетельствовать о том, что внутри таких небесных тел под их твердой корой присутствуют низко электропроводные твердые вещества, которые из-за практического отсутствия в них избыточного числа свободных электронов не способны при своем круговом вращении совместно с их оболочками обеспечить протекание вокруг собственных осей вращения круговых постоянных электронных (ионных) токов и соответственно генерировать вокруг себя слабое магнитное поле. Важно подчеркнуть то, что при всей своей приближенности предлагаемый подход по описанию электрофизического механизма происхождения ПМП планеты Земля за счет естественного для нашей планеты кругового характера движения избыточных свободных электронов небольшой части ее полужидкого (полутвердого) расплава мантии и появления огромного количества сверхтонких коаксиально относительно собственной оси вращения и симметрично относительно экватора размещенных под твердой корой Земли кольцевых компланарных контуров с постоянными электронными токами обеспечивает возникновение внутри и вокруг нее слабого биполярного как у гигантского электромагнита общей длиной (высотой) $2R_3 = 12,8 \cdot 10^3$ км ПМП с южным магнитным полюсом S_m в ее северном полушарии и с северным магнитным полюсом N_m в ее южном полушарии, реально наблюдаемого у планеты Земля.

Пример расчета биполярного ПМП Земли и сравнение его данных с известными экспериментальными результатами. Выполним по (6) и (7) приближенную численную оценку напряженностей H_N , H_M и H_B биполярного ПМП планеты Земля при следующих исходных количественных данных: $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл; $R_3 = 6,4 \cdot 10^6$ м; $R_p = 6,3 \cdot 10^6$ м; $h_k = 10^5$ м; $T_3 = 86,4 \cdot 10^3$ с; $n_{e0} = 5 \cdot 10^{27}$ м⁻³; $a_p = 0,59 \cdot 10^{-9}$ м. После подстановки этих данных в расчетные формулы (6) и (7) для искомых напряженностей геомагнитного поля получаем следующие результаты: $H_N = H_M = 52,7$ А/м (магнитная индукция $B_N = B_M = \mu_0 H_N = \mu_0 H_M = 66,2$ мкТл); $H_B = 32,5$ А/м (магнитная индукция $B_B = \mu_0 H_B = 40,8$ мкТл, где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная [7]). Согласно [2, 11] известно, что экспериментально зафиксированные максимальные

значения для напряженности H_M биполярного ПМП у магнитных полюсов Земли составляют около 55,7 А/м (магнитная индукция $B_M = 70$ мкТл), а для напряженности H_B биполярного ПМП у земного экватора – примерно 31,8 А/м (магнитная индукция $B_B = 40$ мкТл). Сравнение представленных выше расчетных на основе предложенной приближенной модели геомагнитного поля и известных опытных геофизических данных для биполярного ПМП Земли говорит об их хорошем согласии.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. На основе предложенной автором новой гипотезы в области физики геомагнетизма при ряде допущений выполнен приближенный аналитический расчет постоянного биполярного геомагнитного поля, результаты которого хорошо согласуются с данными опытных измерений биполярного ПМП как в зоне земных магнитных полюсов, так и у экватора Земли.

2. Сформулировано новое и достаточно обоснованное предположение о прямой связи наличия (отсутствия) у вращающихся вокруг своих осей планет (или их спутников) солнечной или иной системы биполярного ПМП с построением внутренней структуры, направлением кругового вращения и агрегатным состоянием составных частей данных небесных тел.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Малинина Н.К. Магнитное поле Земли. – М.: Связьиздат, 1959. – 41 с.
2. Белов К.П., Бочкарев Н.Г. Магнетизм на Земле и в космосе. – М.: Наука, 1983. – 192 с.
3. Вонсовский С.В. Магнетизм. – М.: Наука, 1984. – 208 с.
4. Фоменко В.С. Эмиссионные свойства материалов. Справочник. – Киев: Наукова думка, 1981. – 339 с.
5. Баранов М.И. Термоэлектронная эмиссия из металла при нагреве и электрическом взрыве проводников под воздействием больших импульсных токов // Технічна електродинаміка. – 2008. – №3. – С. 3-8.
6. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский. – Киев: Наукова думка, 1989. – 864 с.
7. Кухлинг Х. Справочник по физике / Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина. – М.: Мир, 1982. – 520 с.
8. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 2-х томах. Том 2, Кн. 1: Теория электрофизических эффектов и задач. – Харьков: НТУ "ХПИ", 2009. – 384 с.
9. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. – М.: Наука, 1990. – 624 с.
10. Баранов М.И. Электродинамическое развитие квантовой теории атома Бора // Электротехніка і електромеханіка. – 2006. – №5. – С. 65-73.
11. Бондина Н.Н., Хавина И.П. Физические поля в биологических объектах. Учебное пособие. – Харьков: Изд-во НТУ "ХПИ", 2001. – 185 с.

Поступила 27.04.2010

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., с.н.с.
НИПКИ "Молния" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт"
61013, Украина, г. Харьков, ул. Шевченко, 47
тел. (057) 707-68-41, e-mail: eft@kpi.kharkov.ua

M.I. Baranov

The permanent magnetic field of the Earth. A new hypothesis of the origin and its approximate calculation.

A new hypothesis of generation of a bipolar permanent magnetic field (PMF) around the Earth uniformly revolving on its axis is described. On the basis of this hypothesis, evaluation of the geomagnetic field is performed, its results compared with known experimental data. The introduced approach in the field of physics of geomagnetism allows formulating a new scientific hypothesis about a direct relation between presence (absence) of a bipolar PMF around the revolving planets (satellites) of the planetary system with their internal structure.

Key words – the Earth, permanent magnetic field, hypothesis of origin, calculation, analysis.

АНАЛИТИЧЕСКОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ СОЛЕНОИДА С ПОМОЩЬЮ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ГАРМОНИК

Детально розглядаються аналітичні представлення для зовнішнього та внутрішнього магнітного поля кругового контуру зі струмом та тонкого соленоїда на основі циліндричних гармонік скалярного потенціалу. Запропоновано використовувати ці аналітичні рішення при розрахунку токових елементів технічних об'єктів циліндричної форми.

Подробно рассматриваются аналитические представления для внешнего и внутреннего магнитного поля кругового контура с током и тонкого соленоида на основе цилиндрических гармоник скалярного потенциала. Предложено использовать эти аналитические решения при расчете токовых элементов технических объектов цилиндрической формы.

ВВЕДЕНИЕ

Расчет магнитных характеристик различных технических объектов (ТО) остается актуальной задачей электротехники, несмотря на многообразие численных методов ее решения. При использовании численных методов получают результат в виде набора векторов и матриц, представление которых ограничивает применение комплексного анализа электротехнического объекта сразу по нескольким независимым параметрам (например, напряжение сети, потребляемый ток, геометрия обмотки, удельная проводимость обмоточного провода и т.д.).

В этом плане гораздо шире выглядят возможности использования аналитических моделей магнитных характеристик ТО, которые позволяют производить анализ всего электротехнического изделия в комплексе. Однако, одним из ограничений применения аналитических моделей магнитного поля ТО остается недостаточная их проработка для электротехнических изделий сложной геометрии. Замена реальной геометрии объекта на упрощенное аналитическое представление негативно сказывается на точности метода, поскольку достоверность результатов расчета зависит от адекватности используемых математической модели и метода расчета. В случае применения методов пространственного гармонического анализа (ПГА) магнитного поля ограничения накладываются на форму граничной поверхности ТО, которая должна быть аналитической функцией. Для ряда ТО такой поверхностью является поверхность цилиндра, что позволяет использовать методы ПГА в цилиндрической системе координат. В частности, простейшими моделями элементов электротехнических изделий являются круговой контур с током и соленоид.

Целью работы является построение моделей магнитного поля кругового контура с током и однослойного соленоида на основе цилиндрических гармоник скалярного потенциала как составных частей аналитической модели ТО.

ПОЛЕ КРУГОВОГО КОНТУРА С ТОКОМ

Вычислим магнитное поле, создаваемое круговым контуром радиуса R , по которому течет ток J . Введем цилиндрическую систему координат с центром, совпадающим с центром контура и осью аппликата, направленной вдоль его оси (рис. 1).

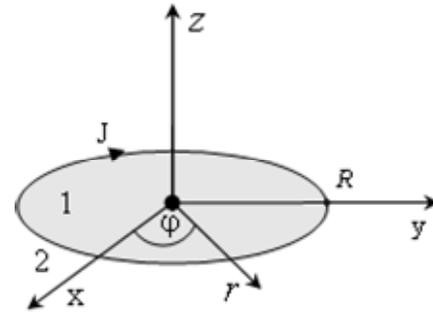


Рис. 1. Круговой контур с током

Уравнение Лапласа для скалярного потенциала магнитного поля в цилиндрической системе координат [1] записывается в виде:

$$\Delta U = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial U}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 U}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} = 0. \quad (1)$$

Учитывая симметрию поля по φ , и применяя метод разделения переменных, из уравнения (1) приходим к следующим решениям [2]:

$$\begin{cases} R(r) = C_1 I_0(\lambda r) + C_2 K_0(\lambda r), \\ Z(z) = C_3 \sin \lambda z + C_4 \cos \lambda z, \end{cases} \quad (2)$$

где I_0 и K_0 – модифицированные функции Бесселя первого и второго рода нулевого порядка; C_1 , C_2 , C_3 и C_4 – константы, λ – произвольный параметр.

Поэтому скалярный потенциал представляется интегрированием соответствующих решений по λ в пределах от $-\infty$ до ∞ :

$$U = \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ C_1 I_0(\lambda r) \right\} \left\{ C_3 \sin(\lambda z) \right\} d\lambda + \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ C_2 K_0(\lambda r) \right\} \left\{ C_4 \cos(\lambda z) \right\} d\lambda. \quad (3)$$

Запишем выражение скалярного потенциала для внутренней и внешней области, отделенных друг от друга круговой линией контура ($r = R$). Обозначим эти области индексами 1 и 2 соответственно. Принимая во внимание, что поле ограничено как в нуле, так и на бесконечности, а также симметрию скалярного потенциала относительно начала координат, приходим к следующему:

$$\begin{aligned} U_1 &= \int_{-\infty}^{\infty} A(\lambda) I_0(\lambda r) \sin(\lambda z) d\lambda, \\ U_2 &= \int_{-\infty}^{\infty} B(\lambda) K_0(\lambda r) \sin(\lambda z) d\lambda. \end{aligned} \quad (4)$$

Компоненты поля выражаются через скалярный потенциал следующим образом:

$$H_r = -\frac{\partial U}{\partial r}, \quad H_z = -\frac{\partial U}{\partial z}. \quad (5)$$

Из (4) и (5) приходим к записи компонент магнитного поля для внутренней и внешней областей, используя цилиндрические гармоники [2]:

$$\begin{cases} H_{1r} = -\int_{-\infty}^{\infty} \lambda A(\lambda) I_1(\lambda r) \sin(\lambda z) d\lambda, \\ H_{1z} = -\int_{-\infty}^{\infty} \lambda A(\lambda) I_0(\lambda r) \cos(\lambda z) d\lambda; \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} H_{2r} = \int_{-\infty}^{\infty} \lambda B(\lambda) K_1(\lambda r) \sin(\lambda z) d\lambda, \\ H_{2z} = -\int_{-\infty}^{\infty} \lambda B(\lambda) K_0(\lambda r) \cos(\lambda z) d\lambda. \end{cases} \quad (7)$$

Здесь мы учли следующие соотношения:

$$\frac{d}{dx} I_0(x) = I_1(x); \quad \frac{d}{dx} K_0(x) = -K_1(x). \quad (8)$$

Найдем $A(\lambda)$ и $B(\lambda)$, пользуясь граничными условиями. На границе областей 1 и 2 нормальная составляющая поля непрерывна, разность же тангенциальных составляющих равна линейной плотности тока [3].

$$H_{1r}|_{r=R, \Delta z \rightarrow 0} = H_{2r}|_{r=R, \Delta z \rightarrow 0}; \quad (9)$$

$$(H_{2z} - H_{1z})|_{r=R, \Delta z \rightarrow 0} = \begin{cases} \frac{J}{\Delta z}, z \in \left(-\frac{\Delta z}{2}; \frac{\Delta z}{2}\right), \\ 0, z \notin \left(-\frac{\Delta z}{2}; \frac{\Delta z}{2}\right). \end{cases} \quad (10)$$

Здесь мы приняли допущение, что контур имеет толщину Δz . Тогда из уравнений (9) и (10) следует, что

$$A(\lambda) = -B(\lambda) \cdot \frac{K_1(\lambda R)}{I_1(\lambda R)}; \quad (11)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} B(\lambda) \cdot \frac{\lambda(K_0(\lambda R)I_1(\lambda R) + K_1(\lambda R)I_0(\lambda R)) \cos(\lambda z) d\lambda}{I_1(\lambda R)} = \frac{J}{\Delta z}, \quad \Delta z \rightarrow 0 \quad (12)$$

Замечаем, что

$$\begin{aligned} K_0(\lambda R)I_1(\lambda R) + K_1(\lambda R)I_0(\lambda R) &= \\ = W[K_0(\lambda R), I_0(\lambda R)] &= \frac{1}{\lambda R} \end{aligned} \quad (13)$$

– вронкиан (определитель Вронского) и получаем:

$$\frac{1}{R} \int_{-\infty}^{\infty} B(\lambda) \cdot \frac{\cos(\lambda z)}{I_1(\lambda R)} d\lambda = \frac{J}{\Delta z}, \quad \Delta z \rightarrow 0. \quad (14)$$

Далее, пусть

$$B(\lambda) = C \cdot I_1(\lambda R), \quad (15)$$

где C – неизвестный коэффициент.

Основание полагать, что коэффициент C не зависит от λ дает ортогональность тригонометрических функций с весом, равным 1. Для вычисления C помножим левую и правую части уравнения на $\cos(\mu z)$, где μ – произвольный параметр и проинтегрируем по

z от $-\pi$ до π :

$$\frac{C}{R} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\pi}^{\pi} \cos \lambda z \cos \mu z d\lambda dz = \frac{J}{\Delta z} \int_{-\frac{\Delta z}{2}}^{\frac{\Delta z}{2}} \cos \mu z dz, \quad \Delta z \rightarrow 0. \quad (16)$$

Интеграл слева в выражении (16) равен 2π . Интеграл в правой части (16), вычисленный с помощью теоремы о среднем, равен Δz при $\Delta z \rightarrow 0$. В результате из (16) получаем:

$$\frac{2\pi C}{R} = J, \quad (17)$$

откуда находим выражение для C , а затем, согласно (11) и (15), для A и B :

$$A(\lambda) = -\frac{JR}{2\pi} K_1(\lambda R); \quad B(\lambda) = \frac{JR}{2\pi} I_1(\lambda R). \quad (18)$$

В уравнениях для компонент магнитных полей подынтегральные функции четные, (в случае функций K_0 и K_1 это относится к вещественной части значения этих функций), поэтому в (6) и (7) переходим к интегрированию от нуля до бесконечности. В результате, получим выражения для компонент магнитного поля, созданного круговым контуром с током:

$$\begin{cases} H_{1r} = \frac{JR}{\pi} \int_0^{\infty} \lambda K_1(\lambda R) I_1(\lambda r) \sin(\lambda z) d\lambda, \\ H_{1z} = \frac{JR}{\pi} \int_0^{\infty} \lambda K_1(\lambda R) I_0(\lambda r) \cos(\lambda z) d\lambda; \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} H_{2r} = \frac{JR}{\pi} \int_0^{\infty} \lambda I_1(\lambda R) K_1(\lambda r) \sin(\lambda z) d\lambda, \\ H_{2z} = -\frac{JR}{\pi} \int_0^{\infty} \lambda I_1(\lambda R) K_0(\lambda r) \cos(\lambda z) d\lambda. \end{cases} \quad (20)$$

На рис. 2 представлены силовые линии магнитного поля кругового контура, построенные с помощью выражений (19), (20).

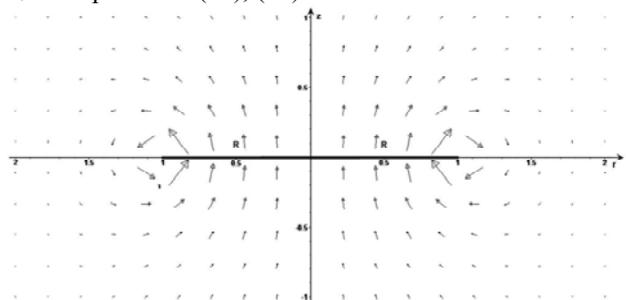


Рис. 2. Поле кругового контура

ПОЛЕ ОДНОСЛОЙНОГО СОЛЕНОИДА

Теперь непосредственно перейдем к рассмотрению магнитного поля однослойного бесконечно тонкого соленоида высотой h . Пусть круговой виток с током расположен на высоте z' над началом координат.

Тогда компоненты поля, исходя из уравнений (19) и (20) запишутся в виде:

$$\begin{cases} H_{1r} = \frac{JR}{\pi} \int_0^{\infty} \lambda K_1(\lambda R) I_1(\lambda r) \sin(\lambda(z+z')) d\lambda, \\ H_{1z} = \frac{JR}{\pi} \int_0^{\infty} \lambda K_1(\lambda R) I_0(\lambda r) \cos(\lambda(z+z')) d\lambda, \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} H_{2r} = \frac{JR}{\pi} \int_0^{\infty} \lambda I_1(\lambda R) K_1(\lambda r) \sin(\lambda(z+z')) d\lambda, \\ H_{2z} = -\frac{JR}{\pi} \int_0^{\infty} \lambda I_1(\lambda R) K_0(\lambda r) \cos(\lambda(z+z')) d\lambda. \end{cases} \quad (22)$$

Магнитное поле однослойного бесконечно тонкого соленоида с нулевым шагом обмотки состоит из суперпозиции магнитных полей токовых витков с учетом, что теперь ток J заменяется линейной плотностью тока $j = J/h$, протекающего по всей боковой поверхности соленоида (рис. 3).

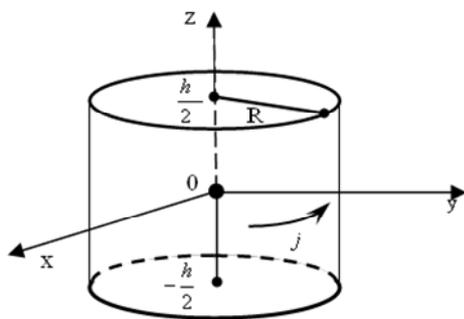


Рис. 3. Однослойный бесконечно тонкий соленоид

Интегрируя уравнения (21) и (22) по z' от $-h/2$ до $h/2$, наконец, получим:

$$\begin{cases} H_{1r} = \frac{2jR}{\pi} \int_0^{\infty} K_1(\lambda R) I_1(\lambda r) \sin\left(\lambda \frac{h}{2}\right) \sin(\lambda z) d\lambda, \\ H_{1z} = \frac{2jR}{\pi} \int_0^{\infty} K_1(\lambda R) I_0(\lambda r) \sin\left(\lambda \frac{h}{2}\right) \cos(\lambda z) d\lambda, \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{cases} H_{2r} = \frac{2jR}{\pi} \int_0^{\infty} I_1(\lambda R) K_1(\lambda r) \sin\left(\lambda \frac{h}{2}\right) \sin(\lambda z) d\lambda, \\ H_{2z} = -\frac{2jR}{\pi} \int_0^{\infty} I_1(\lambda R) K_0(\lambda r) \sin\left(\lambda \frac{h}{2}\right) \cos(\lambda z) d\lambda. \end{cases} \quad (24)$$

На рис. 4 представлены силовые линии магнитного поля соленоида, построенные согласно выражениям (23) и (24).

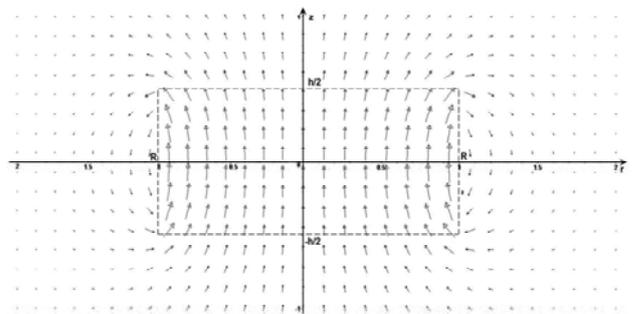


Рис. 4. Поле однослойного бесконечно тонкого соленоида

ВЫВОДЫ

Результаты расчета внешнего и внутреннего магнитного поля кругового контура с током и тонкого соленоида на основе цилиндрических гармоник полностью совпадают с результатами, полученными на основе закона Био-Савара-Лапласа. Тем самым показано, что математический аппарат цилиндрических гармоник магнитного потенциала может быть использован для разработки аналитических моделей магнитного поля технических объектов цилиндрической формы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. W. Smythe. Static and Dynamic Electricity. – ISBN: 0891169172, Publisher: Hemisphere Publishing Corporation, 1989. – 623 p.
2. Новгородцев Б.В. Расчет электрических и магнитных полей. – Л.: Ленинградский политехнический институт им. М.И. Калинина, 1975. – 80 с.
3. Зацепин Н.Н. Об электромагнитных методах контроля качества изделий. – Свердловск, 1965. – 331с.

Поступила 27.07.2010

Гетьман Андрей Владимирович, к.т.н.

Константинов А.В.

Научно-технический центр магнетизма технических объектов Национальной академии наук Украины 61106, Украина, г. Харьков, ул. Индустриальная, 19 тел. (0572) 99-11-75

A.V. Getman, A.V. Konstantinov

Analytic representation of magnetic field of a solenoid through cylindrical harmonics

Analytic representations for external and internal magnetic fields of a circular current loop and a single-layer solenoid are considered in detail on the basis of cylindrical harmonics of a scalar potential. These analytical solutions are proposed for applying to computation of current elements of cylindrical technical objects.

Key words – circular loop current, solenoid, cylindrical harmonics, modified Bessel functions.

ОБ УСТРОЙСТВАХ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МАГНИТНЫХ МОМЕНТОВ ГАБАРИТНЫХ ОБЪЕКТОВ ТЕХНИКИ

Наведені результати аналізу пристрою для виміру магнітного моменту габаритних об'єктів техніки, заснованого на способі прямих вимірів магнітного потоку. Визначені вимоги до виконання первинного перетворювача цього пристрою. Запропоновано спосіб синтезу складних систем первинних перетворювачів.

Приведены результаты анализа устройства для измерения магнитного момента габаритных объектов техники, основанного на способе прямых измерений магнитного потока. Определены требования к выполнению первичного преобразователя этого устройства. Предложен способ синтеза сложных систем первичных преобразователей.

Постановка задачи. Эффективная эксплуатация ряда наукоемких объектов техники, в частности космических аппаратов, требует точного знания их магнитного момента M . Его величина определяется экспериментально [1], с помощью, адаптированных для этих целей, измерительных устройств.

