ВЕСТНИК

НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА "ХПИ"

Сборник научных трудов Тематический выпуск "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов"

45'2008

Издание основано Национальным техническим университетом "Харьковский политехнический институт" в 2001 году

Государственное издание Свидетельство Госкомитета по информационной политике Украины КВ № 5256 от 2 июля 2001 года

КООРДИНАЦИОННЫЙ СОВЕТ: Председатель

Л.Л. Товажнянский, д-р техн. наук, проф.

Секретарь координационного совета

К.А. Горбунов, канд. техн. наук

- А.П. Марченко, д-р техн. наук, проф.
- Е.И. Сокол, д-р техн. наук, проф.
- Е.Е. Александров, д-р техн. наук, проф.
- Б.Т. Бойко, д-р техн. наук, проф.
- М.Д. Годлевский, д-р техн. наук, проф.
- А.И. Грабченко, д-р техн. наук, проф.
- В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф.
- В.Д. Дмитриенко, д-р техн. наук, проф.
- П.А. Качанов, д-р техн. наук, проф.
- А.Ф. Кириченко, д-р техн. наук, проф.
- В.Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф.
- В.И. Кравченко, д-р техн. наук, проф.
- В.А. Лозовой, д-р фил. наук, проф.
- О.К. Морачковский, д-р техн. наук, проф.
- П.Г. Перерва, д-р техн. наук, проф.
- Н.И. Погорелов, д-р техн. наук, проф.
- М.И. Рыщенко, д-р техн. наук, проф.
- В.Б. Самородов, д-р техн. наук, проф.
- В.П. Себко, д-р техн. наук, проф.
- В.И. Таран, д-р техн. наук, проф.
- Ю.В. Тимофеев, д-р техн. наук, проф.
- Е.И. Юносова, д-р фил. наук, проф.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ: Ответственный редактор:

В.С. Лупиков, д-р техн. наук, проф.

Ответственный секретарь:

А.Г. Середа, канд. техн. наук, доц.

- В.Ф. Болюх, д-р техн. наук, проф.
- В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф.
- В.Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф.
- Б.В. Клименко, д-р техн. наук, проф.
- В.И. Кравченко, д-р техн. наук, проф.
- В.И. Милых, д-р техн. наук, проф.
- В.П.Себко, д-р техн. наук, проф.
- Е.И. Сокол, д-р техн. наук, проф.

Адрес редколлегии: 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21. НТУ "ХПИ". Каф. ЭА. Тел. (057) 707-68-64

Харьков 2008

Вісник Національного технічного університету ''Харківський політехнічний інститут''. Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2008. – № 45. – 175 с.

Випуск приурочений до Міжнародного симпозіуму "Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика" (SIEMA'2008), 22 – 24 жовтня 2008 року, Харків, НТУ "ХПІ". В збірнику висвітлюються проблеми удосконалення електричних машин і апаратів, досягнення вчених, вузів і підприємств України та інших країн, які прийняли участь у симпозіумі.

Для наукових співробітників, викладачів, аспірантів, спеціалістів.

Выпуск приурочен к Международному симпозиуму "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика" (SIEMA'2008), 22 – 24 октября 2008 года, Харьков, НТУ "ХПИ". В сборнике освещаются проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов, достижения ученых, вузов и предприятий Украины и других стран, которые приняли участие в симпозиуме.

Для научных сотрудников, преподавателей, аспирантов, специалистов.

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ "ХПІ"; Протокол № 12 від 28.11.08

© Національний технічний університет "ХПІ"

Ю.А. БРАНСПИЗ, д-р техн. наук, *А.Ю. КАШТАНОВ*, магистр

ОБ ОДНОМ СПОСОБЕ РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЯ ЛАПЛАСА ДЛЯ СКАЛЯРНОГО ПОТЕНЦИАЛА ПЛОСКОМЕРИДИАННОГО ПОЛЯ

На прикладі показано, що для запропонованого перетворення координат розв'язання рівняння Лапласа для плоского меридіанного потенціального поля на поверхні одиничного радіусу співпадає з розв'язанням рівняння Лапласа плоскопаралельного потенціального поля для відповідних граничних умов.

На примере показано, что для предложенного преобразования координат решение уравнения Лапласа для плоскомеридианного потенциального поля на поверхности единичного радиуса совпадает с решением уравнения Лапласа плоскопараллельного потенциального поля при соответствующих граничных условиях.

Введение. Рассматривается потенциальное поле с осевой симметрией (плоскомеридианное поле), для которого в цилиндрической системе координат (ρ , z, θ) имеет место уравнение Лапласа вида

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial \psi}{\partial \rho} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial z^2} = 0, \qquad (1)$$

где $\psi(\rho, z)$ – скалярный потенциал рассматриваемого поля; ρ – радиальная координата; z – вторая метрическая координата цилиндрической системы координат (ρ, z, θ).

Для уравнения (1) аналитическое решение в общем случае встречает определенные трудности, что обусловило в непосредственной практике расчетов полей разработку методов решения уравнения (1) на основе установления аналитической зависимости этого решения с решением уравнения Лапласа для скалярного потенциала соответствующего (например, по граничным условиям) плоскопараллельного поля. Это связано с тем, что для уравнения Лапласа в плоскопараллельном случае имеется достаточно обширная теоретическая база, позволяющая осуществлять аналитические расчеты плоскопараллельных полей практически любой сложности [1].