Их построение производится, основываясь на заданных требованиях к точности нахождения магнитного момента M , а также на частичном знании "магнитного образа" испытуемого объекта – совокупности N элементарных (точечных) магнитных диполей (рис. 1) величина (M_k) и расположение (x_k, y_k, z_k) которых в объеме V объекта [2] определяют, как его магнитное поле, так и магнитный момент M :

$$M = \sum_{k=1}^N M_k(x_k, y_k, z_k). \quad (1)$$

При этом с ростом размеров (объема V) испытуемого объекта, возможность точного определения его магнитного момента, как правило, снижается, а сложности конструктивного исполнения измерительного устройства – увеличиваются.

Настоящая статья, посвящена проблематике решения этого вопроса, а именно поиску путей построения высокоточных измерительных устройств магнитного момента, адаптированных для габаритных объектов техники

Общие положения. Решение поставленных в статье вопросов тесно увязано с выбором разумных критериев, связывающих воедино характеристики испытуемого объекта и метрологические возможности измерительного устройства.

В контексте этого выбора, обратимся к общим вопросам построения измерительных устройств магнитного момента. В основу этих устройств заложен принцип прямого [3, 4] измерения магнитного потока Φ , который создается испытуемым объектом (совокупностью его магнитных моментов M_k) за пределами его оболочки. При этом полагается, что величина определяемой компоненты M_i магнитного момента M по каждому из трех ортогональных направлений ($i = x, y, z$) находится в линейной зависимости (β_i) от измеренной части магнитного потока Φ_i по соответствующему направлению:

$$M_i = \beta_i \cdot \Phi_i. \quad (2)$$

На рис. 1 приведен простейший (отчасти гипотетический) вариант устройства для определения магнитного момента M_x в направлении оси X . Его основ-

ным элементом, как и любого другого устройства, является первичный преобразователь, выполненный в виде обмотки.

Назначение преобразователя заключается в прямом измерении магнитного потока Φ_x , создаваемого испытуемым объектом. В данном случае, измерение именно магнитного потока Φ_x обеспечивается выполнением обмотки преобразователя плоской и симметричной относительно оси X .

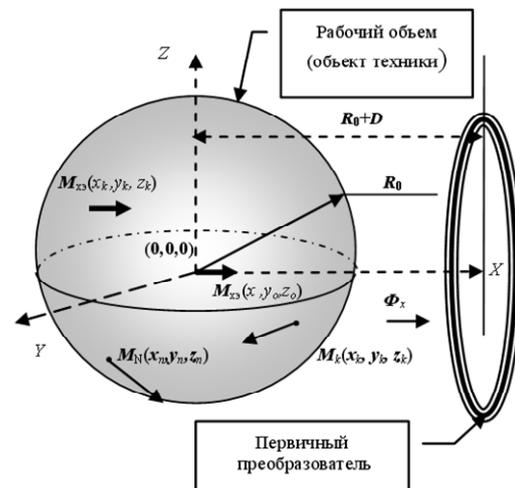


Рис. 1. Устройство для определения магнитного момента

При проведении измерений испытуемый объект, а точнее всю совокупность его N точечных магнитных диполей M_k , устанавливают в рабочий объем (сферу радиусом R_0) измерительной установки – ограниченную область пространства, удаленную от преобразователя на заданное расстояние $R_0 + D$.

Основной метрологический параметр – коэффициент β_i – измерительных устройств такого типа определяется путем их калибровки с помощью эталонного источника магнитного момента M_{i3} , максимально приближенного, по своему магнитному проявлению, к точечному магнитному диполю [5]. В качестве такого эталонного источника можно использовать, например, плоский токовый контур с заданной величиной магнитного момента $M_i = I \times S_k$, где I – ток контура, а S_k – его площадь. Точечный характер такого источника обеспечивается за счет минимизации площади S_k контура.

При калибровке измерительного устройства, эталонный источник устанавливают в центре $(0, 0, 0)$ рабочего объема, ориентируют его магнитный момент в заданном направлении i (в данном примере $i = x$),

измеряют создаваемый им поток Φ_{i3} , после чего значение β_i определяют как:

$$\beta_i = M_{i3} / \Phi = S_k / L_{i3}, \quad (3)$$

где L_{i3} – взаимная индуктивность между первичным преобразователем и эталонным источником.

Технология определения магнитного момента M_i объекта в целом (2) базируется на том допущении, что установленный таким образом коэффициент β_i полагают справедливым для всех магнитных моментов M_{ki} , независимо от места их расположения x_k, y_k, z_k в объеме V испытуемого объекта.

Степень справедливости соотношения (2), в отношении удаленных от центра рабочего объема точечных магнитных моментов M_{ki} определяет, по сути, метрологические возможности измерительного устройства.

Представляется разумным оценку погрешности коэффициента β_i измерительного устройства определять по такому критерию [6], как погрешность Δ_{ki} , нахождения магнитного момента M_{i3} эталонного источника при его смещении от геометрического центра рабочего объема:

$$\Delta_{ki} = \frac{M_{i3}^k - M_{i3}}{M_{i3}} = \frac{\Phi_{i3}^k - \Phi_{i3}}{\Phi_{i3}} = \frac{L_{i3}^k - L_{i3}}{L_{i3}} \cdot 100\%, \quad (4)$$

где M_{i3}^k – определенная, в соответствии с (2), величина магнитного момента эталонного источника при его установке в k -той точке рабочего объема; Φ_{i3}^k – величина магнитного потока, обусловленная эталонным источником при его установке его в k -той точке рабочего объема; L_{i3}^k – взаимная индуктивность между первичным преобразователем и эталонным источником при его установке в k -той точке рабочего объема.

Чем меньше значение Δ_{ki} для данного рабочего объема, тем выше точность определения магнитного момента объекта в целом.

Математически погрешность (4), учитывая "точечный характер" ($S_k \rightarrow \min$) эталонного источника магнитного момента, удобно выразить через неравномерность распределения индукции магнитного поля, которое потенциально может быть создано обмоткой первичного преобразователя при протекании по ней тока:

$$\Delta_{kx} = \frac{L_{x3}^k - L_{x3}}{L_{x3}} \cdot 100\% = \frac{B_{x3}^k - B_{x3}}{B_{x3}} \cdot 100\%, \quad (5)$$

где B_{x3}^k, B_{x3} – индукция магнитного поля, соответственно, в k -той точке и центре рабочего объема, при протекании тока по первичному преобразователю.

Такую форму представления критерия Δ_{ki} отличает полнота описания взаимной связи между метрологическими характеристиками измерительного устройства и параметрами его первичного преобразователя.

Вторым критерием, определяющим качество измерительных устройств, является их способность к определению малых величин магнитного момента.

Эту способность определяет удельное значение Φ_i^* магнитного потока первичного преобразователя, вызванного действием эталонного источника:

$$\Phi_i^* = \Phi_{i3} / M_{i3}. \quad (6)$$

Величина Φ_i^* определяет, по сути, уровень ин-

формационного сигнала о магнитном потоке Φ_i испытуемого объекта. Чем больше значение Φ_i^* , тем выше разрешающая способность устройства.

Учитывая, что величина Φ_i^* снижается в степенной зависимости от расстояния ($R_0 + D$), то априорно очевидно, что обеспечение высокой разрешающей способности Φ_i^* , может быть достигнуто за счет уменьшения именно расстояния D между первичным преобразователем и рабочим объемом.

Представленные критерии точности Δ_{kx} и разрешающей способности Φ_i^* , увязывающие размеры первичного преобразователя с метрологическими характеристиками измерительного устройства, по существу, указывают на факторы, требующие особо пристального внимания, при создании измерительных устройств для определения магнитных моментов габаритных объектов, а именно:

- первичный преобразователь должен обеспечивать заданную погрешность Δ_{ki} в большом рабочем объеме, куда помещается испытуемый объект;
- размеры первичного преобразователя должны быть максимально приближены к размерам рабочего объема ($D \rightarrow \min$), чтобы обеспечить высокие показатели разрешающей способности Φ_i^* .

Кроме того, конструктивное исполнение преобразователя должно быть, по возможности, воплощено в категориях простых инженерных решений.

Особенности построения измерительных устройств для определения магнитных моментов габаритных объектов рассмотрим в последовательности – "анализ первичных преобразователей – их конструктивное воплощение".

Первичные преобразователи. Основой для построения первичных преобразователей измерительных устройств, как следует из соотношения (5), является широкий спектр систем обмоток [7], для создания однородного магнитного поля.

Возможностями в части разрешения главной задачи – максимальный рабочий объем при минимальных размерах преобразователя – обладают многообмоточные системы [7] для создания однородного магнитного поля.

Так, при выполнении первичного преобразователя, в виде системы квадратных ($a \times a$) обмоток Рубенса (рис. 2), методическая погрешность для рабочего объема цилиндрической формы длиной $0,5a$ и диаметром $0,5a$, будет равна $\Delta_{kx} \leq 1\%$.

Системы с разными размерами обмоток, обеспечивают более высокие показателями однородности магнитного поля в рабочем объеме. Примером тому является погрешность $\Delta_{kx} \leq 1\%$ для первичного преобразователя, выполненного в виде системы обмоток Браунбека (рис. 3,а). В [7] показано, что улучшить равномерность Δ_{kx} за счет увеличения числа обмоток свыше 6 единиц реально не представляется возможным по причинам конструктивно-технологического характера.

Рассмотрим ряд эффективных, хотя и конструктивно сложных, вариантов выполнения первичного преобразователя, способных обеспечить низкий уровень погрешности Δ_{ki} в больших рабочих объемах.

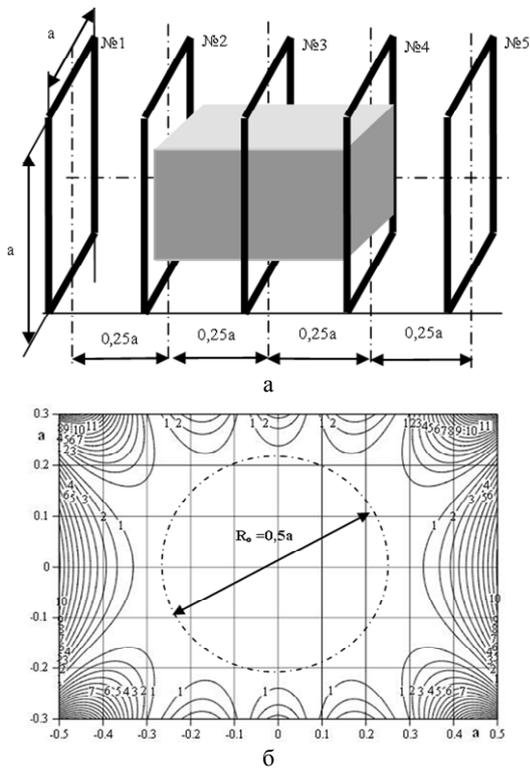


Рис. 2. Система обмоток Рубенса (а) и однородность (б) индукции Δ_{kx} магнитного поля в сечении обмотки № 3 рабочего объема

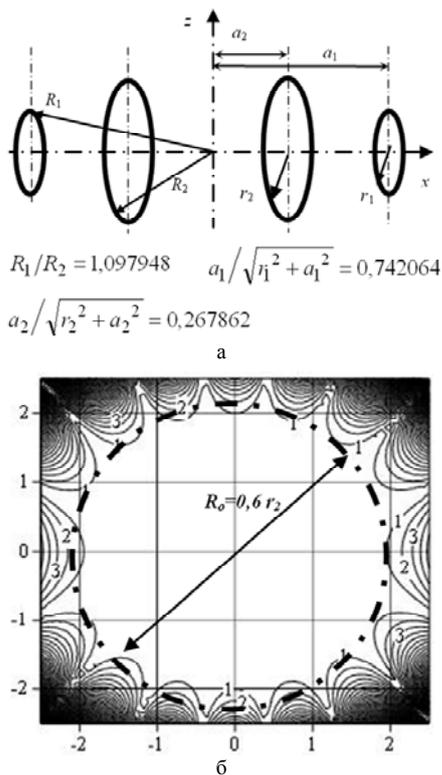


Рис. 3. Система обмоток Браунбека (а) и однородность (б) индукции Δ_{kx} магнитного поля в их центральном (по оси z) поперечном сечении

Вариант № 1. Круговая обмотка на цилиндрической поверхности (рис. 4,а) с равномерной плотностью укладки ее витков $I_0 W_{уд}$ (ампер-витки/м). При бесконечной протяженности обмотки, индукция B_x во всех точках ее внутренней области будет одинакова [8], что

предопределяет выполнение в ней условия $\Delta_{kx} = 0$. Естественно, что в этом случае внутренняя область обмотки будет являться и рабочим объемом измерительного устройства.

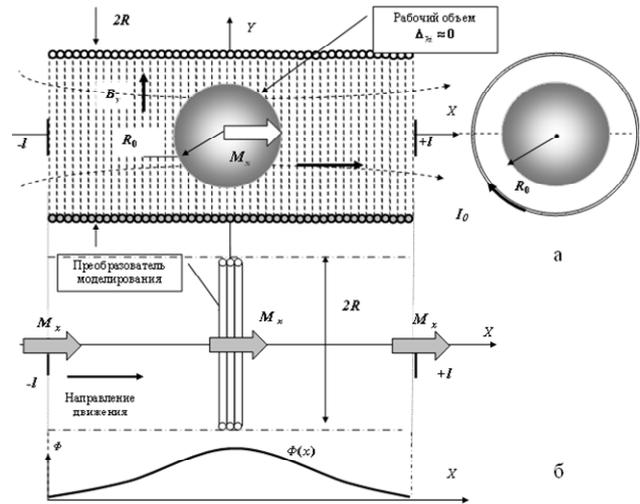


Рис. 4. Синтез (б) первичного преобразователя выполненного в виде круговой обмотки (а) на цилиндрической поверхности

При установленном размере рабочего объема, условие $\Delta_{kx} \approx 0$ может быть обеспечено и при ограниченной длине ($2l$) обмотки.

Вариант № 2. Образующая обмотка на цилиндрической поверхности (рис. 5,а) бесконечной протяженности с укладкой ампер-витков вдоль образующей поверхности с плотностью:

$$IW(\alpha) = I_0 W_{уд} \cdot \cos \alpha, \quad (7)$$

где: $W_{уд}$ (витки/рад) – плотность обмотки, при угле $\alpha = 0$.

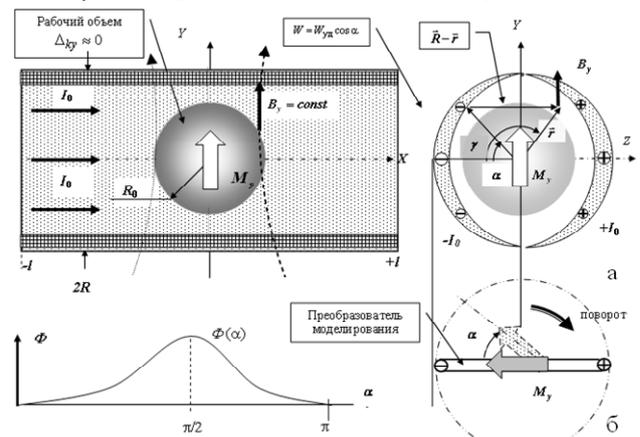


Рис. 5. Синтез (б) первичного преобразователя выполненного в виде образующей обмотки (а) на цилиндрической поверхности

Такой обмоткой в любой точке ее внутренней области создается равномерная однонаправленная индукция B_y магнитного поля вдоль оси Y .

В правильности этого постулата несложно убедиться, воспользовавшись классическим определением [9] индукции B магнитного поля проводника с током:

$$B = B_y = \int_0^{2\pi} \frac{I_0 W_{уд}}{|R-r|} \cdot \cos \alpha da = \text{const}. \quad (8)$$

где $\mathbf{R} - \mathbf{r}$ – радиус-вектор расстояния между точкой во внутренней области ($r \leq R$) соленоида и токовым проводником при угле α (см. рис. 5,а).

Конечный результат интегрирования (8) – неизменная величина индукции \mathbf{B} независимо от параметра r . Рабочий объем такого преобразователя, как и в предыдущем случае (рис. 4), будет представлять внутреннюю область цилиндрической поверхности. При заданном размере рабочего объема, условие $\Delta_{ky} \approx 0$ обеспечивается при ограниченной ее длине.

Вариант №3. На цилиндрической поверхности радиусом R уложены две круговые наклонные обмотки № 1 и № 2, плоскости витков которых, соответственно, имеют наклон $+\varphi$ и $-\varphi$, как это показано на рис. 6. При этом плотность $I_0 W_{уд}$ укладки ампер-витков обеих обмоток одинакова.

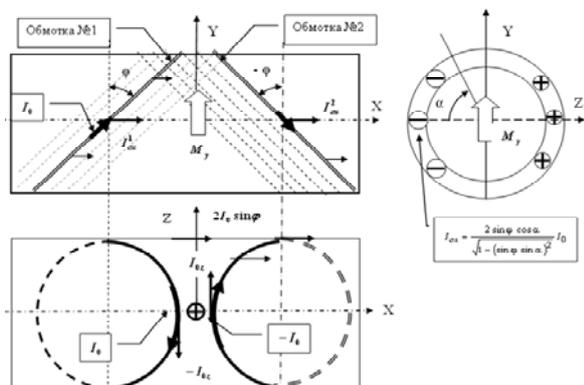


Рис. 6. Первичный преобразователь, выполненный в виде двух круговых наклонных обмоток (а) на цилиндрической поверхности

Система двух таких обмоток, благодаря выбранному встречному их включению (по осям Y и Z) схожа, по своему магнитному проявлению, укладке ампер-витков $I_{0x} W_{уд}$ уложенных вдоль образующей цилиндрической поверхности (ось X), как это имело место в варианте № 2 (см. рис.5).

При этом ток I_{0x} определяется как сумма двух равных между собой I_{0x}^1 и I_{0x}^2 токов обмоток № 1 и № 2, соответственно:

$$I_{0x}^1 = I_{0x}^2 = I_{0x}/2. \quad (9)$$

Величина тока I_{0x} , при этом, определяется исходя из совпадения, по направлению, в каждой точке витка вектора тока \mathbf{I}_0 и касательной $\boldsymbol{\tau}$ к этой точке.

Основываясь на знании геометрии витка, например, обмотки № 1, как $y = R \cdot \cos \alpha$; $z = R \cdot \sin \alpha$; $x = R \cdot \tan \varphi \cdot \sin \alpha$ величина составляющей тока I_{0x}^1 , направленной вдоль оси X цилиндрической поверхности будет определяться как:

$$I_{0x}^1 = \frac{I_{0x}}{2} = \frac{dx/d\alpha}{\sqrt{[(dx/d\alpha)^2 + (dy/d\alpha)^2 + (dz/d\alpha)^2]}} I_0 = I_0 \sin \varphi \cos \alpha / \sqrt{1 - (\sin \varphi \sin \alpha)^2} \cdot I_0 \quad (10)$$

Это соотношение устанавливает и изменение плотности ампер-витков $IW(\alpha)$ в системе обмоток по варианту № 3, в зависимости от угла α :

$$IW(\alpha) = 2I_0 W_{уд} \sin \varphi \cdot \cos \alpha \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - (\sin \varphi \cdot \sin \alpha)^2}}. \quad (11)$$

Сопоставление распределения ампер-витков (11) в системе обмоток по варианту № 3 с идеальным вариантом (7) их распределения, позволяет сделать однозначный вывод о том, что система обмоток по варианту № 3 не обеспечивает абсолютную однородность магнитного поля внутри рабочего объема. Иллюстрацией сказанному являются представленные на рис.7,а результаты расчета погрешности Δ_{ky} в сечении XZ цилиндрической поверхности, при $\varphi = \pi/4$.

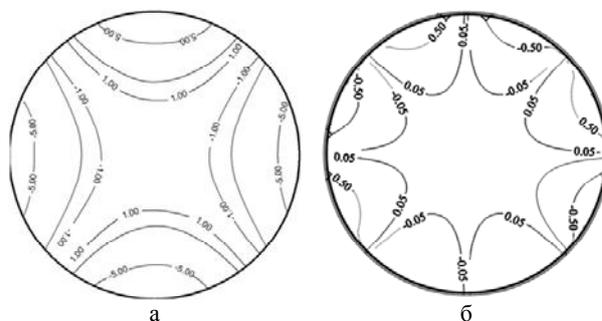


Рис. 7. Результаты расчета погрешности Δ_{ky} для двух (а) и четырех (б) наклонных круговых обмоток на цилиндрической поверхности

В то же время эти результаты (рис. 7,а) указывают на возможность снижения погрешности Δ_{ky} за счет приведения к уже имеющейся паре обмоток (№ 1 и № 2) второй, идентичной ей пары.

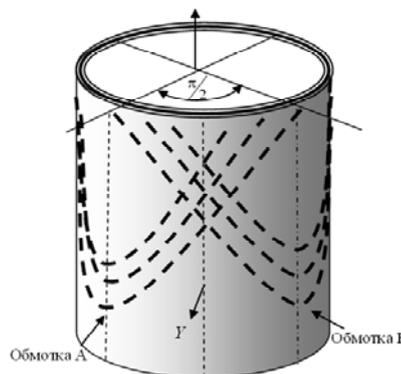


Рис. 8. Пара смещенных на угол $\alpha_c = \pi/2$ обмоток первичного преобразователя

При этом вторая, приведенная пара должна быть установлена с угловым смещением $\alpha_c = \pi/2$ по отношению к первой паре. На рис. 8 представлен фрагмент расположения на цилиндрической поверхности такой пары смещенных обмоток (А и В). За счет этого смещения, погрешности, вносимые каждой из пар, отчасти взаимно компенсируются, что и проиллюстрировано на рис.7,б.

Конструктивная реализация. Адаптация (по критерию "размер первичного преобразователя – размер рабочей зоны") рассмотренных систем обмоток для измерительных устройств магнитного момента габаритных объектов решает поставленную задачу лишь в ее метрологическом аспекте.

Вполне очевидно, воплощение рассмотренных систем обмоток для габаритных изделий связано с конструктивно-технологическими сложностями.

Так, при выполнении первичного преобразователя в виде обмоток Рубенса для максимального размера испытываемого объекта до 2 м и при $\Delta_{kx} \leq 1\%$, его

габаритные размеры (рис. 2) должны быть не менее, чем 4×4 м. Еще более сложной представляется конструктивная реализация обмоток уложенных на цилиндрической поверхности.

Поэтому предлагается, как альтернативу такому прямому конструктивному воплощению первичных преобразователей, использовать методы их моделирования (синтеза), как рецепторов магнитного поля.

Основным аппаратным средством такого моделирования являются конструктивно простые первичные преобразователи моделирования. Их количество равняется числу типоразмеров обмоток, из которых состоит моделируемая многообмоточная система. Так, в системе обмоток Рубенса (рис. 2) используются один типоразмер квадратных обмоток, а в системе обмоток (рис. 3) Браунбека – два типоразмера (радиусом R и r) круглых обмоток.

В основу самой технология синтеза заложена процедура измерения величин магнитного потока от испытуемого изделия при его фиксированных (дискретных) положениях относительно преобразователя моделирования. Эти фиксированные положения определяются параметрами моделируемой многообмоточной системы первичного преобразователя.

Основываясь на результатах проведенных измерений, по заданному алгоритму их интегрирования, определяют магнитный поток Φ , равный магнитному потоку в моделируемом первичном преобразователе при проведении прямых измерений магнитного момента объекта.

В общем случае принципы моделирования кроме общих положений несут в себе и индивидуальные черты, которые вносятся особенностями моделируемого многообмоточного преобразователя измерительного устройства. Поэтому при дальнейшем рассмотрении вопросов моделирования сложных первичных преобразователей сосредоточимся на конкретных примерах, которые в той или иной степени отражают все многообразие их исполнения.

Синтез системы обмоток Рубенса. Первичный преобразователь с такой системой обмоток представлен на рис. 2,а. Он включает в себя пять квадратных обмоток. При этом соотношение витков крайних (№ 1, № 5) и средних (№ 2, № 4) обмоток к виткам обмотки (№ 3), равно, соответственно, 19/10 и 4/10.

Процедура определения магнитного момента в устройстве с таким преобразователем включает в себя установку испытуемого объекта в рабочем объеме измерительного устройства, последующее измерение магнитного потока Φ и определение, согласно (1), величины магнитного момента M объекта.

Основа синтеза такого преобразователя заложена в трактовке измеренного магнитного потока Φ , который можно рассматривать как сумму магнитных потоков измеренных каждой из обмоток системы Рубенса:

$$\Phi = \Phi^1 + \Phi^2 + \Phi^3 + \Phi^4 + \Phi^5, \quad (12)$$

где $\Phi^1 - \Phi^5$ – магнитные потоки обмоток (индекс при потоке указывает на номер обмотки, в которой он формируется).

Первичным преобразователем моделирования данной системы обмоток Рубенса, является одна квадратная обмотка с размером $(a \times a)$.

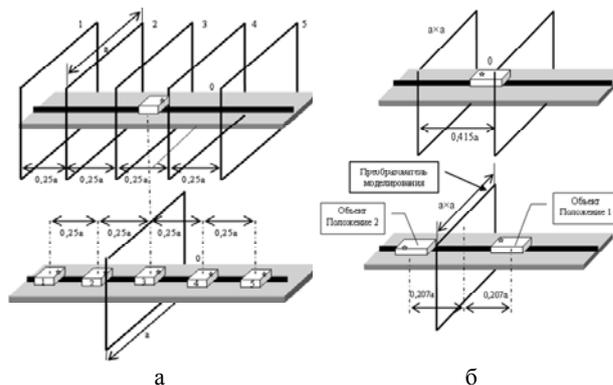


Рис. 9. Синтез системы обмоток Рубенса (а) и Гельмгольца (б)

Синтез первичного преобразователя (рис. 9,а) включает в себя проведение пяти измерений магнитного потока ($\Phi_1 - \Phi_5$) при пяти дискретных положениях (рис. 8,а) испытуемого объекта относительно преобразователя моделирования. Индекс магнитного потока $\Phi_1 - \Phi_5$ соответствует номеру позиции испытуемого объекта относительно преобразователя моделирования. Этот номер на рис 9,а проставлен на испытуемом объекте.

Магнитный поток Φ , который служит основой для определения магнитного момента (1) объекта будет определяться, по аналогии с (12), как:

$$\Phi = \frac{4}{10} \Phi_1 + \frac{19}{10} \Phi_2 + \Phi_3 + \frac{19}{10} \Phi_4 + \frac{4}{10} \Phi_5. \quad (13)$$

Величина (13) магнитного потока Φ при этом будет соответствовать результатам (12) их прямых измерений в системе обмоток Рубенса.

Синтез системы обмоток Гельмгольца. Преобразователь моделирования в виде квадратной обмотки может быть основой для синтеза других, сходных по типоразмеру, многообмоточных систем первичных преобразователей.

Так, на рис. 9,б представлен пример синтеза обмоток Гельмгольца на основе уже упомянутого преобразователя моделирования – квадратной обмотки. Здесь величина магнитного потока Φ , определяющая магнитный момент испытуемого изделия будет определяться как:

$$\Phi_1 + \Phi_2 = \Phi. \quad (14)$$

Синтез системы обмоток Браунбека. Выполнение преобразователя моделирования в виде в двух, например круглых обмоток, позволяет осуществлять синтез многообмоточных систем обмоток с разными размерами. На рис. 10,а приведен пример моделирования первичного преобразователя выполненного на основе обмоток Браунбека (рис. 2,б).

Здесь преобразователь моделирования состоит из двух обмоток № 1 и № 2. Их радиусы (R , r) и смещение (b) друг относительно друга находятся в пропорциях определяемых параметрами системы обмоток Браунбека (см. рис. 2) в целом.

При синтезе обмоток Браунбека используются результаты двух измерений магнитного потока Φ_1 и Φ_2 испытуемого объекта при различной его ориентации (поворот на угол π) относительно обмоток преобразователя моделирования.

При этом, величина магнитного потока Φ , опре-

деляющая магнитный момент испытуемого изделия будет определяться как:

$$\Phi_1 + \Phi_2 = \Phi. \quad (15)$$

Систему обмоток Браунбека можно смоделировать и посредством преобразователя моделирования, состоящего из двух обмоток, находящихся в одной плоскости, как показано на рис. 10,б. При этом количество измерений увеличится до четырех. Измерение № 1 и № 4 (номер проставлен на объекте) проводятся обмоткой № 1 при смене ориентации (поворот на угол π) испытуемого объекта, а измерение № 2 и № 3 – обмоткой № 2.

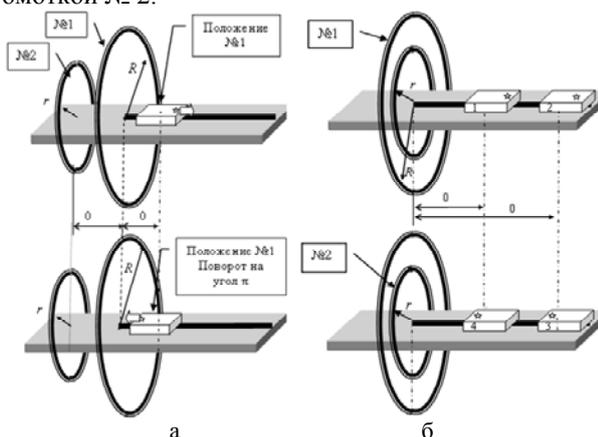


Рис. 10. Варианты (а, б) синтеза системы обмоток Браунбека

Синтез круговой обмотки (вариант № 1). Первичный преобразователь, уложенный в виде круговой обмотки на цилиндрической поверхности (рис. 5) моделируется по аналогии с рассмотренными многообмоточными системами моделирования.

Единственный ее типоразмер – плоская круглая (см. рис. 5,б) обмотка. Именно ее вид будет повторять и обмотка преобразователя моделирования.

Значимым отличием здесь будет количество дискретных положений испытуемого объекта, относительно испытуемого объекта, при котором проводятся измерения магнитного потока. Поэтому при моделировании первичных преобразователей такого типа значительно удобнее измеренные величины магнитного потока при дискретных значениях месторасположения испытуемого объекта представить в виде проходных характеристик (рис. 5,б) типа $\Phi(x)$, где $-l \leq x \leq +l$, x – координаты месторасположения объекта относительно преобразователя моделирования.

При этом величина магнитного потока Φ , определяющая магнитный момент (2) испытуемого изделия будет определяться как:

$$\Phi = \int_{-l}^{+l} \Phi(x) dx. \quad (16)$$

В целом вопросы такого моделирования круговых обмоток (рис. 5), имеют растянутую во времени предысторию, достаточно полно описанную, как в далеких [10] так и современных работах [11, 12] в области магнитных измерений.

По такой же схеме осуществляется моделирование [13] круговых наклонных обмоток (вариант № 3) уложенных на цилиндрической поверхности. Отличие

будет состоять лишь в преобразователе моделирования – он должен выполняться в виде двух плоских круговых обмоток развернутых относительно друг друга на угол 2ϕ , по аналогии с витками наклонных обмоток. При этом отметим, что изначальное различие в эффективности (величина погрешность $\Delta_{кx}$) круговых и наклонных обмоток, будет присутствовать и при их моделировании.

Для синтеза более эффективных (рис. 7,б) систем обмоток потребуются более сложный преобразователь моделирования – из четырех плоских обмоток.

Синтез образующей обмотки (вариант № 2).

Моделирование первичного преобразователя, в виде образующей обмотки на цилиндрической поверхности (рис. 5), отличается в деталях от моделирования круговой обмотки (рис. 4):

- во-первых, здесь преобразователь моделирования будет представлять собой плоскую прямоугольную обмотку. Ее ширина равна радиусу $2R$ цилиндрической поверхности (рис. 5), а высота – ее длине $2l$;
- во-вторых, проходная характеристика, в данном случае, должна определяться в форме зависимости $\Phi(\alpha)$ магнитного потока Φ при угловом перемещении α испытуемого объекта (рис. 5,б) в преобразователе моделирования.

При этом величина магнитного потока Φ , по которой рассчитывают магнитный момент (2), испытуемого изделия будет равна:

$$\Phi = \int_0^{\pi} \Phi(\alpha) \cdot \sin \alpha \, d\alpha. \quad (17)$$

Что касается точности моделирования, то если в варианте с круговой обмоткой она определялась длиной проезда $2l$ испытуемого объекта, то в данном случае она определяется длиной $2l$ контура обмотки преобразователя моделирования. Тот и другой параметр – это длина цилиндрической поверхности. В этом просматривается определенная симметрия круговой и образующей обмоток.

Эскиз устройства, в котором реализованы принципы синтеза образующей обмотки, представлен на рис. 10. Это устройство включает в себя преобразователь моделирования (ПМ), с размерами $2R$ и $2l$, поворотное устройство (ПУ) на которое устанавливается испытуемый объект техники (ОТ).

В процессе определения зависимости магнитного потока $\Phi_x(\alpha)$, испытуемый объект, располагаемый на столе поворотного устройства, поворачивается на угол $\alpha = \pi$. При этом осуществляется регистрация зависимости магнитного потока $\Phi(\alpha)$ в виде проходной характеристики, по аналогии с рис. 5,б. По этой зависимости определяют магнитный момент согласно (2), (17) как:

$$M_x = \beta_x \int_0^{\pi} \Phi_x(\alpha) \sin \alpha \, d\alpha. \quad (18)$$

На рис. 10,а представлены результаты расчета погрешности $\Delta_{кx}$ при соотношении $2l/2R = 4$. Приведенные расчеты показывают, что в этом случае погрешность $\Delta_{кx} \leq 1\%$ обеспечивается в объеме радиусом $R_0 \leq 0,8R$.

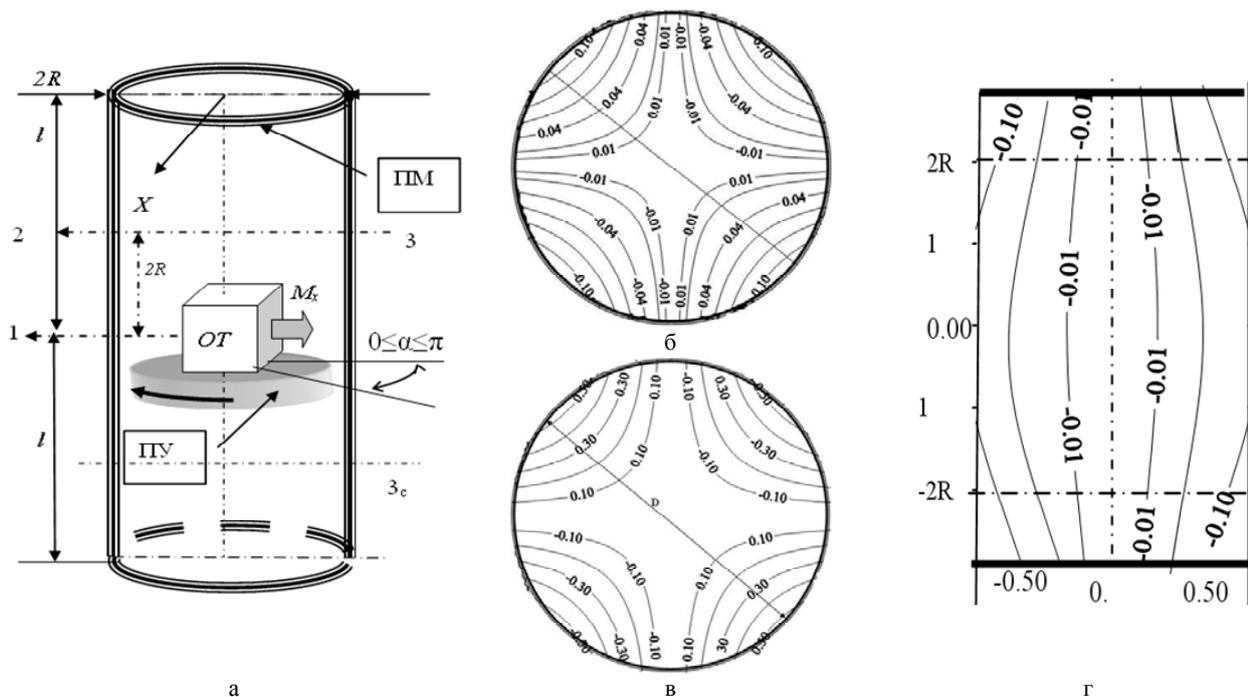


Рис. 10. Эскиз устройства поворотного типа (а) и результаты расчета его погрешности Δ_{kk} : для горизонтального сечения 1 (б); для горизонтального сечения 2 (в); для вертикального сечения 3 (г) ($l = 2R$) – 3_c , ($l = -2R$)

ОБОБЩЕНИЯ

1. Синтез, с помощью конструктивно простых преобразователей моделирования, сложных первичных преобразователей является основой для упрощения конструкции высокоточных устройств измерения магнитного момента габаритных объектов техники.

2. Рассмотрены варианты построения оригинальных высокоэффективных устройства для определения магнитных моментов объектов техники. В этих вариантах синтез первичного преобразователя измерительного устройства производится, основываясь на результатах измерения магнитного потока, при:

- повороте испытуемого объекта в объеме преобразователя моделирования;
- сочетании линейного и углового перемещений испытуемого объекта относительно преобразователя моделирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коваленко А.П. Магнитные системы управления космическими летательными аппаратами. М: Машиностроение, 1975.
2. Розов В.Ю. Математическая модель электрооборудования как источника внешнего магнитного поля // Технічна електродинаміка. – 1995. – №2. – С. 3-7.
3. Пилюгіна О.Ю., Пелевін Д.Е., Ерисов А.В. Про засоби вимірювання магнітного моменту технічних об'єктів // Електроінформ. – 2006. – № 1. – С. 18-20.
4. Семенов В.Г. Определение дипольного, квадрупольного и октупольного магнитных моментов точечно-контурными методами // Проблемы повышения точности средств измерения магнитной индукции. Сб. науч. труд. НПО им. Менделеева. – 1983. – С. 35-47.
5. Яновский Б.М. Земной магнетизм. Т.1. – Л.: Изд-во Ленинградского государственного университета, 1964. – 445 с.
6. Пилюгіна О.Ю., Пелевін Д.Е., Ерисов А.В. О расчете методической погрешности средств определения магнитного момента // Вестник НТУ "ХПИ". – 2005. – № 48. – С. 127-136.
7. Шрамберггер Г.А. Устройства для создания слабых пост-

янных магнитных полей. – Новосибирск: Наука, 1972 – 176 с.

8. Зильберман Г.Е. Электричество и магнетизм. – М.: Наука, 1970. – 384 с.

9. Шимони К. Теоретическая электротехника. – М.: Мир, 1965. – 774 с.

10. Драновский В.И., Зигунов В.Н., Ростовская А.А., Чердынченко Э.А. Измерение и компенсация магнитного момента спутника // Сб. "Космическая стрела". – М.: Наука, 1974. – С. 147-161

11. Волохов С.А., Ивлева Л.Ф. Методическая погрешность измерений магнитного момента. // Техническая электродинамика. – 1996. – № 4. – С. 72-74.

12. Волохов С.А., Кильдишев А.В. Магнитные сигнатуры мультипольного источника, полученные поперечными измерительными контурами // Техническая электродинамика. – 1996. – № 5. – С. 65-68.

13. Окон П. И., Семенов В.Г. Исследование метода интегрирования магнитного потока для измерения поперечных компонент магнитного момента. // Совершенствование методов и средств проверки магнитоизмерительной аппаратуры, используемой для контроля качества магнитных материалов. – Л.: Энергоатомиздат, 1989. – С. 59-73.

Гринченко Владимир Сергеевич

Ерисов Анатолий Васильевич

Институт Электродинамики НАН Украины

Отделение магнетизма

30106, Харьков, ул. Индустриальная, 19

тел/факс (0572) 992162, e-mail: ITL900@online.kharkov.ua

V.S. Grinchenko, A.V. Erisov

About device for testing magnetic moments in large-dimensioned technical objects.

Analysis of a device for measuring magnetic moments in large-dimensioned technical objects is made on the basis of direct measurements of magnetic flux. Requirements for design of the device's primary converter are specified. A technique for complex primary converter systems synthesis is introduced.

Key words – large-dimensioned technical objects, magnetic moment, measurements, primary converters, synthesis.

К ВЫВОДУ ЗАВИСИМОСТИ МЕЖДУ ПОТОКОМ И ВЕКТОРНЫМ ПОТЕНЦИАЛОМ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

В статті наведено математично коректний та фізично змістовний доказ фундаментальної залежності між потоком та векторним потенціалом магнітного поля.

В статье приведено математически корректное и физически содержательное доказательство фундаментальной зависимости между потоком и векторным потенциалом магнитного поля.

ВВЕДЕНИЕ

В [1] нами показана несостоятельность применения формулы Стокса для доказательства закона полного тока (ЗПТ) вследствие нарушения условий, при соблюдении которых допускается ее применение.

В связи с тем, что научно-техническая общественность с укоренившимися чисто эмпирических позиций скептически относится к необходимости соблюдения упомянутых условий, воспринимая их как некоторого рода "перегибы" чисто математического характера, считаем необходимым вернуться к разъяснению существа проблемы.

Согласно [2] формула Стокса

$$\int_S \text{rot} \mathbf{F}(\mathbf{r}) d\mathbf{S} = \oint_C \mathbf{F}(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \quad (1)$$

справедлива, если:

- векторная функция $\mathbf{F}(\mathbf{r})$ однозначна и имеет непрерывные частные производные всюду в конечной поверхностно-односвязной области V ; (2.1)

- лежащая в области V поверхность S односвязна, регулярна и ограничена регулярной замкнутой кривой C . (2.2)

Наглядной иллюстрацией ошибочного применения формулы Стокса при несоблюдении условий (2) может служить пример ее приложения к случаю вращения полого цилиндрического тела (рис. 1), когда

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}) = \omega \mathbf{e}_\varphi, \quad \text{rot} \mathbf{F} = 2\omega \mathbf{e}_z,$$

но формула (1) дает ошибочные результаты как по контуру C_1 вследствие несоблюдения условия (2.1), так и по контуру C_2 , т.к. не соблюдается условие (2.2).

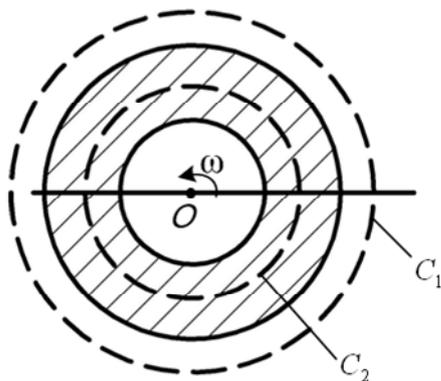


Рис. 1

В [1] показано, что ЗПТ в форме

$$\oint \mathbf{B} d\mathbf{l} = \mu_0 I, \quad (2)$$

сходной с (1) справедлив не вопреки нарушениям ог-

раничений (2), а потому, что он является следствием объективных закономерностей изменения поля вектора \mathbf{B} как внутри, так и вне проводников с током любого поперечного сечения при условии, что

$$\text{div} \mathbf{j} = 0. \quad (3)$$

1. К выводу формулы связи параметров магнитного поля. Вот классический вариант решения рассматриваемой задачи [3]:

"Пользуясь векторным потенциалом часто оказывается удобным выразить магнитный поток

$$\Phi = \oint \mathbf{B} d\mathbf{S}. \quad (4)$$

Действительно, представляя индукцию как вихрь векторного потенциала \mathbf{A} и применяя теорему Стокса, находим:

$$\Phi = \int \text{rot} \mathbf{A} d\mathbf{S} = \oint \mathbf{A} d\mathbf{l}, \quad (5)$$

т.е. что магнитный поток, сцепленный с контуром интегрирования, равен линейному интегралу от векторного потенциала вдоль этого контура".

Здесь, как и в случае доказательства ЗПТ [1] формула Стокса (1) с соблюдением условий (2) применима только для внутренней области бесконечно длинного соленоида, не имеющей ферромагнитного сердечника. Во всех остальных случаях, используемых в промышленной электротехнике, внутри соленоида находится пакетированный ферромагнетик (многосвязность области), а контур интегрирования A находится снаружи соленоида, в токоведущих слоях которого происходит разрыв первой производной $\partial A / \partial r$.

Таким образом, для доказательства весьма важного соотношения (5), которое мы в дальнейшем будем называть законом магнитного потока (ЗМП), используем тот же подход, что и применен в [1] для доказательства аналогичного по форме ЗПТ, а именно

- установление физической сущности, связывающей параметры в ЗМП для элементарного контура;

- обобщение его для произвольной конфигурации поля на основе принципа суперпозиции и потенциальности внешнего поля векторного потенциала \mathbf{A} , где соблюдается его соленоидальность, т.е.

$$\text{div} \mathbf{A} = 0, \quad \text{rot} \mathbf{A} = 0. \quad (6)$$

Здесь по аналогии с "нитью тока" в ЗПТ рассмотрим элементарную трубку магнитного потока в виде длинного соленоида, для которого согласно [4]

$$d\Phi = \oint_L d\mathbf{A} d\mathbf{L}, \quad (7)$$

где L – контур интегрирования, в частности – для поля вне соленоида.

С учетом потенциальности этого "внешнего" поля dA последнее соотношение оказывается справедливым для замкнутой трубки поля любой формы (кривой L) и даже с переменным поперечным сечением dS при условии

$$d\Phi = B(L)dS(L) = \text{const} . \quad (8)$$

На основе принципа суперпозиции, суммируя вклады трубок потока $d\Phi$ по поперечному сечению соленоида (или одновиткового контура тока) при неизменном контуре обхода l получаем

$$\sum_S d\Phi = \oint_l \left(\sum dA \right) dl , \quad (9)$$

что эквивалентно искомому закону

$$\Phi = \oint_l A dl , \quad (10)$$

для контура l , расположенного в соленоидальном поле A . По аналогии с ЗПТ, можно было бы рассмотреть в какой мере соотношение (10) закономерно для вихревой области поля A , но решения этой задачи не представляет интереса для прикладной электротехники.