В этой связи следует констатировать, что в настоящее время задача связи между потенциалами плоскопараллельного поля и поля с осевой симметрией в общем случае (для всей расчетной области при произвольных граничных условиях) не решена. Имеются лишь отдельные исследования по свойствам такой связи [2-4] (см. также библиографию на эту тему в [5]).

Как следствие, в настоящее время широкое распространение получили решения уравнения (1) численными методами, применение которых, впрочем, не позволяет непосредственно устанавливать зависимости между параметрами рассчитываемого поля с осевой симметрией, что является необходимым при решении разнообразных задач анализа такого поля. Поэтому задача об установлении аналитической связи между потенциалами плоскопараллельного поля и поля с осевой симметрией является актуальной.

В данной работе предлагается новый подход к решению этой задачи, основанный на установлении связи между потенциалами плоскомеридианного и плоскопараллельного поля не во всей расчетной зоне, а на некотором цилиндре, образующая которого параллельна оси симметрии плоскомеридианного поля (ось z).

Постановка задачи. Для рассматриваемого случая плоскомеридианного поля, потенциал которого удовлетворяет уравнению (1), произведем следующее преобразование координат

$$x = \ln \rho \tag{2}$$

в результате которого уравнение (1) в новых координатах (x, y), как это несложно показать, может быть переписано к виду

И

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} e^{-2x} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} = 0 \quad . \tag{3}$$

В самом деле, согласно (2), вторая производная потенциала ψ по координате *z* просто заменяется второй производной по новой координате *y*, а для слагаемых в (1) с производными по координате ρ имеем следующие соотношения

$$\frac{\partial \Psi}{\partial \rho} = \frac{\partial \Psi}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial \rho} = \frac{\partial \Psi}{\partial x} \cdot \frac{1}{\rho} = \frac{\partial \Psi}{\partial x} e^{-x};$$
$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial \rho^2} = \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\frac{\partial \Psi}{\partial \rho} \right) = \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial \Psi}{\partial \rho} \right) \cdot \frac{\partial x}{\partial \rho} = \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial \Psi}{\partial x} e^{-x} \right) \cdot \frac{1}{\rho} =$$
$$= \left(\frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} e^{-x} - \frac{\partial \Psi}{\partial x} e^{-x} \right) \cdot \frac{1}{\rho} = \frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} e^{-2x} - \frac{\partial \Psi}{\partial x} e^{-2x},$$

что и дает в сумме для двух первых слагаемых в левой части (1) первое слагаемое в левой части (3).

В связи с уравнением (3) следует заметить, что для всех точек на оси x = 0 оно переписывается к виду

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial y^2} = 0, \qquad (4)$$

который представляет собой уравнение Лапласа в прямоугольной декартовой системе координат для плоскопараллельного (двумерного) поля.

Таким образом, согласно (2), точки с координатой $\rho = 1$ переходят в точки оси x = 0, в уравнение (1) плоскомеридианного поля переходит в уравнение (4) для плоскопараллельного поля, что дает возможность получения решения уравнения для потенциала плоскомеридианного поля на основе решения уравнения для потенциала плоскопараллельного поля (по крайней мере, для всех точек с координатой $\rho = 1$). Такая возможность обуславливает задачу ее практической реализации, которая и решается в данной работе.

Общая формулировка задачи. Пусть решение уравнения (1) ищется в некоторой двумерной (для координат ρ и z) области G_0 , ограниченной некоторой линией $g(\rho, z)$, на которой задано значение потенциала ψ или его производной (граничные условия).

Пусть также преобразование (2) переводит область G_0 и ее границу $g(\rho, z)$ в другую двумерную (для координат x и y) область G_0^* , ограниченную линией $g^*(x, y)$. При этом в соответственных точках границ $g(\rho, z)$ и $g^*(x, y)$ сохраняются граничные условия для потенциала ψ .

Тогда, если в области G_0^* распределение потенциала ψ на оси x = 0 описывается некоторой функцией f(y), то, согласно приведенному выше преобразованию уравнения (1) к уравнению (4), можно предполагать, что этой же функцией будет описываться распределение потенциала ψ в области G_0 в соответственных точках с координатой $\rho = 1$.

Пример расчета. Не имея возможности доказать приведенное предположение, покажем на одном практическом примере, что такой подход к установлению связи между потенциалами плоскомеридианного и плоскопараллельного поля имеет место. А именно, будем рассматривать решение уравнения (1) для области G_0 , изображенной на рис. 1, при следующих граничных условиях:

$$0 \le \rho \le e, \ z = 0 - \psi = 0; \qquad 0 \le \rho \le e, \ z = e - \psi = \psi_0;$$

$$\rho = e, \ 0 \le z \le e - \psi = 0; \qquad \rho = 0, \ 0 \le z \le e - \frac{\partial \psi}{\partial \rho} = 0.$$
(5)

Для этой области решение уравнения (1), полученное методом разделе-

ния переменных [6], может быть записано в виде следующей суммы

$$\psi(\rho, z) = 2\psi_0 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{sh\left(\frac{x_{0k}}{e}z\right) \cdot J_0\left(\frac{x_{0k}}{e}\rho\right)}{x_{0k} \cdot J_1(x_{0k}) \cdot sh(x_{0k})},$$
(6)

где J_0 и J_1 – функции Бесселя нулевого и первого порядка, соответственно; $x_{0k} - k$ -й корень функции Бесселя нулевого порядка.