2. Пример практического приложения.

На основе соотношения (7) для трубки потока $d\Phi$ и полученного в [1] соотношения

$$\oint H dl = j ds , \quad (11)$$

для внешнего поля трубки тока можно найти ответ на вопрос – почему эквивалентны полевая и локальная формулы для энергии магнитного поля, запасенной в контуре тока [5]

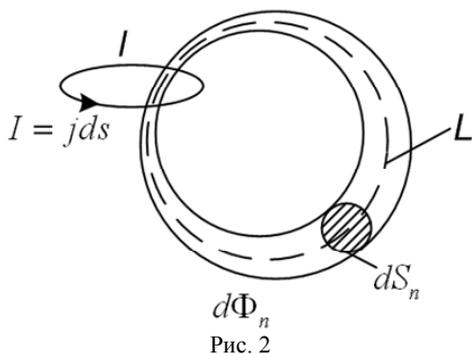
$$W_M = \int_V \frac{HB}{2} dV = \frac{1}{2} \int_V A \cdot j dV , \quad (12)$$

где согласно [5] физический смысл имеет только вторая часть последнего соотношения.

Рассмотрим контур тока

$$I = j ds , \quad (13)$$

длиной l , внутри которого проходит поток Φ (рис. 2).



Представляя его в виде суммы трубок потока

$$\Phi = \sum_n d\Phi_n ; d\Phi = B(L)dS(L) = \text{const} , \quad (14)$$

для каждой трубки потока согласно (7) находим, что

$$d\Phi_n = B_n(L)dS_n(L) = \oint dA_n dl .$$

С другой стороны, согласно (11)

$$\oint H(L)_n dL = j ds ,$$

откуда следует, что для любой трубки потока

$$\begin{aligned} \oint_L B(L)_n H(L)_n dS(L)_n dL(L)_n &= \oint_{V_n} B_n H_n dV_n = \\ &= \oint_l dA_n dl \cdot j ds = \int_v dA_n \cdot j dv , \end{aligned}$$

где V_n – объем трубки потока, v_n – объем трубки тока.

Суммируя последние выражения по всем трубкам, находим, что

$$\int_V BH dV = \int_v A \cdot j dv ,$$

что и требовалось доказать.

ВЫВОДЫ

1. При доказательстве закона магнитного потока формула Стокса справедлива только внутри длинного соленоида без сердечника.

2. Во всех практически важных приложениях справедливость этого закона для соленоидального характера поля векторного потенциала A основывается на объективных физических свойствах этого поля.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кузьмин В.В., Шпатенко В.С. О легитимности использования формулы Стокса для доказательства теоремы Ампера (закон полного тока) // *Электротехника і електромеханіка*. – 2010. – № 4.
2. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1973. – 831 с.
3. Нетушил А.В., Поливанов К.М. Теоретические основы электротехники. Теория электромагнитного поля. – М. – Л. ГЭИ, 1956.
4. Кузьмин В.В., Шпатенко В.С. К проблеме "нелокального" действия магнитного поля на обмотки электрических машин // *Электроинформ*. – 2005. – № 4.
5. Кузьмин В.В., Шпатенко В.С. К разрешению парадоксов, порожденных ошибочной концепцией о локализации потенциальной энергии в электромагнитном поле // *Вісник Крем. ДПУ*. – 2010. – вып. 4, ч. 3.

Поступила 23.09.2010

Кузьмин В.В., д.т.н., проф.,

Шпатенко В.С.

АО МЭА ЭЛТА

61091, Харьков, Стадионный проезд, 14/3

тел. (057) 392-00-45; тел./факс: (057)713-41-02

V.V. Kuzmin, V.S. Shpatenko

On derivation of relation between flux and vector potential of magnetic field.

In the article, the authors present a mathematically correct and physically meaningful proof of a fundamental relation between flux and vector potential of magnetic field.

Key words – magnetic field, flux, vector potential, relation.

ВЗАЄМОДІЯ РУХОМИХ І НЕРУХОМИХ ЗАРЯДІВ В СТАЦІОНАРНОМУ ПОЛІ ПРОВІДНОГО СЕРЕДОВИЩА

Розглянуті взаємодії нерухомих точкових зарядів в електричному полі діелектрика і елементарних струмів в магнітному полі магнітного середовища. Проаналізовано постулат Максвелла в стаціонарному полі провідного середовища, визначене аналітичне вираження напруженості, створюваної рушійними зарядами стаціонарного поля. Встановлено, що проаналізована взаємодія рухомих і нерухомих зарядів в стаціонарному полі обернено пропорційна до квадрата відстані між ними.

Rассмотрены взаимодействия неподвижных точечных зарядов в электрическом поле диэлектрика и элементарных токов в магнитном поле магнитной среды. Проанализирован постулат Максвелла в стационарном поле проводящей среды, определено аналитическое выражение напряженности, создаваемой движущимися зарядами стационарного поля. Установлено, что проанализированное взаимодействие подвижных и неподвижных зарядов в стационарном поле обратно пропорционально квадрату расстояния между ними.

ВСТУП

Усвідомити процеси, що відбуваються в електротехнічних пристроях, охарактеризувати стан електромагнітної енергії в кожній точці в будь-який момент часу, а, виходить, і розрахувати пристрої на задані умови роботи можливо тільки за допомогою теорії електромагнітного поля. Електромагнітне поле характеризується наявністю магнітних і електричних полів, зв'язаних безперервним взаємним перетворенням. Ці поля являють собою дві складові електромагнітного поля, різні сторони його прояву. В основу визначення і електричного, і магнітного полів покладено їхній механічний прояв, тому що електромагнітне поле це поле чотирьох основних векторів: \mathbf{E} – вектора напруженості електричного поля, \mathbf{D} – вектора електричної індукції, \mathbf{H} – вектора напруженості магнітного поля й \mathbf{B} – вектора магнітної індукції, тобто характеристик його механічного прояву. У цьому полі також існують щільності зарядів і струмів, створювані електромагнітним полем або утворюючи його.

Електричне поле як одна зі складових електромагнітного розглядається в якості й електростатичного поля в діелектричному середовищі, і стаціонарного електричного поля постійного струму в провідному середовищі. Механічний прояв електростатичного поля описується законом Кулона, а магнітного поля – законом Ампера. Закон Кулона є основою теорії електростатичного поля, закон Ампера – теорії магнітного поля. Теорія стаціонарного електричного поля в провідному середовищі базується на основних рівняннях теорії електричних кіл, які узагальнюють експериментальні факти.

Дослідження механічного прояву стаціонарного електричного поля досить актуальна проблема, тому що одержання аналітичних залежностей, що описують даний прояв, дає математичну основу теорії стаціонарного електричного поля в провідному середовищі й теорії електричних кіл. Таким чином впроваджується теоретична база для розробки нових методів розрахунку електротехнічних пристроїв, а узагальнені експериментальні факти стають підтвердженням даних наукових поглядів.

Основна частина. Умови електростатики є тільки в ідеальному діелектричному середовищі, напри-

клад, у вакуумі. Всі реальні діелектрики в більшій або меншій мірі проводять електрику. Однак провідність діелектриків, які використовуються в електротехнічних пристроях як ізолюючі матеріали, настільки мала, що стосовно цілого ряду явищ її можна вважати рівною нулю.

В основі теорії електростатичного поля в діелектричних середовищах покладено його механічний прояв, що описується законом Кулона (законом зворотних квадратів): "Сила \mathbf{F} , з якою взаємодіють один з одним два точкових заряди q_1 й q_2 , прямо пропорційна добутку цих зарядів, обернено пропорційно квадрату відстані r між ними й залежить від електричних властивостей середовища, що оточує заряди" [1]:

$$\mathbf{F} = \frac{q_1 q_2}{4\pi\epsilon_a r^2} \mathbf{r}_0,$$

де: \mathbf{r}_0 – одиничний вектор, спрямований по лінії з'єднуючій заряди; ϵ_a – діелектрична проникність речовинного середовища, характеристика його електричних властивостей.

Силовою характеристикою електростатичного поля є його напруженість \mathbf{E} . Це векторна величина, чисельно рівна силі, що діє на заряд, який по величині дорівнює одиниці й обумовленої за умови, що внесений у дану точку заряд не спотворив поля, що існує до внесення цього заряду [2]:

$$\mathbf{E} = \lim_{q_2 \rightarrow 0} \frac{\mathbf{F}}{q_2} = \frac{q_1}{4\pi\epsilon_a r^2} \mathbf{r}_0.$$

Основним проявом магнітного поля постійного струму є його механічний вплив на провідник зі струмом, поміщений у це поле. Взаємодія двох елементів лінійних струмів підкоряється закону Ампера (закону зворотних квадратів магнітного поля). "Сила взаємодії двох елементів лінійних струмів $I_1 dl_1$ і $I_2 dl_2$ пропорційна величинам струмів I_1 і I_2 , пропорційна довжинам елементів dl_1 і dl_2 , обернено пропорційна квадрату відстані r_{12} між ними й залежить від магнітних властивостей середовища" [1]:

$$\mathbf{F}_{12} = \frac{\mu_0 I_1 I_2}{4\pi r_{12}^2} [dl_1 [dl_2 \mathbf{r}_0]], \mathbf{F}_{21} = \frac{\mu_0 I_2 I_1}{4\pi r_{12}^2} [dl_2 [dl_1 \mathbf{r}_0]],$$

де: \mathbf{r}_0 – одиничний вектор, спрямований по лінії, що з'єднує взаємодіючі елементи dl_1 й dl_2 відповідно

струмів I_1 і I_2 ; F_{12} – сила, що діє на елемент dl_1 струму I_1 з боку елемента dl_2 струму I_2 ; F_{21} – сила, що діє на елемент dl_2 струму I_2 з боку елемента dl_1 струму I_1 ; μ_0 – магнітна постійна – величина, що характеризує магнітні властивості вакууму.

Основною силовою характеристикою магнітного поля є магнітна індукція:

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0 I [d\mathbf{l}r_0]}{4\pi r^2}.$$

Це векторна величина, чисельно дорівнює силі, що діє на елемент струму $I dl$, визначної за умови, що внесений у дану точку магнітного поля елемент $I dl$, розташований перпендикулярно силовим магнітним лініям, не спотворив поле, що існувало до внесення в нього елемента струму [2].

Таким чином, в основі визначення механічного прояву як електростатичного поля в діелектричному речовинному середовищі, так і магнітного поля в магнітному речовинному середовищі, лежить той самий закон зворотних квадратів (закон Кулона для електростатичного поля й закон Ампера для магнітного поля). Крім того, основними силовими характеристиками й одного й іншого поля є аналогічні векторні величини (напруженість \mathbf{E} електростатичного поля й магнітна індукція \mathbf{B} магнітного поля). Відмінністю є те, що в електростатичному полі взаємодіють нерухомі в просторі й не змінені в часі електричні заряди, а в магнітному полі – елементи лінійних струмів.

Електричне поле постійних струмів у провідному середовищі є полем потенційним. Це може бути пояснене тим, що в полі постійних струмів розподіл зарядів у просторі залишається стаціонарним, тобто незмінним у часі, тому що при будь-якому перерозподілі зарядів напруженість поля неминуче повинна була б змінитися, і струм перестав би бути постійним. Тому що розподіл зарядів стаціонарний, то поле їх повинне бути тотожно з електростатичним полем відповідно розподілених нерухомих зарядів. Отже, лінійний інтеграл вектора напруженості електричного поля постійних струмів у провідному середовищі уздовж якого-небудь довільного замкнутого контуру, тобто циркуляція даного вектора по будь-якому замкнутому

путі дорівнює нулю ($\oint_l \mathbf{E} d\mathbf{l} = 0$). Крім того, вектор напруженості цього поля може бути виражений через градієнт потенціалу ($\mathbf{E} = -\text{grad}\phi$) [1].

Та обставина, що в даній точці простору одні елементи заряду завдяки наявності струму переміняються іншими, не може позначатися на напруженості електричного поля, оскільки щільність зарядів у кожній точці простору, відповідно до одного з основних постулатів теорії електричного поля, залишається постійною. Тому, стаціонарне поле постійних струмів у провідному середовищі, як і електростатичне поле в діелектричному середовищі, є потенційним полем.

По своїй природі електростатичне поле й електричне поле постійного струму в провідному середовищі різні. Проте, між двома полями можна провести певну формальну аналогію.

Електростатичне поле в областях, не зайнятих зарядами, задовольняє рівнянню Лапласа. Електричне поле постійного струму в провідному середовищі поза сторонніми джерелами також задовольняє рівнянню Лапласа. В обох полях мають справу з вектором напруженості поля \mathbf{E} . Вектору електричної індукції $\mathbf{D} = \epsilon_a \mathbf{E}$ електростатичного поля можна зіставити вектор щільності струму $\boldsymbol{\delta} = \gamma \mathbf{E}$ провідного середовища, а потоку вектора електричної індукції $\Psi_{\text{ел}} = \oint_S \mathbf{D} d\mathbf{S}$ – потік вектора

щільності електричного струму $I = \oint_S \boldsymbol{\delta} d\mathbf{S}$.

Подібні й граничні умови: на поверхні розподілу двох діелектриків $E_{1t} = E_{2t}$ і $D_{1n} = D_{2n}$, а на границі розподілу двох провідних середовищ із різною провідністю $E_{1t} = E_{2t}$ й $\delta_{1n} = \delta_{2n}$.

Якщо два поля задовольняють тому самому рівнянню $\nabla^2 \phi = 0$ Лапласа й у них виконуються тотожні граничні умови для подібних величин, то при однаковій формі граничних поверхонь на підставі теореми одиницності рішення можна констатувати, що сукупність силових і еквіпотенційних ліній у цих двох полях (тобто картина поля) буде однаковою [2].

Ця формальна аналогія між електростатичним полем у діелектрику й електричному полі в провідному середовищі дозволяє зробити припущення, що механічний прояв стаціонарного електричного поля також повинне описуватися законом зворотних квадратів.

Відповідно до однієї з найважливіших теорем електростатики теореми Гауса потік вектора електричної індукції крізь будь-яку замкнуту поверхню дорівнює алгебраїчній сумі вільних зарядів, що перебувають усередині цієї поверхні. Заряди, відповідно до постулату Максвелла можуть бути як статичними, так і змінними в часі [3], тобто теорема Гауса залишається справедливою для будь-якого електричного поля, зв'язаного або не пов'язаного з нерухомими або як завгодно рушійними зарядами [1].

Тому що вектору електричної індукції $\mathbf{D} = \epsilon_a \mathbf{E}$ електростатичного поля діелектрика відповідає вектор щільності струму $\boldsymbol{\delta} = \gamma \mathbf{E}$ електричного поля провідного середовища, то стаціонарне електричне поле, створене точковими зарядами, що змінюються в часі з постійною швидкістю ($dq/dt = \text{const}$), може бути описано вираженням:

$$\oint_S \gamma \mathbf{E} d\mathbf{S} = \frac{dq}{dt}. \quad (1)$$

Для знаходження напруженості електростатичного поля, створюваної точковим зарядом dq/dt , що змінюється в часі, в точці, вилученої на відстань r від заряду проведемо через дану точку сферичну поверхню радіусом r , вважаючи, що заряд dq/dt перебуває в центрі цієї сфери, і застосуємо до цієї сфери теорему Гауса. При цьому, у силу симетричного розташування всіх точок сферичної поверхні щодо заряду числове значення напруженості поля в різних точках цієї поверхні буде однаковим.

Зчитасмо, що елемент поверхні сфери $d\mathbf{S}$, перпендикулярний до поверхні сфери й спрямований у бік

зовнішньої (стосовно об'єму усередині поверхні) нормалі в кожній точці сферичної поверхні збігається по напрямку з вектором напруженості \mathbf{E} стаціонарного електричного поля. Кут між даними векторами дорівнює нулю. Якщо врахувати, що числове значення напруженості E у всіх точках сфери те саме ($E = \text{const}$), то γ можна винести з-під інтеграла [2]:

$$\oint_S \mathbf{E} d\mathbf{S} = \frac{1}{\gamma} \frac{dq}{dt},$$

$$\oint_S \mathbf{E} d\mathbf{S} = \oint_S E dS \cos 0^\circ = E \oint_S dS = E 4\pi r^2,$$

$$E 4\pi r^2 = \frac{1}{\gamma} \frac{dq}{dt}.$$

Отже, модуль вектора напруженості, створюваний точковим зарядом dq/dt , що рухається, на відстані r від нього визначається виразом:

$$E = \frac{1}{4\pi\gamma r^2} \frac{dq}{dt}. \quad (2)$$

Таким чином, вектор напруженості може бути знайдений співвідношенням:

$$\mathbf{E} = \frac{1}{4\pi\gamma r^2} \frac{dq}{dt} \mathbf{r}_0, \quad (3)$$

де \mathbf{r}_0 – одиничний вектор по напрямку \mathbf{E} .

Напруженість електричного поля \mathbf{E} є векторна величина, чисельно рівна силі, що діє на заряд по величині рівній одиниці, визначеної за умови, що внесений у дану точку поля заряд не спотворив поля, що існує до внесення цього заряду.

У випадку електростатичного поля в діелектрику ця сила створюється нерухомим у просторі й незмінним у часі зарядом q і дорівнює:

$$\mathbf{E} = \frac{q}{4\pi\epsilon_a r^2} \mathbf{r}_0.$$

В електричному полі в провідному середовищі сила, що діє на нерухомий заряд по величині рівній одиниці, створюється зарядженою часткою, що рухається:

$$\mathbf{E} = \frac{1}{4\pi\gamma r^2} \frac{dq}{dt} \mathbf{n}_\delta.$$

Якщо закону зворотних квадратів для електростатичного поля в діелектрику відповідає вираження:

$$\mathbf{F} = q_1 \mathbf{E} = \frac{q_1 q}{4\pi\epsilon_a r^2} \mathbf{r}_0,$$

де (q_1 і q – точкові заряди, нерухомі в просторі й незмінні в часі), то для стаціонарного електричного поля в провідному середовищі сила взаємодії нерухомого й рухомого точкових зарядів описується формулою:

$$\mathbf{F} = q_1 \mathbf{E} = \frac{q_1}{4\pi\gamma r^2} \frac{dq}{dt} [\mathbf{r}_0 [\mathbf{n}_\delta \mathbf{r}_0]], \quad (4)$$

де: \mathbf{r}_0 – одиничний вектор, спрямований по лінії, що з'єднує заряди, \mathbf{n}_δ – одиничний вектор по напрямку вектора щільності струму δ .

Таким чином, нерухомий у просторі й незмінний у часі точковий заряд q_1 і заряджена елементарна частка dq/dt , що рухається, взаємодіють один з одним із

силою \mathbf{F} , величина якої прямо пропорційна їхньому добутку, обернено пропорційна квадрату відстані r між цими зарядами й залежить від питомої провідності середовища взаємодії.

Тому що вираження (4) описує взаємодію нерухомого заряду й заряду, що рухається, то сила \mathbf{F} їхньої взаємодії характеризується не тільки електростатичною складовою, визначеною для фіксованого моменту часу, але й напруженістю магнітного поля, створюваною зарядом, що змінюється в часі. Тому напрямок сили \mathbf{F} взаємодії визначається подвійним векторним добутком одиничних векторів \mathbf{r}_0 і \mathbf{n}_δ :

$$[\mathbf{r}_0 [\mathbf{n}_\delta \mathbf{r}_0]],$$

де: \mathbf{r}_0 – одиничний вектор, спрямований по лінії, що з'єднує заряди, \mathbf{n}_δ – одиничний вектор по напрямку вектора щільності струму δ .

Електростатична складова взаємодії зарядів, що визначається для фіксованого моменту часу, спрямована по прямій, що з'єднує дані заряди. У той час як напрямок електродинамічної складової цієї взаємодії (напруженості магнітного поля), створюваної зарядом, що змінюється в часі, визначається правилом право ходового гвинта.

Переконалися у вірності встановленого співвідношення (4) дозволяють аналітичні перетворення, здійснювані над теоремою Гауса й вираженням, що зв'язує діелектричну проникність речовинного середовища з її питомою провідністю.

Закінчення у наступному номері

Придубков Павло Якович, к.т.н., доц.
Національний технічний університет
"Харківський політехнічний інститут"
кафедра "Електротехніка та електричні машини"
Україна, 61002, Харків, ул. Фрунзе 21

Хоменко Ігор Васильович, к.т.н., доц.
Національний технічний університет
"Харківський політехнічний інститут"
кафедра "Передача електричної енергії"
Україна, 61002, Харків, ул. Фрунзе 21

P.Y Pridubkov, I.V. Khomenko

Interaction of mobile and immobile charges in a stationary field of conducting medium.

Interactions of immobile point charges in the electric field of a dielectric and elementary currents in the magnetic field of a magnetic medium are considered. Maxwell postulate is analyzed in the stationary field of a conducting medium, analytical expression for the strength created by motive charges of the stationary field is specified. It is determined that analyzed interaction of mobile and immobile charges in the stationary field is inversely proportional to squared distance between them.

Key words – mobile and immobile charges, interaction, stationary field, conducting medium, analysis.

Ю.В. Батыгин, В.В. Воробьёв, А.В. Гнатов, Щ.В. Гнатова, Е.Ф. Ерёмна

ПЕРЕХОДНОЙ ПРОЦЕСС В РАЗРЯДНОМ КОНТУРЕ МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОЙ УСТАНОВКИ ПРИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ПРОБОЕ В ЦЕПИ НАГРУЗКИ

В рамках статті проведено аналіз перехідного процесу в розрядному контурі магнітно-імпульсного комплексу при короткому замиканні на затискачах підключення навантаження. Отримані розрахункові співвідношення для аналізу часової залежності напруги на накопичувачі електричної енергії і струму в розрядному контурі при різній початковій фазі моменту короткого замикання. Проілюстровано для конкретних значень початкової фази моменту короткого замикання часову залежність напруги, струму і швидкості зміни струму в розрядному контурі.

В рамках статті проведено аналіз перехідного процесу в розрядному контурі магнітно-імпульсного комплексу при короткому замиканні на выводах підключення навантаження. Получены расчетные соотношения для анализа временных зависимостей напряжения на ёмкостном накопителе энергии и тока в разрядном контуре при различной начальной фазе момента короткого замыкания. Проиллюстрированы для конкретных значений начальной фазы момента короткого замыкания временные зависимости напряжения, тока и скорости изменения тока в разрядном контуре.

ВВЕДЕНИЕ

Постановка проблемы.

Магнитно-импульсные технологии, зародившиеся в 60-х прошлого столетия, приобретают всё большую значимость для современного обрабатывающего производства в разных отраслях промышленности [1, 2].

Практическое использование энергии импульсных электромагнитных полей открывает исключительные перспективы для создания прогрессивных технологий по обработке материалов любой физической природы. Здесь возможно комплексное сочетание всех атрибутов, определяющих прогрессивность технических решений различных производственных задач, а именно, экологическая чистота, высокая производительность, экономия материальных и энергетических ресурсов.

Переход к новым прогрессивным технологиям в обрабатывающей промышленности будет не эффективен, если не будут предусмотрены и просчитаны все наиболее вероятные аварийные режимы работы соответствующего оборудования.

Анализ основных достижений и публикаций.

В комплексе технического оборудования магнитно-импульсной обработки металлов можно выделить две основные составляющие. Это источник мощности и индукторная система.

Источником мощности является магнитно-импульсная установка (МИУ), представляющая собой высоковольтное электротехническое устройство (~1 кВ и выше) с соответствующим набором необходимых компонент, к которым относятся импульсные конденсаторы, коммутаторы, системы автоматики, контроля, и др.

Индукторная система – это инструмент метода, предназначенный для выполнения конкретного производственного задания. В общем случае она включает согласующий трансформатор и собственно индуктор с обрабатываемой заготовкой. Индукторную систему можно рассматривать как нагрузку, подключаемую к электрическому выходу источника мощности [3].

Работа магнитно-импульсного комплекса в целом иллюстрируется схемой на рис. 1. Здесь же с помощью введения "условного" коммутатора K_2 показана возможность возникновения аварийного режима, обусловленного электрическим пробоем в нагрузке. Очевидно, что наиболее опасным для элементов разрядного контура (в частности для электронных систем

управления [4]) является короткое замыкание на выходе МИУ. В этом случае имеет место переходной процесс и, соответственно, экстремальное изменение параметров тока в контуре.

Работоспособность МИУ устанавливается тем, что установка должна нормально выдерживать короткое замыкание на выходе из источника мощности. Т.е. режим короткого замыкания для МИУ должен быть одним из номинальных режимов её работы.

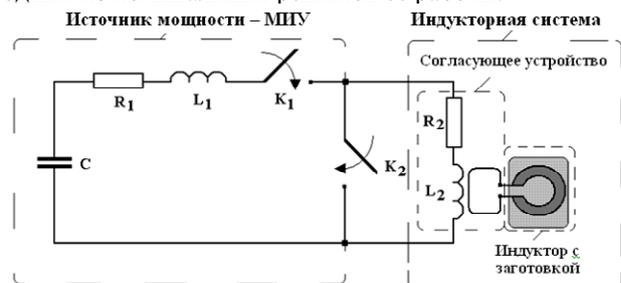


Рис. 1 Принципиальная схема магнитно-импульсного комплекса, C – батарея емкостных накопителей энергии, R_1, L_1 – собственные активное и индуктивное сопротивления МИУ, K_1 – коммутатор разрядного контура МИУ, R_2, L_2 – собственные "эквивалентные" активное и индуктивное сопротивления нагрузки (индукторной системы в целом), K_2 – "условный" коммутатор, имитирующий электрический пробой на выходе МИУ (к подключённой нагрузке)

Цель настоящей работы – анализ переходного процесса в разрядном контуре магнитно-импульсного комплекса любого назначения при коротком замыкании на клеммах подключения нагрузки.

ПЕРЕХОДНОЙ ПРОЦЕСС В РАЗРЯДНОМ КОНТУРЕ

Итак, при включении коммутатора – K_1 ёмкость – C , предварительно заряженная до напряжения U_{c0} , разряжается. По цепи " $(R_1 + R_2) - (L_1 + L_2) - C$ " протекает ток – $J_1(t)$.

В терминах напряжения на ёмкости – $U_{c1}(t)$ процесс описывается дифференциальным уравнением и соотношением $J_1(t) = C \cdot \frac{dU_{c1}(t)}{dt}$ [5]:

$$\frac{d^2 U_{c1}(t)}{dt^2} + 2 \cdot \delta_1 \cdot \frac{dU_{c1}(t)}{dt} + \omega_{10}^2 \cdot U_{c1}(t) = 0, \quad (1)$$

где t – время, δ_1 и ω_{10} – декремент затухания и собственная частота колебаний в контуре с подключённой нагрузкой

$$\delta_1 = \frac{(R_1 + R_2)}{2 \cdot (L_1 + L_2)}, \quad \omega_{10} = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2) \cdot C}}.$$

Уравнению (1) в колебательном режиме (при $\omega_{10} > \delta_1$) при начальных условиях $\{U_{c1}(0) = U_{c0}, \frac{dU_{c1}(0)}{dt} = 0\}$ удовлетворяет функция [6]:

$$U_{c1}(t) = U_{c0} \cdot e^{-\delta_{10} \cdot \omega_1 t} \cdot \cos(\omega_1 \cdot t), \quad (2)$$

где $\omega_1 = \sqrt{\omega_{10}^2 - \delta_1^2}$, δ_{10} – относительный декремент затухания, $\delta_{10} = \delta_1 / \omega_1$.

Разрядный ток и запишется в виде:

$$J_1(t) = -U_{c0}(\omega_1 C) \cdot (1 + \delta_{10}^2) e^{-\delta_{10}(\omega_1 t)} \cdot \sin(\omega_1 t). \quad (3)$$

Пусть в момент времени $t = t_0$ происходит электрический пробой на выходе магнитно-импульсной установки, что эквивалентно включению "условного" коммутатора K_2 . Переходной процесс будет описываться тем же, что и ранее, уравнением (1), но с другими коэффициентами и неизвестной функцией – $U_{c2}(t)$ [5]:

$$\frac{d^2 U_{c2}(t)}{dt^2} + 2 \cdot \delta_2 \cdot \frac{dU_{c2}(t)}{dt} + \omega_{20}^2 \cdot U_{c2}(t) = 0, \quad (4)$$

где δ_2 и ω_{20} – декремент затухания и собственная частота колебаний в короткозамкнутом контуре собственно магнитно-импульсной установки

$$\delta_2 = \frac{R_1}{2 \cdot L_1}, \quad \omega_{20} = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C}}.$$

Уравнение (4) следует проинтегрировать при начальных условиях:

$$\{U_{c2}(t_0) = U_{c1}(t_0), J_2(t_0) = J_1(t_0)\}, \quad (5)$$

где $J_2(t)$ – ток после "условной" коммутации.

Запишем начальные значения напряжения на ёмкостном накопителе энергии и разрядного тока в момент "условной" коммутации – $t = t_0$.

$$\begin{cases} U_{c1}(t_0) = U_{c0} \cdot e^{-\delta_{10} \cdot \omega_1 t_0} \cos(\omega_1 t_0), \\ J_1(t_0) = -U_{c0}(\omega_1 C)(1 + \delta_{10}^2) e^{-\delta_{10}(\omega_1 t_0)} \sin(\omega_1 t_0). \end{cases} \quad (6)$$

Общий интеграл уравнения (4) и ток в контуре для колебательного режима (при $\omega_{20} > \delta_2$) имеет вид [6]:

$$\begin{cases} U_{c2}(t) = e^{-\delta_{20}(\omega_2 t)} [A \cos(\omega_2 t) + B \sin(\omega_2 t)], \\ J_2(t) = C \frac{dU_{c2}(t)}{dt} = -(\omega_2 C) e^{-\delta_{20}(\omega_2 t)} \times \\ \times \{A[\sin(\omega_2 t) + \delta_{20} \cos(\omega_2 t)] + B[\delta_{20} \sin(\omega_2 t) - \cos(\omega_2 t)]\}, \end{cases} \quad (7)$$

где A, B – постоянные интегрирования,

$$\omega_2 = \sqrt{\omega_{20}^2 - \delta_2^2}, \quad \delta_{20} = \frac{\delta_2}{\omega_2}.$$

Из начальных условий (5) с помощью выражений (7) получим систему линейных алгебраических уравнений относительно неизвестных произвольных постоянных интегрирования A, B .

$$\begin{cases} A \cdot \cos(\omega_2 t_0) + B \cdot \sin(\omega_2 t_0) = \alpha, \\ A[\sin(\omega_2 t_0) + \delta_{20} \cos(\omega_2 t_0)] + \\ + B[\delta_{20} \sin(\omega_2 t_0) - \cos(\omega_2 t_0)] = \alpha k. \end{cases} \quad (8)$$

где

$$\alpha = U_{c0} \cdot \cos(\omega_1 \cdot t_0) \cdot e^{-(\delta_{10} \omega_1 - \delta_{20} \omega_2) t_0},$$

$$k = \frac{\omega_1}{\omega_2} \cdot (1 + \delta_{10}^2) \cdot \text{tg}(\omega_1 \cdot t_0).$$

Определитель системы (8) – $\Delta = -1 \neq 0$, что говорит о её совместности.

Теперь находим, что

$$\begin{cases} A = \alpha \cdot (\cos(\omega_2 t_0) - \sin(\omega_2 t_0) \cdot (\delta_{20} - k)), \\ B = \alpha \cdot (\sin(\omega_2 t_0) + \cos(\omega_2 t_0) \cdot (\delta_{20} - k)) \end{cases} \quad (9)$$

Значения произвольных постоянных интегрирования A, B из (9) следует подставить в выражения (7). Получим соотношения для расчётов напряжения на ёмкости и тока в контуре после условной коммутации

$$U_{c2}(t) = U_{c0} \cdot \cos(\omega_1 t_0) \cdot e^{-\delta_{10} \omega_1 t_0} \times \\ \times [e^{-\delta_{20} \omega_2 (t-t_0)} (\cos(\omega_2 (t-t_0)) + (\delta_{20} - k) \sin(\omega_2 (t-t_0)))] \quad (10)$$

$$J_2(t) = -U_{c0}(\omega_2 C) \cdot \cos(\omega_1 t_0) \cdot e^{-\delta_{10} \omega_1 t_0} \times \\ \times [e^{-\delta_{20} \omega_2 (t-t_0)} \cdot (k \cos(\omega_2 (t-t_0)) + \\ + (1 + \delta_{20}(\delta_{20} - k)) \sin(\omega_2 (t-t_0)))] \quad (11)$$

Сгруппируем выражения для напряжений и токов до и после момента "условной" коммутации $t = t_0$. Соответственно, (2), (10) и (3), (11). Получим зависимости, описывающие процессы в разрядном контуре магнитно-импульсной установки в непрерывном временном представлении.

Далее, для удобства в вычислениях перейдём к относительным единицам. Нормой для тока примем его первый максимум, $J_N = J_{1\max}(t_{\max})$. Приравняв к нулю результат дифференцирования выражения (3), определяем момент времени – t_{\max} , соответствующий максимуму исследуемой функции – $J_1(t)$:

$$t_{\max} = \frac{1}{\omega_1} \cdot \text{arctg}\left(\frac{1}{\delta_{10}}\right).$$

Теперь,

$$J_N = -U_{c0}(\omega_1 C)(1 + \delta_{10}^2) e^{-\delta_{10} \text{arctg}\left(\frac{1}{\delta_{10}}\right)} \sin\left(\text{arctg}\left(\frac{1}{\delta_{10}}\right)\right).$$

Для напряжения на ёмкостном накопителе возьмём норму – $U_N = U_{c0}$. Итак

$$U_{\text{сотн}}(t) = \begin{cases} e^{-\delta_{10} \omega_1 t} \cdot \cos(\omega_1 t), & t \in [0, t_0], \\ \cos(\omega_1 t_0) \cdot e^{-\delta_{10} \omega_1 t_0} \cdot [e^{-\delta_{20} \omega_2 (t-t_0)} \times \\ \times (\cos(\omega_2 (t-t_0)) + (\delta_{20} - k) \sin(\omega_2 (t-t_0)))] & t \in [t_0, \infty) \end{cases} \quad (12)$$

где $U_{\text{сотн}}(t) = \frac{U_c(t)}{U_N}, U_N = U_{c0}$.

$$J_{\text{отн}}(t) = \begin{cases} \frac{e^{-\delta_{10} \left(\omega_1 t - \text{arctg}\left(\frac{1}{\delta_{10}}\right)\right)}}{\sin\left(\text{arctg}\left(\frac{1}{\delta_{10}}\right)\right)} \cdot \sin(\omega_1 t), & t \in [0, t_0], \\ \frac{\omega_2 \cdot \cos(\omega_1 t_0) \cdot e^{-\delta_{10} \left(\omega_1 t_0 - \text{arctg}\left(\frac{1}{\delta_{10}}\right)\right)}}{\omega_1 (1 + \delta_{10}^2) \sin\left(\text{arctg}\left(\frac{1}{\delta_{10}}\right)\right)} \times \\ \times [e^{-\delta_{20} \omega_2 (t-t_0)} (k \cos(\omega_2 (t-t_0)) + \\ + (1 + \delta_{20}(\delta_{20} - k)) \sin(\omega_2 (t-t_0)))] & t \in [t_0, \infty) \end{cases} \quad (13)$$

где

$$J_{\text{отн}}(t) = \frac{J(t)}{J_N},$$

$$J_N = -U_{c0}(\omega_1 C) \cdot (1 + \delta_{10}^2) \cdot e^{-\delta_{10} \cdot \arctg\left(\frac{1}{\delta_{10}}\right)} \times \sin\left(\arctg\left(\frac{1}{\delta_{10}}\right)\right).$$

Для практических целей представляет интерес динамическая характеристика "условной" коммутации – электрического пробоя на выходе магнитно-импульсной установки. Такой динамической характеристикой может служить первая производная разрядного тока.

Дифференцируя (13) и переходя к относительным единицам, находим, что

$$j_{\text{отн}}(t) = \begin{cases} \frac{e^{-\delta_{10}\left(\omega_1 t - \arctg\left(\frac{1}{\delta_{10}}\right)\right)}}{\sin\left(\arctg\left(\frac{1}{\delta_{10}}\right)\right)} \times \\ \times [\cos(\omega_1 t) - \delta_{10} \sin(\omega_1 t)], & t \in [0, t_0], \\ \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot \frac{\cos(\omega_1 t_0)}{(1 + \delta_{10}^2)} \cdot \frac{e^{-\delta_{10}\left(\omega_1 t_0 - \arctg\left(\frac{1}{\delta_{10}}\right)\right)}}{\sin\left(\arctg\left(\frac{1}{\delta_{10}}\right)\right)} \times \\ \times e^{-\delta_{20}\omega_2(t-t_0)} \left[(1-k^2) + (\delta_{20}-k)^2 \right] \times \\ \times \cos(\omega_2(t-t_0)) + ((1-k) + \delta_{20}(\delta_{20}-k)) \times \\ \times \sin(\omega_2(t-t_0)), & t \in [t_0, \infty), \end{cases} \quad (14)$$

где $\dot{J}_{\text{отн}}(t) = \frac{\dot{J}(t)}{J_N}$, $\dot{J}_N = J_N \omega_1$.

С практической точки зрения представляет интерес оценка скорости изменения тока в разрядном контуре в момент "условной" коммутации – $\Delta \dot{J}_{\text{отн}}(t_0)$.

Подставляя $t = t_0$ в первое и второе выражения из (14), вычисляя отношение полученных величин и рас-

крывая ранее введенные обозначения (k из формулы (8)), находим, что

$$\Delta \dot{J}_{\text{отн}}(t_0) = \frac{\left[\frac{\omega_2}{\omega_1} \cos(\omega_1 t_0) \frac{1 + \delta_{20}^2}{1 + \delta_{10}^2} - 2\delta_{20} \sin(\omega_1 t_0) \right]}{(\cos(\omega_1 t_0) - \delta_{10} \sin(\omega_1 t_0))}. \quad (15)$$

Первое, что следует из зависимости (14), это физически очевидный результат при $t_0 \rightarrow 0$, то есть, соотношение, когда электрический пробой на выходе магнитно-импульсной установки ("условная" коммутация) происходит практически сразу после включения разрядного контура.

Итак, при $t_0 \rightarrow 0$ получаем

$$\Delta \dot{J}_{\text{отн}}(t_0) \Big|_{t_0 \rightarrow 0} \approx \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot \frac{(1 + \delta_{20}^2)}{(1 + \delta_{10}^2)} \Big|_{(\delta_{20}, \delta_{10}) \ll 1} \approx \frac{\omega_2}{\omega_1} \quad (16)$$

Очевидность и, соответственно, подтверждение достоверности полученного результата состоят в том, что отношения первых динамических характеристик для квазигармонических процессов должны быть равны отношению их частот.

Аналитические результаты проиллюстрируем численными оценками для характерных частот и относительных декрементов затухания реального токового импульса при магнитно-импульсной обработке металлов [3]:

- до "условной" коммутации: $f_1 = 2$ кГц, $\delta_1 = 0,5$;
- после "условной" коммутации: $f_1 = 10$ кГц, $\delta_1 = 0,2$;
- момент "условной" коммутации варьируется: $t_0 = \pi/16 \cdot \omega_1$; $\pi/4 \cdot \omega_1$; π/ω_1 .

Выбор расчётных моментов "условной" коммутации в течение первой полуволны разрядного тока на нагрузку ($\omega_1 \cdot t_0 \in [\pi/16, \pi]$) позволяет оценить возможный диапазон характерных значений параметров переходного процесса при электрическом пробое на выходе источника мощности.

Результаты расчётов приведены ниже на рис. 2-4.

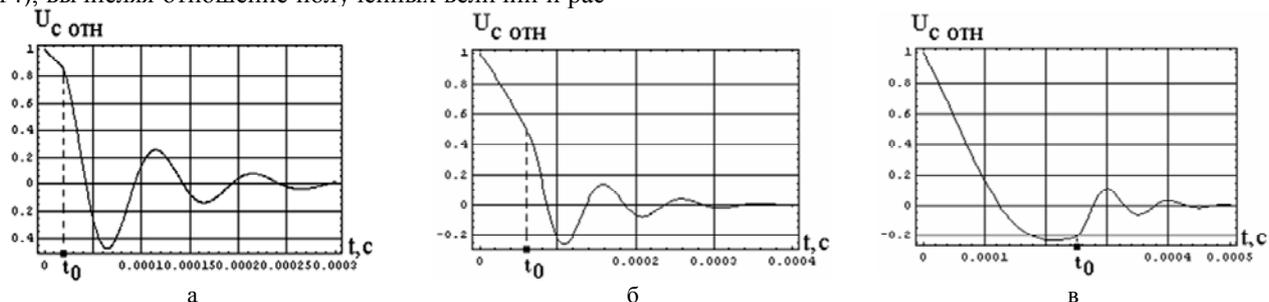


Рис. 2. Напряжение на ёмкостном накопителе энергии при различных значениях момента "условной" коммутации
а – $\omega_1 \cdot t_0 = \pi/16$; б – $\omega_1 \cdot t_0 = \pi/4$; в – $\omega_1 \cdot t_0 = \pi$

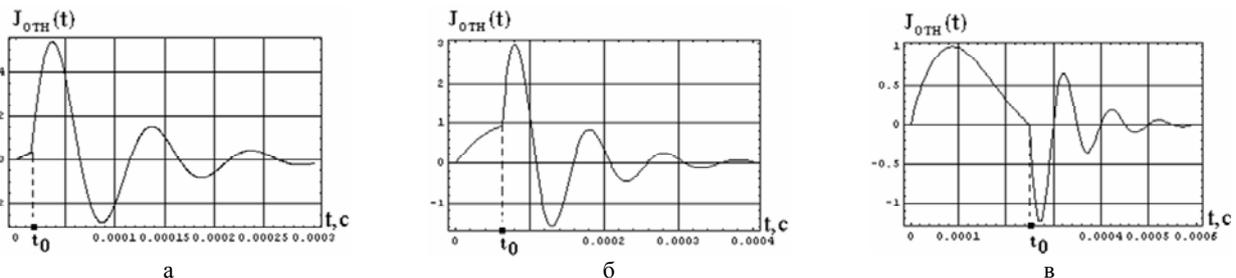


Рис. 3. Временные зависимости тока в разрядном контуре при различных значениях момента "условной" коммутации
а – $\omega_1 \cdot t_0 = \pi/16$; б – $\omega_1 \cdot t_0 = \pi/4$; в – $\omega_1 \cdot t_0 = \pi$

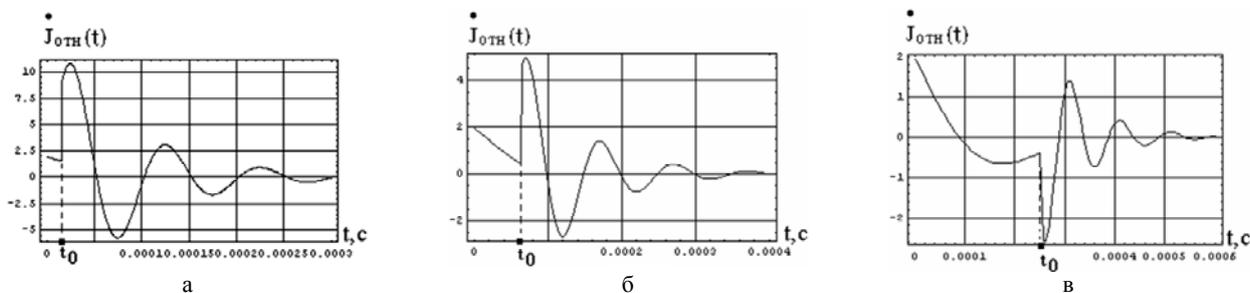


Рис. 4. Временные зависимости скорости изменения тока в разрядном контуре при различных значениях момента "условной" коммутации а – $\omega_1 \cdot t_0 = \pi/16$; б – $\omega_1 \cdot t_0 = \pi/4$; в – $\omega_1 \cdot t_0 = \pi$

ВЫВОДЫ

Основные результаты проведенных вычислений сводятся к следующим положениям.

- Амплитуды осцилляций напряжения на ёмкости падают и процесс приближается к аperiodическому, если момент электрического пробоя сдвигается во времени от фронта к спаду первой полуволны разрядного тока в нагрузке (рис. 2).

- Вне зависимости от момента "условной" коммутации ток и скорость его изменения во время переходного процесса имеют строго колебательный характер, их амплитуды в существенной мере зависят от момента электрического пробоя нагрузки (рис. 3, 4).

- Пробой в начальной фазе разрядного тока приводит к повышению его амплитуды более чем в ~ 10 раз, сдвиг момента пробоя на пол периода повышает амплитуду разрядного тока всего в $\sim 1,2$ раза (рис. 3).

- Максимальная скорость изменения разрядного тока отмечается при пробое нагрузки в его начальной фазе (рост более чем на порядок), при сдвиге момента пробоя на пол периода скорость изменения тока практически одинакова до и после пробоя.

- Поскольку момент электрического пробоя нагрузки есть случайная величина, выбор параметров надёжных электронных коммутаторов должен ориентироваться, как минимум, на 10-кратное увеличение пропускаемых токов и скорости их изменения в форсмажорных режимах работы магнитно-импульсного оборудования.

В заключение приведём полезную для практики, хотя приближённую и весьма завышенную, оценку величины предельного тока с точки зрения допустимости по условиям теплового нагрева электронных коммутаторов в режимах многократного повторения разрядных импульсов.

Речь идёт о действующем значении тока – I_d

$$I_d \approx I_m \cdot \sqrt{t_i \cdot F}, \quad (17)$$

где I_m – максимум, t_i – длительность импульса (временную форму полагаем прямоугольной), F – частота повторения импульсов.