Рис. 1. Расчетная область плоскомеридианного поля

Из выражения (6) несложно получить следующее распределение потенциала ψ на линии *AB* ($\rho = 1$ и $0 \le z \le e$, рис. 1)

$$\Psi(\mathbf{\rho}, z) = \Psi_0 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{sh\left(\frac{x_{0k}}{e}z\right) \cdot J_0\left(\frac{x_{0k}}{e}\right)}{x_{0k} \cdot J_1(x_{0k}) \cdot sh(x_{0k})}$$
(7)

Согласно тому, что изложено выше, это же распределение имеет место и на линии A^*B^* , которая получается из линии *AB* после преобразования по (2) области G_0 в область G_0^* (рис. 2).

Чтобы проверить это, достаточно найти распределение потенциала ψ на линии A^*B^* в области G_0^* (бесконечная в одну сторону полоса, рис. 2). Это можно сделать, заметив, что для потенциала на линии A^*B^* в области G_0^* распределение потенциала ψ на ней может быть с любой степенью точности получено как распределение потенциала вблизи правой границы плоскопараллельной области G_0^{**} , изображенной на рис. 3, при достаточно большом горизонтальном размере *a* этой области.



Рис. 3. Вспомогательная плоскопараллельная расчетная область

А именно, зная распределение потенциала плоскопараллельного поля в области G_0^{**} , задаваемое следующим выражением (его также можно получить методом разделения переменных) [6]

$$\Psi_0 \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \cdot \frac{\sin\left(\frac{2k-1}{a}\pi x\right) \cdot sh\left(\frac{2k-1}{a}\pi y\right)}{sh\left(\frac{2k-1}{a}\pi b\right)} , \qquad (8)$$

несложно определить распределение потенциала на линии $A^{**}B^{**}$ (эта линия расположена на единичном расстоянии от правой границы области G_0^{**} , рис. 3) при таком значении горизонтального размера области G_0^{**} , для которого его увеличение не приводит к изменению распределения потенциала на линии $A^{**}B^{**}$ (это изменение меньше задаваемой точности расчета).

Таким образом, распределение потенциала на линии A^*B^* в области G_0^* может быть посчитано по выражению (8) при подстановке в него b = e и x = a - 1, когда a >> 1. Непосредственный численный расчет показал, что при $a \ge 30$ и k = 200 сумма в (8) практически не изменяется.

В таблице приведены результаты расчетов по (7) и (8) отношения ψ/ψ_0 для указанных условий. Согласно этим данным преобразование уравнения (1) по (2) дает в рассмотренном примере совпадающее распределение потенциала плоскомеридианного и плоскопараллельного поля для соответственных линий $\rho = 1$ и x = 0. Расхождение полученных результатов можно объяснить недостаточной точностью расчета функций Бесселя, о чем свидетельствует последняя строка в таблицы. Повышение точности расчета функций Бесселя должно привести к снижению значений отношения ψ/ψ_0 , вычисленных по (7), что должно снизить и расхождение результатов расчетов по (7) и по (8).

7	ψ/	Ψ_0	Погрешность, %		
~	по (7)	по (8)			
$0.2 \cdot e$	0,117	0,107	8,45		
$0.4 \cdot e$	0,258	0,230	10,6		
$0.6 \cdot e$	0,448	0,396	11,6		
$0.8 \cdot e$	0,708	0,645	8,86		
е	1,087	0,999	8,11		

Таблица – Результаты расчета распределения потенциала для линий $\rho = 1$ и x = 0

Выводы. Подтверждена возможность использования предложенного преобразования координат для решения уравнения Лапласа в плоскомеридианном случае. Требуется теоретическое обобщение такого использования.

Список литературы: 1. Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчёт электрических и магнитных полей. – М.: Энергия, 1970. – 376 с. 2. Сочнев А.Я. О классе плоскомеридианных полей, идентичных по геометрической структуре плоскопараллельным полям // Электричество. – 1966. – 10. – С. 48-52. 3. Острейко В.Н. О связи плоскомеридианных и плоскопараллельных полей эквипотенциальных электродов // Изв. вузов. Электромеханика. – 1972. – № 9. – С. 942-948. 4. Бранспиз Ю.А. Связь потенциалов идентичных по структуре двумерных полей // Материалы IV Всеукр. науч.-техн. конф. "Актуальные вопросы теоретической и прикладной биофизики, физики и химии" (г. Севастополь, 21-26 апреля 2008 г.). – Севастополь: СевНТУ, 2008. – С. 78-81 5. Загирняк М.В. Исследование, расчет и усовершенствование шкивных магнитных сепараторов. – К.: IЗМН, 1996. – 488 с. 6. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле. – М.: Высш. шк., 1978. – 231 с.

Поступила в редколлегию 12.09.08

УДК 621.318

В.В. БУКРЕЕВ, канд. техн. наук

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПОЛЯ ЖЕЛЕЗООТДЕЛИТЕЛЯ НА ПОСТОЯННЫХ МАГНИТАХ

Розглянута математична модель магнітного поля в робочій області залізовіддільника на постійних магнітах. Модель заснована на інтегральному рівнянні Фредгольма першого роду, при чисельному вирішенні якого використовується метод модифікованих квадратур, що забезпечує хорошу стійкість рішення при різноманітній конфігурації магнітної системи.