Например, при амплитуде тока – $I_m \approx 50$ кА, длительности импульса – $t_i \approx 0,5$ мс (один период для характерной частоты ~ 2 кГц) и частоте повторения – $F \approx 5$ Гц получаем, что $I_d \approx 0,05 \cdot 50 = 2,5$ кА.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Возможности магнитно-импульсных технологий в сбережении энергии и ресурсов. В кн. "Инфиз: очерки истории творчества". – Харьков: Изд. ООО "Энергоклуб Украины", 2005. – С. 314-328.
2. Бажинов А.В., Батыгин Ю.В., Чаплыгин Е.А., Использование энергии импульсных магнитных полей в автомобиль-

ной промышленности. // Сб. научных трудов Харьковского национального автомобильно-дорожного университета. – Харьков: 2005. – В. 16. – С. 349-353.

3. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т., Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Том 1. Изд. второе, переработанное и дополненное под общей ред. д.т.н., проф. Батыгина Ю.В. – Харьков: Изд. МОСТ-Торнадо, 2003. – 285 с.

4. К.Д.Рогачёв, Современные силовые запираемые тиристоры. <http://www.elimex.com.ua>

5. Атабеков Г.И., Основы теории цепей. – М: Энергия, 1969. – 424с.

6. Дж.Мэтьюз, Р.Уокер, Математические методы физики. – М: Атомиздат, 1972. – 399с.

Поступила 09.07.2010

Батыгин Юрий Викторович, д.т.н., проф.,

Ерёмина Елена Федоровна, к.т.н., доц.

Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет
61002, Харьков, ул. Петровского, 25, кафедра физики
тел. (057) 700-368-53, e-mail: batygin48@mail.ru.

Воробьёв Валерий Валериевич, аспирант,

Гнатов Андрей Викторович, к.т.н., с.н.с.

Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет
61002, Харьков, ул. Петровского, 25, ХНАДУ
кафедра "Автомобильная электроника"
тел. (057) 700-38-52, e-mail: kalifus@yandex.ru.

Гнатова Шсаяна Валериевна, инженер СТК и М
ООО "Наладочно-монтажное управление "Электроюжмонтаж"
61035, Харьков, ул. Каштановая 33
тел. (057) 719-39-97, e-mail: shasyana@yandex.ru

Yu.V. Batygin, V.V. Vorobyov, A.V. Gnatov, Sh.V. Gnatova,

E.F. Yeryomina

Transients in a magnetic-pulse installation discharge circuit under voltage breakdown in the load circuit.

Within the article framework, a transient process in a magnetic-pulse complex discharge circuit during a shunt fault on the load leads is analyzed. Analytical relations for analysis of time dependences of voltage on the capacitive energy storage and current in the discharge circuit for various initial phases of the shunt fault event are obtained. Time dependences for voltage, current and current change speed in the discharge circuit are illustrated for specified values of the shunt fault event initial phase.

Keywords – magnetic-pulse installation, transient process, shunt fault.

И.В. Нижевский, В.И. Нижевский, В.И. Гуль

К ВОПРОСУ ИЗМЕРЕНИЯ С ПРИЕМЛЕМОЙ ПОГРЕШНОСТЬЮ СОПРОТИВЛЕНИЯ ЗАЗЕМЛЕНИЯ ОБЪЕКТА В УСЛОВИЯХ ОГРАНИЧЕНИЯ РАЗНОСА ЭЛЕКТРОДОВ СХЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ

Приведений анализ показав, що вимогу значної відстані рознесення електродів трьохелектродної схеми вимірювання проблематично забезпечити в районах з щільною забудовою території. Запропонована методика визначення власних і взаємних опорів в трьохелектродній схемі вимірювання при використанні властивості взаємозамінюваності функцій електродів. Новизна методики полягає в тому, що її реалізація не вимагає пошуку місця нульового потенціалу для потенціального електроду.

Приведенный анализ показал, что требование значительного расстояния разноса электродов трехэлектродной схемы измерения проблематично обеспечить в районах с плотной застройкой территории. Предложена методика определения собственных α_{ii} и взаимных α_{ik} сопротивлений в трехэлектродной схеме измерения при использовании свойства взаимозаменяемости функций электродов. Новизна методики состоит в том, что её реализация не требует поиска места нулевого потенциала для потенциального электрода.

Измерения сопротивления растеканию заземлителей различных конфигураций и в послойно неоднородных (по удельному сопротивлению) грунтах рассматриваются во многих работах. Отметим, что объём и уровень освещения особенностей такого измерения, достаточные для настоящей разработки, приведён в работе В.В. Бургсдорфа и А.И. Якобса [1]. Ниже использованы отдельные фрагменты указанной работы.

Методы измерения электрических характеристик заземляющих устройств должны обеспечивать следующие основные требования: ошибки при измерении не должны превышать 10 %; малую трудоёмкость измерения, практически полную электробезопасность персонала, выполняющего измерения, а также лиц, случайно прикасающихся во время измерения к заземлённым частям электроустановки.

Дополнительное требование, относящееся к методу и используемым приборам, – максимально возможная помехозащищённость. Известные методы измерений и используемые приборы пока не свободны от ряда недостатков и лишь частично соответствуют всем этим требованиям.

Сопротивление заземляющего устройства по определению численно равно отношению потенциала на заземляющем устройстве (в месте ввода тока) к току, стекающему с него в землю. Реально экспериментальное определение сопротивления заземляющего устройства сводится, в конечном счете, к одновременному измерению на нем напряжения и стекающего в землю тока. Для этого используют схему "амперметра и вольтметра", которая состоит из постороннего источника ЭДС, амперметра, вспомогательного (токового) заземлителя, потенциального электрода и вольтметра. Токовый заземлитель в большинстве случаев выполняют из одного или нескольких вертикальных электродов длиной от 1 до 3 м либо используют какой-либо существующий заземлитель сравнительно небольших размеров, например трансформаторной подстанции напряжением 10/0,38 кВ; при этом, однако, обязательно отсоединяют все естественные заземлители, включая нулевые защитные провода ВЛ напряжением 0,38 кВ.

В качестве потенциального электрода применя-

ют одиночный вертикальный электрод длиной от 1 до 3 м (чем ниже удельное сопротивление поверхностного слоя земли, тем короче может быть потенциальный электрод). Цепь тока образована последовательно включенными источником ЭДС, амперметром, испытуемым заземляющим устройством, землей и токовым заземлителем. Вольтметр включают между испытуемым заземляющим устройством и потенциальным электродом.

Ориентировочно оценить ожидаемое сопротивление простого составного заземлителя можно известным путем, используя коэффициент использования η . Например, при расположении трех ($n = 3$) однометровых электродов диаметром 1 см по контуру (взаимоудаление 0,5 м) в грунте ($\rho = 100 \text{ Ом}\cdot\text{м}$) получаем $R_{\text{системы}} = 36,55 \text{ Ом}$ ($R_{\text{одного}} = 95,4 \text{ Ом}$; $\eta = 0,87$); при $n = 6$ и тех же электродах с равномерным шагом по контуру имеем $\eta = 0,7$ и $R_{\text{системы}} = 22,7 \text{ Ом}$.

Собственно контурный заземлитель трансформаторной подстанции имеет максимальное сопротивление на данной площади S при расположении по периметру незаглубленного (поверхностного) горизонтального заземлителя, которое определяется как

$$R_{\text{макс}} = \left(0,233 - 183 \lg \frac{d_0}{\sqrt{S}} \right) \frac{\rho_{\text{ЭР}}}{\sqrt{S}}, \quad (1)$$

где d_0 – диаметр круглого электрода заземлителя. При $S = 36 \text{ м}^2$, $d_0 = 1 \text{ см}$ и $\rho_{\text{ЭР}} = 100 \text{ Ом}\cdot\text{м}$, $R_{\text{макс}} = 7,82 \text{ Ом}$.

Размещение вертикальных электродов по периметру (длина электрода $l_{\text{в}}$, шаг размещения a) снижает сопротивление до $R_{\text{макс}} \cdot \Delta$, где Δ ориентировочно составляет от 0,7 до 0,9 при изменении отношения $a/l_{\text{в}}$ соответственно в пределах от 2 до 8.

Источник ЭДС создает ток $I_{\text{и}}$ в цепи между заземлителем объекта (R_3) и токовым электродом ($R_{\text{т}}$). Ток в грунте в свою очередь определяет в окрестностях электродов потенциальное поле и любой третий электрод получит некоторый потенциал $\varphi_{\text{п}}$, причем такой электрод-заземлитель как бы увеличивает проводимость некоторого объема грунта и снижает сопротивление для части общего тока в цепи $R_3 - R_{\text{т}}$. В результате действие третьего заземлителя характеризуется его сопротивлением заземления $R_{\text{п}} = \varphi_{\text{п}} I_{\text{п}}^{-1}$ и

влиянием тока I_n на ток источника I в сторону его увеличения и, как следствие, снижается R_x против случая отсутствия такого третьего электрода.

Предположим для упрощения, что потенциальный электрод на ток в цепи $R_3 - R_T$ не влияет, т.е. его, как третий заземлитель, рассматриваем только с точки зрения получения потенциальным электродом некоторого потенциала φ_n .

При пренебрежении также падением напряжения в заземляющих проводниках потенциал заземляющего устройства в точке ввода тока φ_3 , наводится измерительным током $+I_n$, выходящим из него в землю, и током $-I_n$ входящим из земли в токовый заземлитель:

$$\varphi_3 = R_3 I_n - \alpha_{3,T} I_n, \quad (1)$$

где $\alpha_{3,T}$ – взаимное сопротивление между испытуемым и токовым заземлителями, численно равное отношению потенциала $\varphi_{3,T}$, который был бы наведен током I_T , стекающим с токового заземлителя в землю, если бы второй полюс электрической цепи был бы удален на очень большое теоретически бесконечное расстояние от токового заземлителя:

$$\alpha_{3,T} = \varphi_{3,T} / I_T. \quad (2)$$

Поля токов $+I_n$ и $-I_n$ в месте размещения зонда определяют потенциал зонда φ_n

$$\varphi_n = \alpha_{n,3} I_n - \alpha_{n,T} I_n, \quad (3)$$

где $\alpha_{n,3}$ и $\alpha_{n,T}$ – взаимные сопротивления соответственно между зондом и испытуемым заземлителем, зондом и токовым заземлителем.

Напряжение между заземлителем R_x и потенциальным электродом, измеряемое вольтметром, с учетом соотношений (2) и (3) равняется

$$U_n = \varphi_3 - \varphi_n = [(R_3 - \alpha_{3,T}) - (\alpha_{n,3} - \alpha_{n,T})] I_n = [R_3 + \delta(R_3)] I_n, \quad (4)$$

где $\delta(R_3) = \alpha_{n,T} - \alpha_{3,T} - \alpha_{n,3}$ – абсолютная систематическая ошибка измерения.

Соответствие точности измерения R_3 основному требованию (относительная ошибка измерения не выше 10 %) может быть достигнуто лишь при относительной систематической ошибке измерения ΔR_3 , заведомо меньшей 10 %. Действительно, общая относительная ошибка измерения складывается из ΔR_3 и погрешности, обусловленной неточностью измерительного прибора. Современные переносные измерительные приборы имеют класс не выше 2,5.

Класс, как известно, характеризует наибольшую абсолютную ошибку измерения, равную произведению значения класса на соответствующий предел измерения, деленный на 100.

Поэтому и действует известное правило: так выбирать предел измерения, чтобы отсчет производить вблизи правой границы шкалы. При этом относительная ошибка измерения все равно несколько превышает класс прибора.

Обычно предел измерения удается подобрать лишь так, чтобы отсчет приходился примерно на среднюю часть шкалы. В этом случае даже при равномерной шкале прибора относительная ошибка измерения превышает класс в 2 раза. Поэтому при классе прибора 2,5 обычная относительная ошибка измерения прибором составляет около 5 %, и на долю до-

пустимого $\Delta(R_3)$ остается также лишь около 5 %. Следовательно, геометрию расположения токового заземлителя и зонда требуется выбрать такой, чтобы $\Delta(R_3)$ не превышала 5 %.

Имеются два принципиально различных пути уменьшения $\Delta(R_3)$.

Первый состоит в уменьшении $\alpha_{n,T}$, $\alpha_{3,T}$ и $\alpha_{n,3}$. Достигнуть этого можно только увеличением расстояния между потенциальным электродом Π , токовым заземлителем T и испытуемым заземляющим устройством $З$. Расчеты показывают, что погрешность $\Delta(R_3)$ меньшая 5 %, будет достигнута, если расстояния между Π , T и $З$ будут в 8 раз и более превышать размер большей стороны фигуры, образованной контуром заземлителя. Очевидно, что такой разнос потенциального электрода и токового заземлителя осуществить трудно, в особенности в случае заземлителя, имеющего в плане значительные размеры.

Второй путь заключается в подборе такого взаимного расположения Π , T и $З$, при котором $\Delta(R_3)$ теоретически должно равняться нулю, этот путь рассмотрен Ослоном А.Б. [2]. И в частном случае земли с однородным удельным сопротивлением не вызывает сомнений, что по мере удаления от заземлителя, имеющего любую конфигурацию, электрическое поле стекающего с него тока все больше приближается по форме к полю точечного источника, расположенного в геометрическом центре заземлителя. Так, поле тока простого вертикального заземлителя длиной l_b уже на расстоянии по горизонтали, равном $4l_b$, отличается всего на 1 % от поля тока точечного источника. Аналогичная картина для поля тока заземлителя в виде круглой пластины с диаметром D (идеализированное представление сложного заземлителя) наблюдается на расстоянии от центра заземлителя, равном $2D$. Это дает основание при расстояниях, превышающих $4l_b$ для простых вертикальных заземлителей и $2D$ для сложных заземлителей (здесь D – размер наибольшей диагонали заземлителя), использовать при расчете взаимных сопротивлений простейшую формулу для точечного источника тока T и точки M , расположенных на поверхности земли на расстоянии r_{MT} друг от друга:

$$\alpha_{MT} = \rho / 2\pi r_{MT}. \quad (5)$$

Примем, что электроды Π и T расположены друг от друга и от центра $З$ на расстояниях, при которых для расчета их взаимных сопротивлений допустимо использовать формулу (5). Обозначим расстояния $r_{\Pi,T}$, $r_{3,T}$, $r_{\Pi,3}$, соответственно между Π и T , $З$ и T , Π и $З$ и запишем условие равенства нулю ошибки $\delta(R_3)$:

$$\begin{aligned} \delta(R_3) &= \alpha_{\Pi,T} - \alpha_{3,T} - \alpha_{\Pi,3} = \\ &= \frac{\rho}{2\pi} \left(\frac{1}{r_{\Pi,T}} - \frac{1}{r_{3,T}} - \frac{1}{r_{\Pi,3}} \right) = 0. \end{aligned} \quad (6)$$

Уравнение (6) определяет геометрию расположения токового заземлителя и потенциального электрода, при которой погрешность измерения R_3 , обусловленная взаимным влиянием $З$, T и Π , равна нулю. Отметим три частных случая взаимного расположения $З$, T и Π , удовлетворяющих уравнению (6).

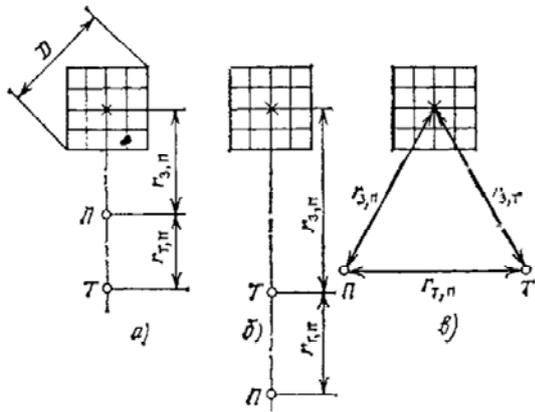


Рис. 1. Основные схемы взаимного расположения заземлителя Z и электродов T и P : а, б – однолучевые схемы; в – двухлучевая схема (x – центр заземлителя)

Первый случай (рис. 1,а): Z , P и T расположены на одной прямой – однолучевая схема; $r_{z,p} = 0,618 \cdot r_{z,t}$, $r_{p,t} = 0,382 \cdot r_{z,t}$.

Второй (рис. 1,б): Z , T и P также расположены на одной прямой; $r_{z,p} = 1,618 \cdot r_{z,t}$, $r_{p,t} = 0,618 \cdot r_{z,t}$.

Третий случай (рис. 1,в) Z , T и P расположены в вершинах равнобедренного треугольника (двухлучевая схема); $r_{z,t} = r_{z,p}$ и $r_{p,t} = 0,5 \cdot r_{z,t}$.

Многочисленные расчеты показали, что и при двухслойной электрической структуре земли погрешность измерения R_z , связанная с взаимным расположением Z , T и P , не превышает 5 % при применении схем расположения измерительных электродов по рис. 1. Вместе с тем опыт использования схем расположения T и P в реальных условиях выявил нецелесообразность применения схемы по рис. 1,б из-за значительной длины измерительных проводов для подключения вольтметра, а также неудобства отмерять расстояние до T и P от геометрического центра сложного заземлителя.

Рассмотрение первого и второго путей получения приемлемой оценки сопротивления заземления некоторого объекта позволяет отметить как недостатки реализации этих путей следующее: требование значительного расстояния разнеса электродов трехэлектродной схемы измерения проблематично обеспечить в районах с плотной застройкой территории; направление разнеса электродов следует связывать с конфигурацией обследуемого заземлителя, т.е. трассами присоединенных кабелей, расположением системы трос-опоры приходящих к подстанции линий электропередачи, другими естественными заземлителями (канализация, глубокие скважины и т.п.), так как учет этих факторов затрудняет выбор направления разнеса. Увеличение разнеса электродов и использование длинных проводников сопровождается ростом наводок, в частности, в цепи измерения потенциала. Необходимы дополнительные меры по ограничению влияния таких наводок.

В связи с вышеизложенным предлагается **третий** путь, а именно определение собственных α_{ii} и взаимных α_{ik} сопротивлений в трехэлектродной схеме измерения при использовании свойства взаимозаменяемости функций электродов. Очевидно уже на примере выражения (4), что корректная оцифровка коэффици-

ентов α_{ii} и α_{ik} достаточна для желательного ограничения абсолютной систематической ошибки $\delta(R_z)$. Существенно, что реализация этого третьего пути не требует поиска места нулевого потенциала для потенциального электрода.

Рассмотрим теоретическую сторону для третьего пути.

Три электрически не связанных заземления (объекта) расположены (рис. 2) в точках 1, 2 и 3 на территории, собственные сопротивления R_1 , R_2 и R_3 , взаимные R_{12} , R_{13} и R_{23} .

В отдельных опытах измеряем: приложенное от источника напряжение U , ток I и падения напряжения между точками (выводами заземлений).

При приложении напряжения $U_{12} = U$ и протекающем в цепи токе I (вводимый ток в точку 1 обозначим I' , ток из точки 2 на источник I'') измеряем напряжения U_{13} и U_{23} .

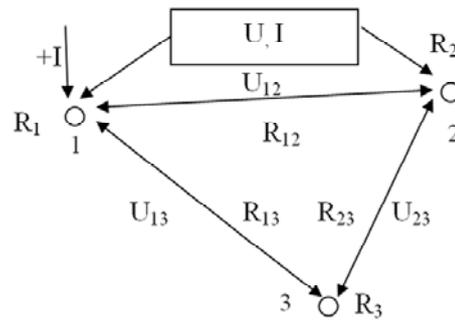


Рис. 2. Расположение заземлений на территории, их сопротивления и измеряемые напряжения

В отдельных точках (выводах заземлений) появляются потенциалы: φ_1 , φ_2 и φ_3 . Потенциал φ_3 имеет знак либо по току I' , либо по току I'' и рассматривается как сумма

$$\varphi_3 = \varphi_3' + \varphi_3'' \quad (7)$$

для соответствующих токов влияния.

По уравнению Максвелла

$$\varphi_3 = I' \cdot R_{13} + I'' \cdot R_{23} \quad (8)$$

причем токи $I = I' = I''$, но разных направлений. Примем как положительное направление для тока I' .

Появление потенциала φ_3 создает в заземлителе 3 ток $I_3 = \varphi_3 \cdot R_3^{-1}$. В случае, когда $U_{13} < U_{23}$, ток I_3 направлен как I' и $R_{13} < R_{23}$; при $U_{13} > U_{23}$ имеем $R_{13} > R_{23}$ и направление тока I_3 совпадает с I'' .

Для группы по рис. 2 заземлений система уравнений Максвелла в случае $U_{13} < U_{23}$ имеет вид:

$$\varphi_1 = I' R_1 - I'' R_{12} - R_{13} I_3; \quad (9)$$

$$\varphi_2 = I' R_{12} - I'' R_2 - R_{23} I_3; \quad (10)$$

$$\varphi_3 = I' R_{13} - I'' R_{23}; \quad (11)$$

$$\varphi_3' - \varphi_3'' = U_{13} - U_{23}.$$

Поскольку

$$I_3 = \varphi_3 R_3^{-1} = I(R_{13} - R_{23})R_3^{-1}, \quad (12)$$

тогда

$$\varphi_1 = I R_1 - I R_{12} - I(R_{13} - R_{23})R_3^{-1}. \quad (13)$$

Измеряемое напряжение

$$U_{13} = \varphi_1 - \varphi_3 = I \left[(R_1 - R_{12}) - R_{13} R_3^{-1} (R_{13} - R_{23}) - (R_{13} - R_{23}) \right] \quad (14)$$

и

$$\begin{aligned} R_{1-3\text{экв}} &= U_{13}I^{-1} = \\ &= (R_1 - R_{12}) - R_{13}R_3^{-1}(R_{13} - R_{23}) - (R_{13} - R_{23}) \end{aligned} \quad (15)$$

По аналогии рассуждения приводят к следующему выражению при $U_{13} < U_{23}$ (или $R_{13} < R_{23}$):

$$\begin{aligned} R_{2-3\text{экв}} &= U_{23}I^{-1} = \\ &= (R_2 - R_{12}) + R_{23}R_3^{-1}(R_{13} - R_{23}) - (R_{13} - R_{23}) \end{aligned} \quad (16)$$

Подключаем источник между точками 2 и 3, т.е. с некоторым током I и напряжением U . При условии (по данным измерений), когда $U_{12} < U_{13}$ (или $R_{13} < R_{12}$), получим:

$$\begin{aligned} R_{1-2\text{экв}} &= U_{12}I^{-1} = \\ &= (R_2 - R_{23}) + R_{12}R_1^{-1}(R_{12} - R_{13}) + (R_{12} - R_{13}) \end{aligned} \quad (17)$$

и

$$\begin{aligned} R_{1-3\text{экв}} &= U_{13}I^{-1} = \\ &= (R_3 - R_{23}) + R_{13}R_1^{-1}(R_{12} - R_{13}) + (R_{12} - R_{13}) \end{aligned} \quad (18)$$

Ввод источника (некоторые U и I) между точками 1 и 3 и в случае $U_{12} > U_{23}$ приводит к следующим выражениям связи для шести неизвестных (R_{ii} и R_{ik}):

$$\begin{aligned} R_{1-2\text{экв}} &= U_{12}I^{-1} = \\ &= (R_1 - R_{13}) + R_{12}R_2^{-1}(R_{12} - R_{23}) + (R_{12} - R_{23}) \end{aligned} \quad (19)$$

и

$$\begin{aligned} R_{2-3\text{экв}} &= U_{23}I^{-1} = \\ &= (R_3 - R_{13}) - R_{23}R_2^{-1}(R_{12} - R_{23}) + (R_{12} - R_{23}) \end{aligned} \quad (20)$$

Необходимо рассмотреть выражение связи шести неизвестных для случая других неравенств по напряжениям U_{ik} .

Пусть в опыте ввода источника в точки 1 и 2 (U, I) имеем $U_{13} > U_{23}$. Это приведет к изменению направления тока I_3 , причем направление положительное принимается для точки ввода 1. Выражения (15) и (16) сохраняют свой вид, так как корректировка направления тока I_3 происходит автоматически.

В опыте ввода тока источника в точки 2 и 3 и в случае $U_{13} > U_{12}$ формулы (17) и (18) сохраняются также. То же следует отметить и для опыта с вводом источника в точки 1 и 3, когда получим по измерениям $U_{23} > U_{12}$, т.е. сохраняются выражения (19) и (20).

ВЫВОДЫ

1. В работе впервые предложена методика определения собственных α_{ii} и взаимных α_{ik} сопротивлений в трехэлектродной схеме измерения при использовании свойства взаимозаменяемости функций электродов.

2. Новизна методики состоит в том, что её реализация не требует поиска места нулевого потенциала для потенциального электрода.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бургсдорф В.В., Якобс А.И. Заземляющие устройства электроустановок. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 400 с.
2. Ослон А.Б. Об измерении сопротивлений заземления // Электричество. – 1957. – № 2. – С. 56-58.
3. Заземляющие устройства на линиях электропередачи и подстанциях высокого напряжения. Итоги науки и техники. Электрические станции, сети и системы. – М.: Изд-во ВИНТИ, 1966. – С. 65-184.

Поступила 20.09.2010

Нижевский Илья Викторович

Нижевский Виктор Ильич, к.т.н.

Гуль Виктор Иванович, к.т.н., проф.

Национальный технический университет

"Харьковский политехнический институт"

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

кафедра "Передача электрической энергии"

тел. (0572) 707-69-77

I.V. Nizhevskiy, V.I. Nizhevskiy, V.I. Gul

To the problem of measuring with acceptable error an object's grounding resistance under measuring circuit electrodes spacing limitations.

The analysis presented shows that it is problematic to provide a requirement for considerable spacing between the electrodes in a three-electrode measuring circuit in compact planning areas. A technique for determination of intrinsic and mutual resistance in the three-electrode measuring circuit under application of the electrode functions interchangeability property is introduced. The novelty of the technique consists in absence of necessity to search a zero potential point for the voltage-operated electrode.

Key words – three-electrode circuit, zero potential, property of interchangeability.

РАЙНИН ВАЛЕРИЙ ЕФИМОВИЧ

(к 70-летию со дня рождения)

Валерий Ефимович Райнин родился 20 сентября 1940 года в г. Москве. Большая часть его профессиональной биографии связана с Украиной и Харьковом, где он жил, учился и работал с 1956 по 1996 г. По окончании средней школы с серебряной медалью он поступил в Харьковский политехнический институт, электромашиностроительный факультет которого с отличием окончил в 1962 г. По распределению был направлен на работу во Всесоюзный научно-исследовательский институт низковольтного электроаппаратостроения Министерства электротехнической промышленности СССР (ВНИИэлектроаппарат, г. Харьков), где проработал почти тридцать лет, пройдя путь от инженера до заведующего лабораторией, кандидата технических наук. В этот очень важный период своей деятельности Валерий Ефимович внес заметный вклад в создание нового направления развития аппаратов защиты, основанного на применении электронной техники. При его активном участии разработано и внедрено в массовое производство на Харьковском электромеханическом заводе и других крупных предприятиях электропромышленности СССР большинство отечественных серий автоматических выключателей низкого напряжения с электронными расцепителями. Среди этих аппаратов – наиболее известная серия А3700, обеспечившая впервые в СССР качественно новый уровень защиты электроустановок общепромышленного и специального назначения. Эти разработки были выполнены на уровне изобретений и отмечены медалями всесоюзных и международных выставок.

Еще в студенческие годы Валерий Ефимович проявил склонность к научным исследованиям и в 1974 г. по окончании заочной аспирантуры при Новочеркасском политехническом институте защитил на базе своих разработок кандидатскую диссертацию. С этого момента Валерий Ефимович начинает совмещать работу по созданию новой техники с педагогической деятельностью. А в 1991 г. он избирается на должность доцента кафедры «Электротехника» Харьковской государственной академии городского хозяйства. В эти годы его научные интересы распространились на проблемы повышения точности и автоматизации учета электрической энергии. В результате под его руководством и при его непосредственном участии впервые в Украине были разработаны и внедрены в серийное производство электронные счетчики на заводах «Коммунар» (г. Харьков) и «Проминь» (г. Желтые воды). В 1996 г. Валерия Ефимовича пригласили возглавить наукоемкие работы по освоению электронных счетчиков на конверсионном предприятии – Мытищинском ордена Отечественной войны первой степени электротехническом заводе и переезжает в Москву. Став впоследствии главным инженером



этого завода, он организовал разработку и производство более 20 наименований электронных счетчиков различного назначения. Одновременно преподает уже в российских вузах (РГУС и МЭИ).

Работая в промышленности, Валерий Ефимович продолжает исследования в области теории и практики трансформаторов тока для измерительных и силовых преобразователей и занимается вопросами применения других датчиков параметров электрической энергии и поиском новых критериев аварийных режимов для повышения качества защиты электроустановок. В результате в 1999 г. защищает в Московском энергетическом институте (Технический университет – ТУ) докторскую диссертацию на тему «Статические устройства защиты для низковольтных автоматических выключателей».

Начиная с 2002 г. по настоящее время Валерий Ефимович работает в МЭИ профессором кафедры «Электрические и электронные аппараты». Читает общие и специальные курсы, руководит дипломными работами бакалавров и магистров. Им подготовлено несколько кандидатов наук.

Проф. Райнин В.Е. является автором (соавтором) более 160 публикаций, в том числе двух монографий, двух учебников для вузов и 92 авторских свидетельств и патентов на изобретения. За участие в написании учебника «Электрические и электронные аппараты» Валерий Ефимович стал Лауреатом премии правительства Российской Федерации в области науки и техники». Он является действительным членом Академии электротехнических наук Российской Федерации и членом Российского отделения Международного института инженеров электротехники и электроники (IEEE). Проф. Райнин В.Е. входит в состав двух специализированных советов по присуждению ученой степени доктора наук в МЭИ (ТУ) и РГУС.

Круг интересов юбиляра не ограничивается его профессиональной деятельностью. Валерий Ефимович и сейчас активно занимается спортом – горными лыжами (и это в его-то годы!). Он очень много путешествует – за последние 15 лет побывал практически во всех европейских странах, не забывая и Украину, восточную часть которой (Полтавская, Сумская, Харьковская, Донецкая области) он объездил на автомобиле.

Нельзя не сказать и о личных качествах Валерия Ефимовича – это интеллигентный, дружелюбный, много знающий, располагающий к общению человек.

Многочисленные друзья по обе стороны российско-украинской границы, коллеги и ученики желают Валерию Ефимовичу крепкого здоровья, семейного счастья, дальнейших успехов в научной и педагогической деятельности.

Редакционная коллегия журнала «Электротехника и электромеханика» присоединяется к этим пожеланиям.

РОЗПОДІЛЬНІ ПРИСТРОЇ З ЕЛЕГАЗОВОЮ ІЗОЛЯЦІЄЮ SafeRing & SafePlus: БЕЗПЕЧНІСТЬ, НАДІЙНІСТЬ, КОМПАКТНІСТЬ

Термінологія, яка використовується у даній публікації, відповідає сучасній базовій міжнародній електротехнічній термінології, зафіксованій у Міжнародному електротехнічному словнику (International Electrotechnical Vocabulary – IEV), що має статус стандарту IEC 60050 Міжнародної електротехнічної комісії (International Electrotechnical Commission – IEC), а також специфічній термінології, зафіксованій у профільних стандартах IEC, тобто у стандартах на окремі групи електричних апаратів.

До комутаційних апаратів, що застосовуються у розподільних пристроях, в англійській технічній літературі вживають терміни «disconnector», «switch» та «circuit-breaker». Перші два з цих типів апаратів виконують суто комутаційні функції, а третій, поряд з комутацією електричних кіл, забезпечує також й захист мереж та обладнання від надструмів (перевантажень та коротких замикань). В усіх мовах країн, де застосовуються стандарти Міжнародної електротехнічної комісії (International Electrotechnical Commission – IEC) ці різновиди апаратів чітко розрізняють термінологічно. У даній статті ми будемо вживати до зазначених апаратів відповідно такі терміни: «роз'єднувач» («disconnector»), «вимикач» («switch») та «відмикач» («circuit-breaker»).

Крім відмикачів, захисні функції у розподільних пристроях можуть виконувати й запобіжники («fuses»). На користь відмикачів свідчить зручність експлуатації, адже вони можуть здійснювати комутаційні функції, а також надають можливість багаторазового використання після аварійного спрацювання. На користь запобіжників – їх висока надійність, компактність, дуже висока здатність до відмикання коротких замикань, яка може перевищувати відповідний показник відмикачів та відносно низька вартість, навіть у комбінаціях з комутаційними апаратами – вимикачами та роз'єднувачами.

У галузі вторинного розподілення електричної енергії підстанції, які здійснюють зниження напруги з рівня середніх напруг (6 – 35 кВ) до рівня низьких напруг (0,4 кВ), дуже часто об'єднують у так звані кільцеві мережі, які є особливо популярними при напрузі 6 – 10 кВ та відносно невеликих робочих струмах збірних шин (до 630 А). Саме у цих мережах застосування системи SafeRing/SafePlus має суттєві переваги перед традиційними розподільними системами.

На рис. 1 зображена стандартна кільцева мережа, яка може цілком складатися з блоків системи SafeRing. Кільцева мережа приєднується через відмикачі, встановлені на головній (районній) підстанції до вторинних обмоток двох силових трансформаторів тієї підстанції.

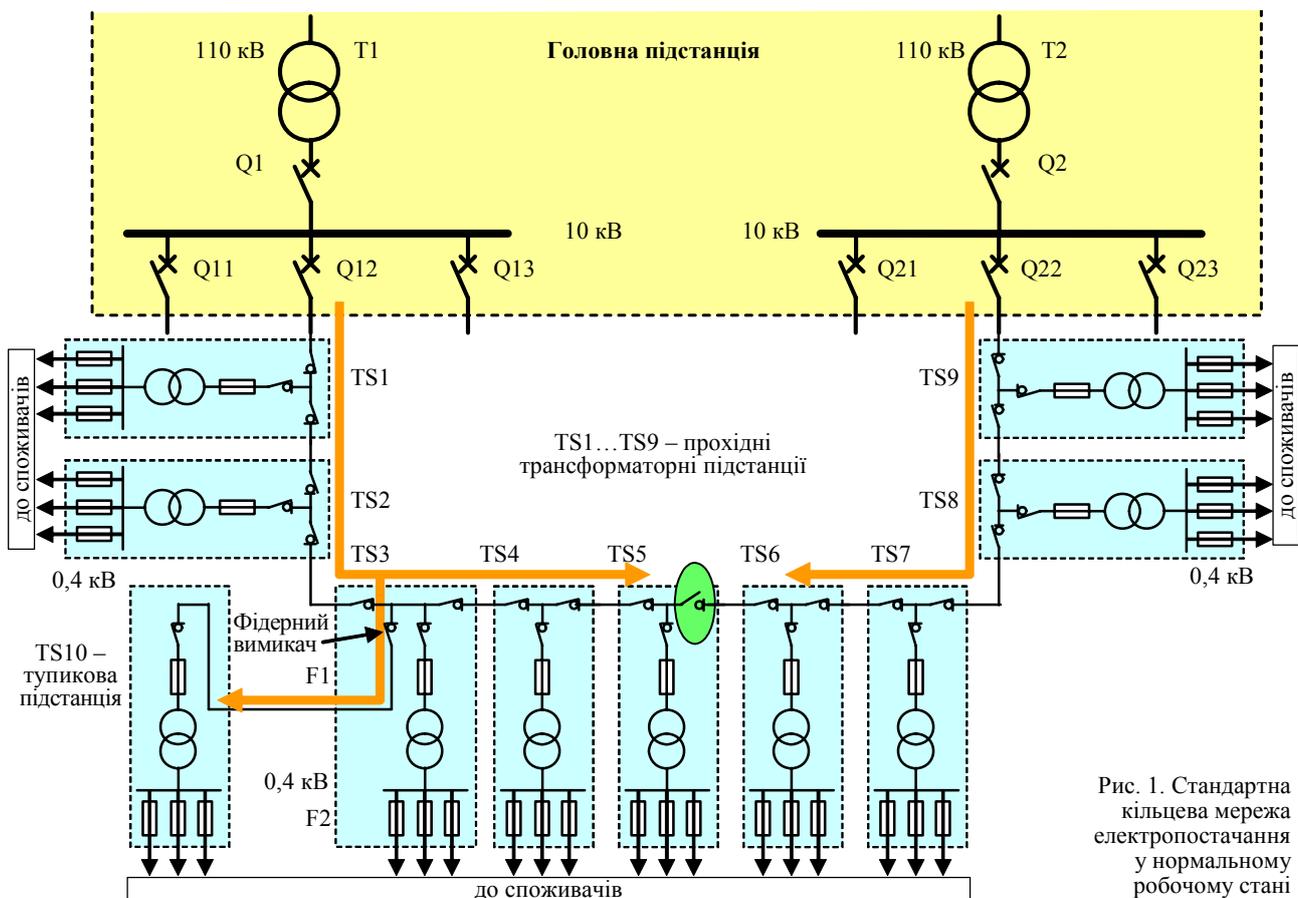


Рис. 1. Стандартна кільцева мережа електропостачання у нормальному робочому стані

¹ Інформацію надано компанією ТОВ «АББ ЛТД», Олександр Єна, менеджер по продукції АБВ

Кільцева мережа, зображена на рис. 1, об'єднує декілька (у даному випадку їх дев'ять – TS1...TS9) однотипних прохідних підстанцій невеликої потужності.

До кільцевої мережі можуть бути приєднані віддалені тупикові підстанції (у даному випадку TS10). При цьому найближча до неї підстанція кільцевої мережі (у даному випадку TS3) має бути оснащена додатковим фідерним вимикачем-роз'єднувачем для приєднання лінії, що відходить до тупикової підстанції. Кожна з прохідних підстанцій містить розподільний пристрій 10 кВ (ПП 10), який складається з двох вимикачів-роз'єднувачів, що забезпечують підведення енергії з будь-якого боку та ще одного вимикача-роз'єднувача, комбінованого із запобіжниками (F1). Цей апарат дозволяє вмикати / вимикати трансформатор та захищає його від перевантажень. У разі коротких замикань на шинах та терміналах трансформатора цей запобіжник, діючи селективно з відмикачем на головній підстанції, від'єднує цю підстанцію від живлення, запобігаючи перериванню живлення інших

підстанцій. Замість запобіжників на підстанціях можуть застосовуватися відмикачі.

На схемі не зображені уземлювальні перемикачі (earthing switches), які обов'язково входять до складу ПП 10 усіх підстанцій – прохідних та тупикових.

Фідери, що відходять від розподільних пристроїв низької напруги (ПП 0,4), у підстанціях невеликої потужності зазвичай захищають запобіжниками (F2), хоча можуть застосовуватися й відмикачі.

У нормальному стані в обладнанні та на лініях трансформатор T1 головної підстанції через відмикач Q12 живить прохідні підстанції TS1 ... TS5 кільцевої мережі та тупикову підстанцію TS10, оскільки правий вимикач-роз'єднувач на підстанції TS5 знаходиться у розімкненому стані, а трансформатор T2 головної підстанції через відмикач Q22 живить прохідні підстанції TS6 ... TS9.

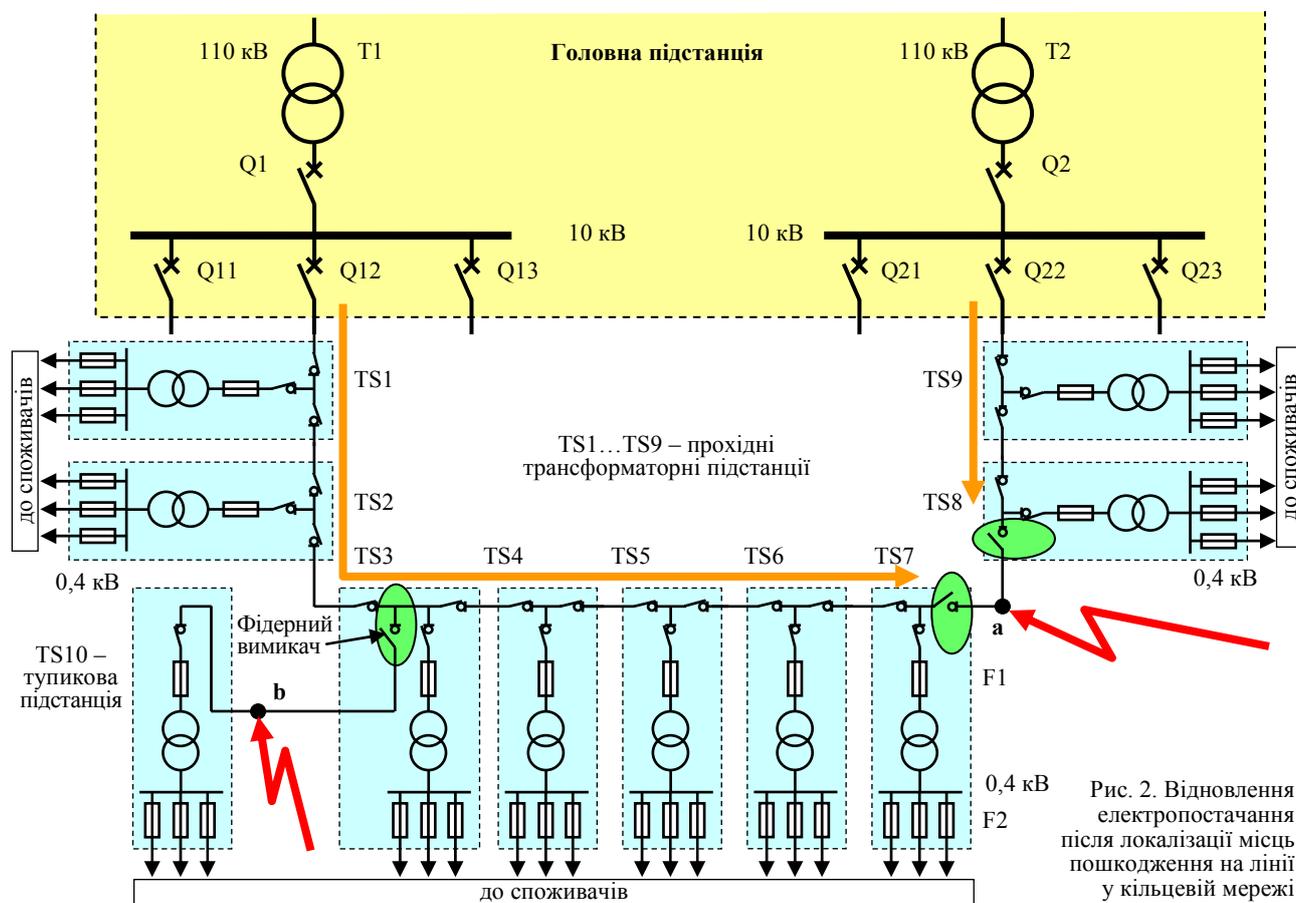


Рис. 2. Відновлення електропостачання після локалізації місць пошкодження на лінії у кільцевій мережі

При виникненні короткого замикання в мережі, наприклад у точці **a** (рис. 2), релейний захист виявляє місце пошкодження, а відмикач Q22 спрацьовує, тимчасово знеживлюючи підстанції TS6 ... TS9. Після цього діями оперативного персоналу або засобами телемеханіки вимикаються правий вимикач підстанції TS7 та лівий вимикач підстанції TS8 (без струму, оскільки відмикач Q22 лишається у розімкненому стані). Вслід за тим цього вмикаються правий вимикач підстанції TS5 та відмикач Q22 головної підстанції, відновлюючи електропостачання усіх підстанцій кільцевої мережі. При цьому трансформатор T1 головної підстанції через відмикач Q12 живить прохідні підстанції TS1 ... TS7 та

тупикову підстанцію TS10, а трансформатор T2 через відмикач Q22 живить прохідні підстанції TS8 та TS9.

Пошкодження ж на лінії, що живить тупикову підстанцію, наприклад, коротке замикання в точці **b**, спричиняє спрацьовування відмикача Q22 і тимчасове знеживлення прохідних підстанцій TS1 ... TS5 та тупикової підстанції TS10. Вслід за тим вимикається фідерний вимикач на підстанції TS3, після чого вмикається відмикач Q22 головної підстанції, відновлюючи електропостачання усіх підстанцій кільцевої мережі за винятком тупикової підстанції у тому ж порядку, що й до аварії, тобто трансформатор T1 живить підстанції TS1 ... TS5 та TS10, а трансформатор T2 – підстанції TS6 ... TS9.

Апарати розподільних пристроїв середньої напруги зазвичай монтуються в комірках з повітряною ізоляцією, наприклад, у комірках КСО (камери сборные одностороннего обслуживания – рус.), розміри яких визначаються умовами надійного ізолювання. Типові комірки з повітряною ізоляцією мають ширину 800 ... 1000 мм, приблизно таку ж глибину та висоту 1900 ... 2100 мм. Розміри комірок суттєво впливають на розміри й вартість трансформаторних підстанцій.

Суттєве зменшення розмірів комірок розподільних пристроїв, а відтак і підстанцій у цілому, може бути досягнуто за рахунок застосування у них елегазу як ізолювального середовища. Шестифториста сірка, відома також як гексафторид сірки, SF₆ та елегаз, була вперше синтезована ще у 1890 році й досконально досліджена французьким вченим Анрі Муассаном, за що у 1906 році йому була присуджена Нобелівська премія з хімії. Цей газ, завдяки своїм унікальним електричним властивостям був названий елегазом відомим вченим Б.М. Гохбергом (до речі, членом-кореспондентом АН УРСР) завдяки його унікальним властивостям – висока електрична міцність та висока теплосмність дозволяють застосовувати цей газ як ізоляційне та охолоджувальне середовище, а дуже великий коефіцієнт теплового розширення сприяє утворенню конвекційних потоків та підвищенню тиску, що дозволяє застосовувати елегаз як ефективне дугогасне середовище.