Рассматривается математическая модель магнитного поля в рабочей области железоотделителя на постоянных магнитах. Модель основана на интегральном уравнении Фредгольма первого рода, при численном решении которого используется метод модифицированных квадратур, что обеспечивает хорошую устойчивость решения при разнообразной конфигурации магнитной системы.

Введение. Железоотделители, использующие постоянные магниты (ПМ) в качестве источника магнитного поля, имеют определенные преимущества перед электромагнитными железоотделителями – отсутствие катушек и источника питающего их тока, простота конструкции, простота обслуживания. При использовании в магнитной системе феррит-бариевых магнитов стоимость железоотделителя снижается в несколько раз по сравнению со стоимостью электромагнитных железоотделителей с такой же площадью контроля вещества.

Установка железоотделителей с ПМ для извлечения ферромагнитных объектов из потоков контролируемых веществ, в которых такие объекты встречается редко, например, из потоков пищевых продуктов, упрощается проблема удаления с поверхности ПМ извлеченных ферромагнитных объектов, так как эту манипуляцию можно производить вручную.

Обоснованный выбор геометрических параметров магнитной системы железоотделителя и объема ПМ можно произвести путем расчета магнитного поля и его градиента в рабочей области железоотделителя.

Несмотря на множество методик численного расчета магнитного поля постоянных магнитов с арматурой из магнитомягкого материала, их использование затруднено виду большого объема вычислений и низкой сходимостью при решении систем линейных уравнений.

Предлагаемая в данной статье методика, основанная на методе модифицированных квадратур, отличается хорошей устойчивостью при любой конфигурации магнитной системы железоотделителя и сравнительно малым объемом вычислений. Основой методики является математическая модель постоянного магнитного поля, базирующаяся на интегральном уравнении Фредгольма первого рода.

Конструкция магнитной системы железоотделителя. Обобщенная



конструкция магнитной системы железоотделителя приведена на рис. 1. В контролируемой среде 1 находится ферромагнитный объект 2, который перемещается в объеме вещества под магнитной системой железоотделителя. Магнитная система состоит из феррит-бариевых постоян-

ных магнитов 3, которые смонтированы в арматуре 4, выполненной из магнитомягкого ферромагнитного материала. Для увеличения градиента поля предусмотрен дополнительный полюс 5, который является частью арматуры.

Сила сопротивления движению ферромагнитного объекта в потоке пропорциональна скорости перемещения объекта

$$F_T = k_T \, \frac{dr}{dt} \,,$$

где коэффициент трения k_T зависит от массы объекта *m* и как показано в [1], равен $k_T = m\gamma$. Экспериментально установлено [1], что $\gamma \approx 90 \div 150$ 1/с.

В первом приближении, пренебрегая инертностью объекта, величина модуля пондеромоторной силы должна быть по всей длине рабочей зоны железоотделителя не менее, чем

$$F \ge m\gamma \frac{hV_S}{\Delta S} ,$$

где h – толщина потока сепарируемой смеси, V_S – скорость потока, ΔS – длина рабочей зоны железоотделителя. Например, для случая, когда $m = 5 \cdot 10^{-3}$ кг, $\gamma = 120$, $h = 5 \cdot 10^{-2}$ м, $V_S = 1$ м/с, $\Delta S = 0,2$ м пондеромоторная сила $F \ge 0,15$ H.

Математическая модель магнитного поля. При построении математической модели принимаются следующие допущения: так как ширина магнитной системы соизмерима с ее длиной, магнитное поле считается плоскопараллельным; используются ПМ закритической группы, у которых вектор намагниченности по всему объему полагается постоянным; магнитный материал арматуры и дополнительного полюса не насыщен и его относительная магнитная проницаемость считается бесконечно большой.

В линейной изотропной среде потенциал магнитного поля эквипотенциальной поверхности с распределенными зарядами простого слоя равен [2]

$$\varphi(Q) = \frac{1}{2\pi} \int_{L} \tau(P) \ln \frac{1}{\left| \overline{r_Q} - \overline{r_P} \right|} dl , \qquad (1)$$

где P и Q – точки источника и наблюдения, $\tau(P)$ – линейная плотность зарядов, $\varphi(Q)$ – потенциал магнитного поля. Поскольку магнитная система состоит из односвязной области, то задача по расчету поля сводится к интегральному уравнению

$$2\pi\varphi(Q) = \oint_{L} \tau(P) \ln \frac{1}{\left|\bar{r}_{Q} - \bar{r}_{P}\right|} dl_{P} + \sum_{k=1}^{4} \int_{L_{IIM}} M_{n} \ln \frac{1}{\left|\bar{r}_{Q} - \bar{r}_{P}\right|} dl_{IIM} , \qquad (2)$$

где M_n – нормальная составляющая вектора намагниченности на поверхности ПМ, L – контур магнитопровода, $L_{\Pi M}$ – контур, ограничивающий ПМ, k – номер верхней или нижней грани ПМ.

Контур магнитного материала разбивается на *N* линейных элементов, в пределах каждого из которых плотность зарядов считается постоянной, уравнение (2) редуцируется к системе алгебраических уравнений

$$\sum_{j=1}^{N} \tau_{j} \int_{\Delta l_{j}} \ln \frac{1}{\left|\bar{r}_{i} - \bar{r}_{j}\right|} dl_{j} = 2\pi \varphi_{i} - \sum_{k=1}^{4} M_{n} \int_{L_{IIM}} \ln \frac{1}{\left|\bar{r}_{i} - \bar{r}_{j}\right|} dl_{IIM} , \qquad (3)$$

где $i, j = \overline{1, N}$, Δl_j – длина элементарного участка.

В матричной форме (3) можно записать так

$$[A][\tau] = [F], \tag{4}$$

где [A] – матрица размера NxN, элементами которой являются интегралы вида

$$a_{ij} = \int_{\Delta l_j} \ln \frac{1}{\left| \bar{r}_i - \bar{r}_j \right|} dl_j , \qquad (5)$$

где i – точка наблюдения, j – точка источника, $[\tau]$ – вектор неизвестных значений плотности магнитных зарядов,

$$F_{i} = 2\pi\varphi_{i} - \sum_{k=1}^{4} M_{n} \int_{L_{IIM}} \ln\frac{1}{\left|\bar{r}_{i} - \bar{r}_{j}\right|} dl_{IIM} .$$
 (6)

Так как потенциал φ_i заранее неизвестен, то система уравнений (4) предварительно преобразуется следующим образом. Одно из уравнений системы вычитается из остальных *N*-1 уравнений. Тогда потенциалы φ_i в правых частях *N*-1 уравнений обращаются в ноль. Уравнение, которое вычиталось из остальных, заменяется на

$$\sum_{j=1}^{N} \tau_j \Delta l_j = 0, \qquad (7)$$

то есть полагается, что суммарный магнитный заряд на арматуре равен нулю [2].

В результате получается новая система линейных уравнений относительно вектора неизвестных [т]

$$[A_1][\tau] = [F_1], \tag{8}$$

где матрицы [A₁] и [F₁] получены из матриц [A] и [F] после указанных преобразований.

При расчете элементов матрицы *a*_{ij} можно пользоваться приближенными значениями коэффициентов, не прибегая к интегрированию:

при
$$i \neq j$$
 $a_{ij} \approx \ln \frac{1}{\left| \overline{r_i} - \overline{r_j} \right|}$, при $i=j$ $a_{ij} = \ln \frac{2e}{\Delta l_j}$.

Полученные при расчетах значения τ_i и измеренные значения M_n дают возможность определить вектор напряженности поля и рассчитать пондеромоторную силу в рабочей области железоотделителя по формуле[3]

$$\overline{F} = \mu_0 \chi V H grad H , \qquad (10)$$

где χ – магнитная восприимчивость извлекаемого ферромагнитного тела, V – объем тела, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \, \Gamma$ н/м.

Выводы. Предложена математическая модель магнитного поля в рабочей области железоотделителя на постоянных магнитах. Модель основана на интегральном уравнении Фредгольма первого рода. Численное решение этого уравнения методом модифицированных квадратур обеспечивает хорошую устойчивость при разнообразной конфигурации магнитной системы.

Список литературы: 1. Загирняк М.В., Бранспиз Ю.А. Расчет необходимой извлекающей силы при сепарации // Изв. Вузов. Горный журнал. – 1988. – № 1. – С. 94-99. 2. Курбатов П.А. Упрощенный метод расчета магнитных систем с редкоземельными магнитами и тонкой ненасыщенной арматурой // Электричество. – 1976. – № 12. – С. 63-64. 3. Загирняк М.В., Бранспиз Ю.А. Расчет пондеромоторных сил железоотделителей с ферромагнитными шунтами // Изв. вузов. Горный журнал. – 1981. – № 7. – С. 117-121.

Поступила в редакцию 15.09.08

УДК 621.313.2

Л.П. ГАЛАЙКО, канд. техн. наук

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт" (г. Харьков)

ВЫБОР РАЗМЕРОВ ЗУБЦОВОГО СЛОЯ В ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОМ ДВИГАТЕЛЕ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

В статті розглянуто вибір ширини полюсу статора і ширини полюсу ротора вентильно-індукторного двигуна для пральної машини потужністю 90 Вт з урахуванням критеріїв: максимум ккд, максимум енергетичного коефіцієнта, мінімум максимального струму фази, мінімум коефіцієнта пульсацій. При зменшенні ширини полюсу статора зростає ширина котушки, інші розміри двигуна не змінюються. Кількість витків та діаметр проводу котушки розраховувались необхідними для забезпечення заданої потужності. Розглянуто 6 варіантів, показано, що на величину критеріїв значний вплив має значення активного опору котушки, який в відносних одиницях змінюється від 0,14 до 0,242.

В статье рассматривается выбор ширины полюса статора и полюса ротора вентильноиндукторного двигателя для стиральной машины мощностью 90 Вт с учетом критериев: максимум кпд, максимум энергетического коэффициента, минимум максимального тока фазы, минимум коэффициента пульсаций. При уменьшении ширины полюса статора увеличивается ширина катушки, остальные размеры двигателя не изменяются. Количество витков и диаметр провода катушки рассчитываются так, чтобы обеспечить заданную мощность. Рассмотрено 6 вариантов, показано, что на величину критериев значительное влияние имеет значение активного сопротивления катушки, которое в относительных единицах изменяется от 0,14 до 0,242.