Перші спроби практичного застосування елегазу в електроенергетиці відносяться до кінця 30-х років минулого століття, а зараз апаратуру з елегазовою ізоляцією та охолодженням, а також з гасінням дуги в середовищі елегазу випускають усі провідні виробники електричної апаратури. Найбільшого успіху досягли відмикачі високої напруги (110 кВ та вище), які повністю витіснили з ринку відмикачі, побудовані на інших принципах дугогасіння (повітряні, масляні тощо).

В діапазоні середніх напруг (6 ... 35 кВ) на певному етапі елегазові відмикачі демонстрували потужну динаміку зростання, але зараз поступаються вакуумним відмикачам, обіймаючи стабільні 20 ... 25% ринку. У той же час розподільні пристрої з елегазовою ізоляцією демонструють стабільну динаміку просування на ринку як при високих напругах (110 кВ), так і у діапазоні середніх напруг.

Система SafeRing від ABB була створена як альтернатива розподільній апаратурі з повітряною ізоляцією для застосування передусім у кільцевих мережах. Це – система герметичних блоків, у корпусах яких, виготовлених з нержавіючої сталі, міститься два, три або чотири модуля з апаратами, причому при повітряній ізоляції для відповідних апаратів модуля має застосовуватися окрема комірка. Габаритні розміри модуля SafeRing є такими: ширина – 696 мм (два модулі), 1021 мм (три модулі) та 1346 мм (чотири модулі), глибина – 765 мм, висота – 1336 мм. Як бачимо, ці розміри суттєво менші, ніж розміри комірок з повітряною ізоляцією. Уявлення про переваги (з точки зору габаритів) блоків SafeRing над комірками з повітряною ізоляцією можна скласти з рис. 3, де поруч зображені контури трьох комірок з повітряною ізоляцією та один блок SafeRing з трьома модулями.

Слід зазначити, що компактність – це не єдина перевага блоків SafeRing. Серед інших їх достоїнств слід зазначити такі:

- зручність в експлуатації, оскільки блоки системи SafeRing практично не потребують технічного обслуговування, а також не потребують жодних робіт з елегазом;
- безпечність, оскільки конструкція блоків системи SafeRing практично повністю виключає доступ людей до струмопровідних частин;
- можливість дистанційного керування;
- висока надійність й довговічність – підтверджено багаторічною практикою експлуатації.

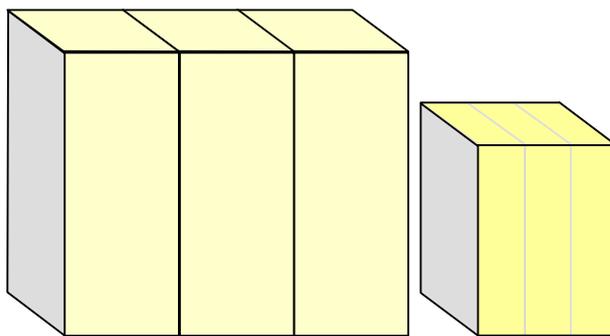
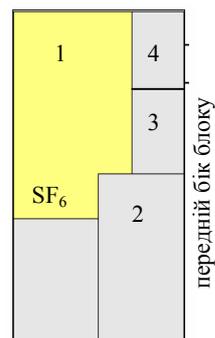


Рис. 3. Порівняння контурів комірок з повітряною ізоляцією та блоку з трьома функціонально відповідними модулями системи SafeRing з елегазовою ізоляцією

Хоча основним призначенням системи SafeRing є застосування у кільцевих мережах, однак ці елегазові комплекти використовують також і споживачі, не об'єднані у кільцеві мережі, серед яких є вітряні електростанції, торгові центри, офісні споруди, підприємства гірничої промисловості, аеропорти, об'єкти залізниці, підземні та кіоскові підстанції, малі промислові підприємства тощо.

Модулі системи SafeRing містять такі комутаційні та захисні високовольтні апарати: трипозиційні перемикачі, вакуумні відмикачі, топкі запобіжники, перемикачі уземлення, а також автоматичний короткозамикач або ліквідатор дуги (arc suppressor). Усі ці апарати розташовують в герметичному баку, заповненому елегазом – високовольтному відсіку блоку SafeRing (рис. 4). Приєднання пристрою до зовнішніх кіл здійснюється за допомогою кабельних виводів, що проходять крізь прохідні ізолятори (cable termination – bushings), розташованими на межі між високовольтним та кабельним відсіками, та спеціальних кабельних адаптерів, що встановлюються на кінцях зовнішніх кабелів. Над кабельним відсіком розташований низьковольтний відсік з апаратурою вторинної комутації, через який, крім того, здійснюється заміна вставок запобіжників, а над ним – відсік керування, у який крізь спеціальні сальники виведені вали приводів комутаційних апаратів, та у якому розташовують двигунові приводи комутаційних апаратів, блоки релейного захисту, вимірювальні прилади тощо.

Рис. 4. Відсіки блоку SafeRing: 1 – високовольтний відсік; 2 – кабельний відсік; 3 – низьковольтний відсік; 4 – відсік керування.



В системі SafeRing застосовується чотири види модулів (рис. 5), які в різних комбінаціях об'єднуються у блоки. Модулі знизу закінчуються кабельними виводами, а зверху приєднуються до загальної шини блоку.

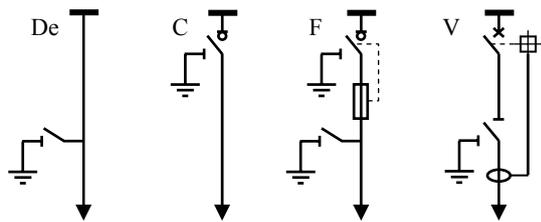


Рис. 5. Модулі системи SafeRing

Модуль De – це пряме з'єднання загальної шини з кабельним виводом, до якого приєднаний перемикач уземлення (Direct cable connection with earthing switch).

Модуль C (Cable switch) реалізує з'єднання загальної шини з кабельним виводом через трипозиційний перемикач – апарат, який поєднує функції вимикача-роз'єднувача (switch-disconnector) та перемикача уземлення (earthing switch). Елементи конструкції модуля C (вид зсередини) зображені на рис. 6, а.

Рухомі контакти трипозиційного перемикача 1 виконані у вигляді подвійних ножів, що забезпечує компенсацію електродинамічного відкидання контактів при коротких замиканнях і запобігає їх зварюванню. Шина 2, яка забезпечує з'єднання усіх трьох фаз фідерного кабелю уземлюється не через металевий корпус (який обов'язково уземлюється, виходячи з вимог електробезпеки), а через спеціальну мідну пластину 3 з додатковим терміналом уземлення 4. Ця пластина розташована у низьковольтному відсіку, який у нижній частині оболонки має отвір 5, через який до кабельного відсіку пропускають уземлювальний провідник.

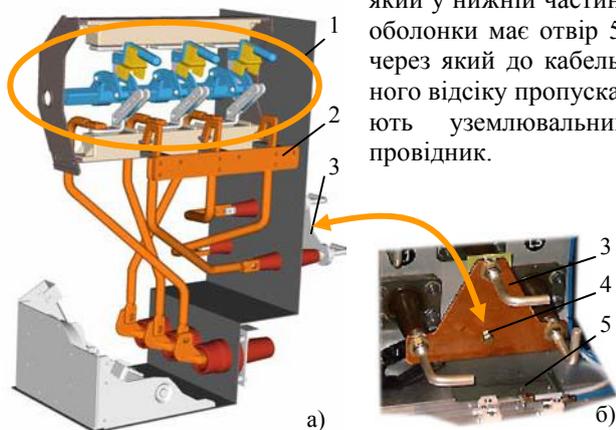


Рис. 6. Модуль C системи SafeRing: а – вигляд високовольтного відсіку зсередини; б – мідна пластина з терміналом уземлення у відсіку керування

Модуль F (рис. 7) забезпечує з'єднання загальної шини з кабельним виводом через комбінацію трипозиційного перемикача 1 із запобіжником (switch-Fuse-disconnector). У цьому модулі застосовується додатковий перемикач уземлення 2, який приєднує свій уземлений вал до кабельного виводу, оскільки за відсутності топкої вставки (або при її перегоранні) трипозиційний перемикач не забезпечує уземлення фідерного кабелю. Модуль F насправді має гібридну побудову – комутаційні апарати та тримачі запобіжників 3 знаходяться в середовищі елегазу, а вставки мають повітряну ізоляцію.

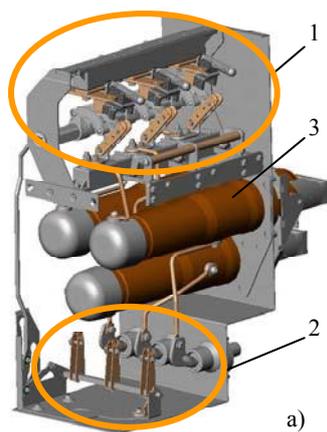


Рис. 7. Модуль F системи SafeRing: а – вигляд високовольтного відсіку зсередини; б – топкі вставки ABB CEF, які мають застосовуватися у модулі F

Топкі вставки запобіжників ABB CEF, які мають застосовуватися у модулі F, забезпечують ефективний захист фідерних кабелів при коротких замиканнях, а також трансформаторів (до 1600 кВА) при перевантаженнях, не перериваючи живлення при короточасних перевантаженнях. Наприклад, переддуговий час топкого елемента вставки з номінальним струмом 100 А при струмі 200 А становить приблизно годину, а при струмі 500 А – 6 секунд. Вставки запобіжників ABB CEF мають дуже велику номінальну (гарантовану виробником) здатність до відмикання коротких замикань – 63 кА при номінальній напрузі 12 кВ та нижче і 50 кА при номінальній напрузі понад 12 кВ. При потужних коротких замиканнях ці вставки мають дуже високу швидкодію, а відтак, забезпечують ефективне струмообмеження. Зокрема, при очікуваному струмі короткого замикання 2 кА вставка з номінальним струмом 100 А спрацює приблизно за 7 ... 8 мс, але пропущений струм буде дорівнювати піковому значенню очікуваного струму – 5 кА. При більших значеннях очікуваного струму короткого замикання ця вставка стає струмообмежувальною. Зокрема, при очікуваному струмі короткого замикання 10 кА (середньоквадратичне значення симетричної складової) відповідне пікове значення становитиме 25 кА, пропущений струм не перевищуватиме 8 кА. Але найбільша струмообмежувальна здатність спостерігається при дуже потужних коротких замиканнях – при очікуваному струмі 50 кА відповідне пікове значення становитиме 125 кА, а пропущений струм не перевищуватиме 15 кА (восьмикратне обмеження).

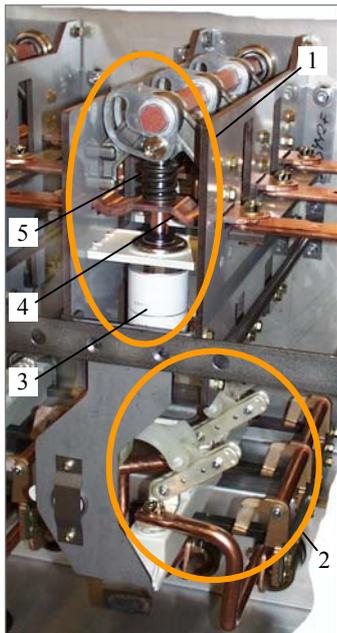
В системі SafeRing бажано застосовувати вставки CEF довжиною 442 мм, хоча передбачена можливість застосування вставок меншої довжини з номінальною напругою менше 24 кВ, але для цього слід застосовувати спеціальний адаптер.

Модуль V (рис. 8) містить вакуумний відмикач (Vacuum circuit-breaker), який *автоматично* спрацює при коротких замиканнях. Датчиками коротких замикань є трансформатори струму, вбудовані у модуль. Вакуумний відмикач 1 має пружинний привід, причому перед вмиканням контактів відмикача має бути попередньо зведена привідна пружина, у якій накопичується енергія, необхідна для швидкого розмикання

контактів. При виникненні струмів коротких замикань трансформатори струму виробляють сигнал, який впливає на обмотку електромагніта (tripping coil), рухома частина магнітопроводу якого впливає на механізм вільного розчеплення (trip-free mechanism) і в результаті контакти відмикача розмикаються. Крім вакуумного відмикача модуль V містить ще один комутаційний апарат – перемикач уземлення 2, розташований у нижній частині апаратного відсіку.

Важливою особливістю вакуумного відмикача є те, що при коротких замиканнях він спрацьовує автоматично без витримки часу. Захист від перевантажень здійснюється за допомогою спеціальних реле, які забезпечують необхідну форму зворотно-залежної часо-струмової характеристики. Для повторного спрацьовування відмикача треба звести привідну пружину – вручну або за допомогою спеціального приводу. Тому виробник заявляє для цього відмикача такий цикл: O – 3 min – CO – 3 min – CO, а не цикл, який слід застосовувати для споживачів першої категорії: O – 0,3 s – CO – 3 min – CO. Такий цикл може бути реалізований у системі SafePlus.

Номінальний струм відмикача становить 200 А, здатність до відмикання коротких замикань – 21 кА при номінальній напрузі 12 кВ та менше або 16 кА при більших значеннях номінальної напруги (до 24 кВ).



Ці показники є цілком достатніми, щоб тривало жити й надійно захищати трансформатори потужністю до 2500 кВА (більше ніж допускає модуль F).

Рис. 8. Модуль V системи SafeRing:

- 1 – вакуумний відмикач;
- 2 – перемикач уземлення;
- 3 – вакуумна дугогасна камера;
- 4 – гнучке контактне з'єднання;
- 5 – пружина контактного натиснення.

Як вже зазначалося, система SafeRing – це блоки, побудовані з розглянутих вище модулів. Номенклатура блоків SafeRing передбачає такі 10 варіантів: DeF, DeV, CCC, CCF, CCV, CCCC, CCCF, CCCV, CCFF, CCVV. Схеми цих блоків представлені на рис. 9. Ці блоки можуть мати різне застосування, але у кільцевих мережах вони мають конкретне призначення:

- блоки DeF та DeV призначені для тупикових підстанцій; споживач може обрати тип захисного апарата – запобіжник чи вакуумний відмикач;
- блок CCC застосовується у кільцевій мережі як проміжний елемент, розташований між двома прохідними підстанціями і призначений для здійснення відгалуження до тупикової підстанції;

- блоки CCF та CCV призначені для прохідних підстанцій; споживач може обрати тип захисного апарата – запобіжник чи вакуумний відмикач;
- блок CCCC застосовується у кільцевій мережі як проміжний елемент, розташований між двома прохідними підстанціями і призначений для здійснення відгалужень до двох тупикових підстанцій;
- блоки CCCF та CCCV призначені для прохідних підстанцій з одним відгалуженням до тупикової підстанції; споживач може обрати тип захисного апарата – запобіжник чи вакуумний відмикач;
- блоки CCFF та CCVV призначені для прохідних підстанцій для споживачів, які потребують живлення від двох трансформаторів або для двох окремих споживачів, розташованих на невеликій відстані один від одного; споживачі можуть обрати тип захисних апаратів – запобіжники чи вакуумні відмикачі.

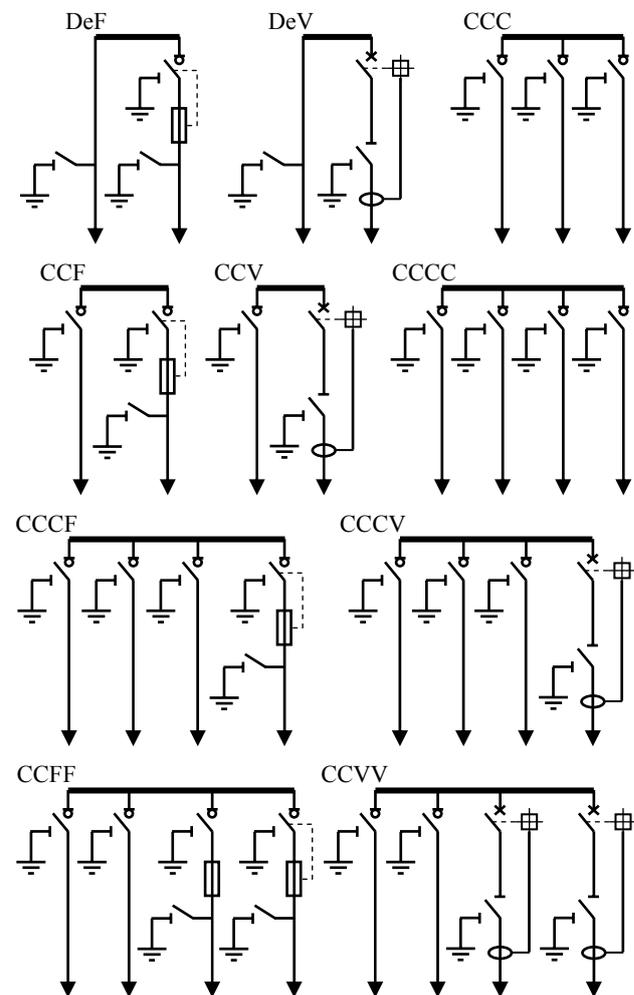


Рис. 9. Електричні схеми блоків системи SafeRing

У якості прикладу, на рис. 10 зображено апаратний відсік блоку CCF (вид зсередини). Як бачимо, блок містить значну кількість неізольованих мідних провідників, розташованих на невеликій відстані один від одного. Хоча електричне середовище є надійним ізоляційним середовищем, вірогідність (хоча й дуже мала) замикання провідників між собою, а відтак й виникнення електричної дуги всередині блоку все ж існує. Виникнення дуги всередині блоку – це серйозна аварія, наслідками якої можуть бути вибух та пожежа.

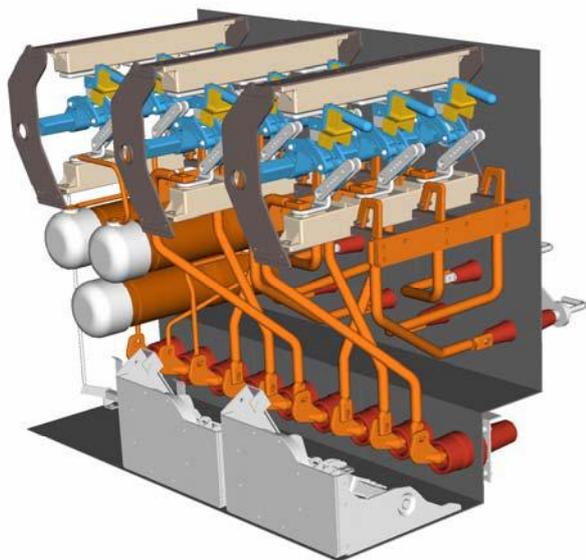


Рис. 10. Високовольтний відсік блоку CCF (вид зсередини)

Для запобігання аваріям, пов'язаним з виникненням дуги всередині блоку системи SafeRing виробник цієї системи пропонує спеціальний апарат – ліквідатор дуги (arc suppressor), яким за вимоги замовника може бути укомплектований будь-який блок.

Ліквідатор дуги (рис. 11) представляє собою трифазний короткозамикач з мембранним приводом, який автоматично спрацьовує внаслідок неприпустимого підвищення тиску в апаратному відсіку, яке може виникнути при появі електричної дуги. При спрацьовуванні ліквідатора дуги на ввіді виникає симетричне трифазне коротке замикання, яке призводить до спрацьовування відмикача на головній підстанції і, таким чином, до ліквідації аварії всередині блоку. Застосування ліквідаторів дуги є найкращим рішенням для підстанцій, розташованих у людних місцях, закритих та підземних приміщеннях.

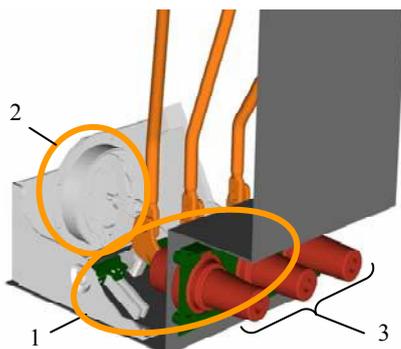


Рис. 11. Ліквідатор дуги (arc suppressor): 1 – контакти короткозамикача; 2 – мембранний привід; 3 – прохідні ізолятори на ввіді в блок.

Уявлення про зовнішній вигляд прохідних ізоляторів, за допомогою яких здійснюється виведення струмопроводів з високовольтного відсіку у кабельний, можна скласти з рис. 10 та 11. Слід зазначити, що в системі SafeRing застосовується чотири типи прохідних ізоляторів, а приєднання до них зовнішніх кіл здійснюється за допомогою відповідних чотирьох типів спеціальних кабельних адаптерів, що встановлюються на кінцях зовнішніх кабелів (рис. 12).



Рис. 12. Прхідні ізолятори (1 – 4) та кабельні адаптери (5 – 8): 1 – серія 200, втичні, 200А; 2 – серія 400, втичні, 400А; 3 – серія 400, нарізні, 400А; 4 – серія 600, нарізні, 630А; 5 – SOC 250 STP; 6 – SOC 400-1(2); 7 – SOC 630-1(2); 8 – SOC 630-3(4, 5).

Кабельні адаптери допускають приєднання мідних або алюмінієвих кабелів з поперечним перетином від 25 до 95 мм² (SOC 250 STP) до 630 мм² (SOC 630-4).

Дуже важливою характеристикою комутаційної апаратури є зносостійкість – механічна (без навантаження) та електрична (під навантаженням). Електрична зносостійкість блоків С та V системи SafeRing (рис. 13) у повній мірі відповідає вимогам міжнародних стандартів до апаратури даного класу (IEC 62271-100, 105).

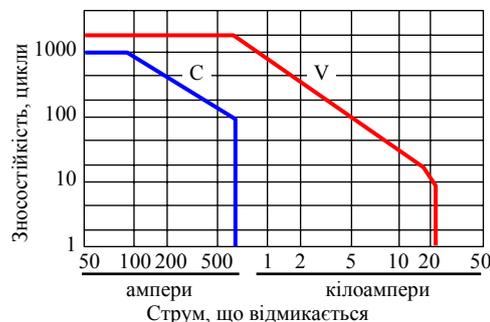


Рис. 13. Зносостійкість блоків С та V системи SafeRing

Окремо слід зазначити надійність й дуже високий ступінь захищеності блоків SafeRing від проникнення всередину сторонніх предметів та вологи. На запит однієї з іспанських компаній блок CCF був повністю занурений у воду і на глибині 3 м його витримували впродовж 24 годин під напругою 20 кВ. Після цього випробування блок був повністю (!) працездатним.

Наведений аналіз, а також п'ятирічний позитивний досвід експлуатації системи SafeRing в Україні дає усі підстави стверджувати, що ця система буде належно оцінена електромонтажними й експлуатаційними компаніями, враховуючи високий рівень технічних рішень, закладених в цій системі, у тому числі в плані майже стовідсоткової її безпечності для оперативного персоналу. Адже безпека – понад усе!

Продовження у наступному номері