Введение. Вентильно-индукторные двигатели (в зарубежной литературе Switched Reluctance Motors) появились в восьмидесятые годы прошлого столетия. В настоящее время во многих странах освоен серийный выпуск этих двигателей в диапазоне малых и средних мощностей для различных областей применения. Однако до сих пор отсутствует общепринятая инженерная методика проектирования вентильно-индукторных двигателей. В частности, несмотря на большое количество патентов и публикаций, посвященных вентильно-индукторным двигателям, вопрос выбора геометрии зубцового слоя этих двигателей не получил достаточного развития. В работе [1] приведены общие рекомендации без учета их влияния на различные критерии. В работе [2] выбор геометрии зубцового слоя производится с учетом режима работы двигателя в электроприводе в основном по одному критерию: получение максимального момента. Наиболее широко анализируется этот вопрос в работе [3]. Однако большое количество принятых в работе допущений не позволяют в полной мере использовать приведенные рекомендации. В частности, не учитывается влияние размеров зубцового слоя на пульсации момента. Кроме того, исследования проведены для трехфазного двигателя средней мощности 45 кВт с относительным сопротивлением обмоток в пределах 0,5-1,25 %, а в машинах малой мощности относительные сопротивления существенно больше (14-25 %). Приняты также допущения: при изменении размеров полюсов масса меди обмотки остается постоянной, зубцы статора и ротора выполнены одинаковыми, основания зубцов больше коронок зубцов на 0,2 t_R . Здесь t_R – зубцовый шаг по ротору.

Цель работы – численное моделирование зубцового слоя ВИД малой мощности.

Методика исследований. Исследования проведены на примере четырехфазного ВИД мощностью 90 Вт, спроектированного для привода стиральной машины на базе асинхронного конденсаторного двигателя.

В качестве параметров для выбора оптимального варианта приняты: 1 – амплитуда I_{max} фазного тока (определяет стоимость преобразователя частоты); 2 – коэффициент K_p эффективности преобразования энергии (отношение энергии обмотки, которая идет на совершение механической работы, ко всей энергии поступившей в обмотку); 3 – коэффициент K_r пульсаций момента (отношение среднего момента к максимальному); 4 – коэффициент полезного действия η .

Расчеты проведены для трех вариантов ширины полюса статора с помощью разработанной автором программы на языке Паскаль, описанной в работе [4], по следующему алгоритму. При уменьшении ширины полюса статора увеличиваем ширину катушки. Для каждого варианта ширины катушки задаемся несколькими значениями числа витков, определяем диаметр провода и рассчитываем сопротивление катушек фазы R_c. Затем считаем по программе, подбираем параметры питания для обеспечения заданной мощности 90 Вт. В качестве параметров питания рассматриваем угол между полюсами статора и ротора, при котором подается напряжение на катушки фаз, Θ_{on} , и длительность импульса напряжения ∆Θ. Исходные данные для расчета приведены в табл. 1, результаты расчета – в табл. 2. В табл. 1 приняты следующие обозначения: b_s , b_R – ширина полюсов статора и ротора соответственно, одинаковая по высоте, в мм; *b_c* – ширина катушки; β_s, β_R – ширина полюсов статора и ротора в градусах; b_s / t_R , b_R / t_R – относительная ширина полюсов статора и ротора; W_c – число витков катушки; R_c – сопротивление двух катушек фазы.

№	b_s ,	b_R ,	b_c ,	β _s ,	β_R ,	b_s / t_R ,	b_R/t_R	W_c	R_{c} ,
вар.	MM	MM	MM	град	град	o.e.			MM
1	8,8	8,8	4	23,6	23,96	0,396	0,396	416	41,02
2	8,8	8,8	4	23,6	23,96	0,396	0,396	348	29,4
3	7,8	8,4	4,5	20,9	22,85	0,351	0,378	420	36,08

Таблица 1 – Исходные данные для расчета

4	7,8	8,4	4,5	20,9	22,85	0,351	0,378	364	27,1
5	7	8,4	4,9	18,74	22,85	0,315	0,378	450	38,56
6	7	8,4	4,9	18,74	22,85	0,315	0,378	338	21,98

N⁰	Θ_{on} ,	ΔΘ,	I_c, A	I _{max} ,	<i>K</i> _{<i>p</i>} ,	<i>K</i> _{<i>r</i>} ,	η,	p_{eb}	p_{m}
вар.	град	град		Α	o.e.	o.e.	o.e.	Вт	Вт
1	32	21	0,45	0,848	0,49	1,26	0,641	32,9	12,6
2	29,6	18,6	0,51	0,912	0,47	1,14	0,64	30,17	15,4
3	30,6	19,6	0,45	0,867	0,51	1,12	0,664	29	11,5
4	28,8	17,8	0,5	0,96	0,49	1,11	0,667	26,9	13,5
5	30,2	20,2	0,43	0,852	0,52	1,18	0,672	28,2	10,6
6	26,8	16	0,52	1,056	0,49	1,21	0,674	23,7	14,2

Таблица 2 – Результаты расчета

В табл. 2 приняты следующие обозначения: I_c – эффективное значение тока фазы; p_{el} – электрические потери в катушках фазы; p_m – магнитные потери в сердечниках статора и ротора.

Обсуждение полученных результатов расчета. Как следует из анализа таблиц, для каждого значения ширины полюсов статора было рассчитано два варианта с разными значениями числа витков W_c и разными значениями ширины импульса напряжения питания $\Delta \Theta$. Уменьшение ширины импульса приводит к увеличению амплитуды фазного тока I_{max} и уменьшению энергетического коэффициента K_p . При этом кпд η практически не изменяется, а коэффициент пульсаций момента K_r изменяется по разному (1, 2 вариант – уменьшается, 2, 3 – практически не изменяется и 5, 6 – увеличивается).

Наилучшие значения критериев обеспечивают следующие варианты: минимальное значение I_{max} – первый вариант, максимальное значение K_p – пятый вариант, минимальное значение K_p – четвертый вариант, максимальный коэффициент полезного действия η – шестой вариант. Таким образом, ни один из вариантов не удовлетворяет всем критериям.

Если не учитывать незначительные отклонения значений некоторых коэффициентов от оптимальных, можно сделать следующие рекомендации:

1 – без учета критерия минимума пульсаций момента, как это сделано в работе [3], можно рекомендовать пятый вариант;

2 – с учетом критерия минимума пульсаций момента лучшим следует признать третий вариант с исходными данными $\beta_s = 20,9$ град, $\beta_R = 22,85$ град. Эти значения размеров полюсов примерно совпадают с рекомендованными в работе [5] ($\beta_s = 21$ град, $\beta_R = 23$ град).

Вывод. Результаты численного моделирования вентильно-индукторного двигателя малой мощности при выборе параметров зубцового слоя показывают, что единой методики расчета не существует и в зависимости от используемых критериев оптимизации необходимо использовать различные методики.

Список литературы: 1. Кузнецов В.А., Кузьмичев В.А. Особенности проектирования индукторной машины для вентильно-индукторного двигателя // Известия вузов. Электромеханика. – 2008. – № 1. – С. 60-68. 2. Пахомин С.А. Влияние геометрии зубцового слоя и параметров питания на показатели вентильно-реактивного индукторного двигателя // Известия вузов. Электромеханика. – 2000. – № 1. – С. 30-36. 3. Красовский А.Б. Выбор внутренних геометрических параметров вентильно-индукторной машины с учетом режимов работы в электроприводе // Электричество. – 2006. – № 6. – С. 48-55. 4. Галайко Л.П. Расчет зависимостей тока и момента вентильно-индукторного индукторного двигателя различными методами // Вісник НТУ "ХПІ". – 2001. – № 17. 5. Кузнецов В.А. и др. Особенности расчета индукторных двигателей для вентильно-индукторного электропривода // Электротехника. – 1998. – № 6.

Поступила в редколлегию 8.09.08

УДК 621.313.333

*А.М. ГАЛИНОВСКИЙ*¹, к.т.н., доцент, *Е.М. ДУБЧАК*¹, старший преподаватель, *С.В. КОВАЛЕНКО*¹, бакалавр, *Е.А. ЛЕНСКАЯ*², главный специалист,

¹Национальный технический университет "Киевский политехнический институт" (г. Киев)

²Национальное Агентство Украины по вопросам обеспечения эффективного использования энергетических ресурсов (г. Киев)

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ. ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ТРЕХФАЗНО-ОДНОФАЗНЫХ ЭЛЕКТРОМАШИННО-ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С МОДУЛИРОВАННЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Приведені методи розрахунку зовнішніх характеристик та визначення параметрів еквівалентних схем трифазних випрямлячів, результати досліджень режимів роботи трифазно-однофазних мостових і нульових безпосередніх перетворювачів частоти з модульованою напругою та природною комутацією, які розраховані по електричним та еквівалентним схемам в системі схемотехнічного моделювання та які застосувуються в електричних машинах подвійного живлення.

Приведены методы расчета внешних характеристик и определения параметров эквивалентных схем трехфазных выпрямителей, результаты исследований режимов работы трехфазно-однофазных мостовых и нулевых непосредственных преобразователей частоты с модулированным напряжением и естественной коммутацией, рассчитанных по электрическим и эквивалентным схемам преобразователей в системе схемотехнического моделирования и применяемых в электрических машинах двойного питания.

Введение. Одним из направлений по решению проблемы энергосбережения является широкое внедрение электрических машин двойного питания: генераторов постоянной частоты при переменной частоте вращения вала и регулируемого электропривода [1-6]. Разрабатываются бесконтактные машины двойного питания – бесконтактные асинхронизированные машины (БАСМ) [7, 8].

Разработка БАСМ проводится на базе бесконтактных синхронных машин (БСМ). В БСМ и БАСМ применяется электромашинно-вентильный преобразователь (ЭМВП), который состоит из электромашинного возбудителя и вращающегося вентильного преобразователя. В БАСМ могут быть применены каскадные возбудители и вращающиеся непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией и модулированным напряжением (НПЧЕМ), которые отличаются высоким качеством формы выходного напряжения и простотой системы управления [4, 6, 7].

В литературе уделяется большое внимание вопросам разработки и исследования ЭМВП [2-4, 9-14]. При исследовании применяются разные физические и математические модели. Применение численных методов расчета моделей машины с учетом всех параметров электромашинного возбудителя и преобразователя позволяет получить достоверную информацию. Однако их применение затруднено при комплексном исследовании электромеханической системы в целом. Важным является создание простых и достаточно точных эквивалентных схем преобразователей (выпрямителей и преобразователей частоты), которые легко адаптируются в математические модели электромеханических систем в целом. Эквивалентная схема преобразователя должна учитывать как изменение параметров нагрузки в широких пределах, так и изменение параметров источника питания, вызванных изменением скорости вращения вала машины (изменение частоты и индуктивности) и температуры окружающей среды (изменение активного сопротивления). При этом может существенно измениться относительная величина активного сопротивления источника, а, следовательно, – внешняя характеристика преобразователя.

В работе [16] приведен метод расчета преобразователей по их эквивалентным схемам, показана высокая точность расчета моделей выпрямителей и НПЧЕМ по эквивалентным схемам при сокращении времени компьютерного счета до тысячи и более раз. Однако в работе не показано построение внешней характеристики выпрямителя с учетом активного сопротивления источника, приведен расчет НПЧЕМ только с мостовым преобразователем.

В работе [7] приведены аналитический метод расчета основных соотношений и построение внешних характеристик выпрямителя с учетом активного сопротивления источника. Учитывая важность результатов исследований, целесообразно их подтверждение численным методом с учетом нелинейных параметров вентилей [15].

Применение разных моделей при решении одной и той же задачи существенно повышает вероятность получения корректных результатов, подтверждает правомерность принятых допущений, обосновывает выбор новых, простых и достаточно точных моделей и методов, адаптированных к решению сложных задач.

Цель работы: совершенствование методов расчета внешних характеристик и параметров эквивалентных сопротивлений математических моделей трехфазных преобразователей, сопоставление результатов исследований работы моделей трехфазно-однофазных мостовых и нулевых НПЧЕМ машин двойного питания в системе схемотехнического моделирования, построенных по электрическим и эквивалентным схемам.

Моделирование трехфазного мостового выпрямителя. Вначале исследуем трехфазный мостовой выпрямитель. На рис. 1 приведены электрическая (а) и эквивалентные (б-в) схемы выпрямителя в системе схемотехнического моделирования Місго Сар (система МС) [19]. На электрической схеме: V_a, V_b, V_c – фазные ЭДС трехфазного источника питания; $R_a = R_b = R_c = R_i, L_a = L_b = L_c = L_i$ – активное сопротивление и индуктивность фазы источника; R_n, L_n – активное сопротивление и индуктивность нагрузки выпрямителя. Угловая частота и индуктивное сопротивление источника: $\omega_i = 2\pi f_i$; $X_i = \omega_i \cdot L_i$. На рис. 1,6 полное сопротивление источника на входе выпрямителя заменено эквивалентным нелинейным активным сопротивлением R_{ie} в цепи нагрузки выпрямителя. На рис. 1,8 трехфазный источник ЭДС и трехфазный диодный мост заменены источником постоянного тока V_e . На рис. 1 $R_n = R_{n1} = R_{n2}, L_n = L_{n1} = L_{n2}$.



Рис. 1. Электрическая (а) и эквивалентные (б, в) схемы трехфазного мостового выпрямителя

Сопоставим диаграммы напряжений и токов выпрямителя, рассчитанные в системе MC по электрической и эквивалентной схемам при $R_i = 0$ (относительная величина активного сопротивления источника питания $k_r = R_i/X_i$ = 0).

Определим эквивалентное сопротивление R_{ie} [16]. Расчеты проводим в системе относительных единиц (о.е.) выпрямителя. За базовые величины принимаем напряжение нагрузки выпрямителя в режиме холостого хода (х.х.) и ток нагрузки в режиме короткого замыкания (к.з.):

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} A_i \; ; \; I_{dk} = \frac{A_i}{Z_i} \; ,$$

где A_i – амплитуда ЭДС источника, Z_i – полное сопротивлени источника. Базовое сопротивление

$$Z_b = \frac{U_{d0}}{I_{dk}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} Z_i$$

В табл. 1 приведены расчетные формулы для определения U_d (o.e.) = U_d $/U_{d0} = U_{d^*}$ в зависимости от тока I_d (o.e.) = $I_d/I_{dk} = I_{d^*}$ при $k_r = 0$ для всех режимов работы выпрямителя [10, 17].

	Режим 1	Режим 2	Режим 3
I _d	$0, \frac{\sqrt{3}}{4}$	$\frac{\sqrt{3}}{4}$, $\frac{3}{4}$	$\frac{3}{4}$, 1
U _d	$1 - \frac{I_d}{\sqrt{3}}$	$\sqrt{\frac{3}{4}} - I_{d*}$	$\sqrt{3} \times (1 - I_d)$

Таблица 1 — Напряжение (U_{d^*}) в зависимости от тока (I_{d^*}) при $k_r = 0$

Внешняя характеристика выпрямителя при $k_r = 0$ показана на рис. 2 (линия 1).



Рис. 2. Внешние характеристики трехфазного выпрямителя

Эквивалентное сопротивление [16]

$$R_{ie} = Z_b \cdot tg\beta$$
,

где tg $\beta = (1 - U_{d^*}) / I_{d^*}$. Угол β определяется по наклону внешней характеристики при определенном значении тока I_{d^*} (линия 2 на рис. 2).

В системе МС изменение сопротивления R_{ie} на всем диапазоне внешней характеристики может быть задано в табличной форме. При $k_r = 0$: $R_{ie} = Z_b$ ·table(I_{d*}, -1u, 1G, 0, 0.5774, 0.433, 0.5774, 0.5, 0.5858, 0.6124, 0.633, 0.7, 0.7001, 0.75, 0.756, 1, 1).

Точность расчетов повышается с увеличением числа точек на участке второго режима работы выпрямителя.

Исследуем выпрямитель при следующих параметрах схемы. Источник питания: амплитуда ЭДС $E_m = 200$ В; частота $f_i = 300$ Гц; $X_i = 18$ Ом; $L_i = 9.55$ мГн; $R_i = 0$. Применены диоды типа MR2510 D. Параллельно диодам подключены защитные RC-цепи [17]: $C = 6.3 \cdot 10^{-9}$ Ф; R = 2.1 кОм. Нагрузка: $R_n = R_{n1} = 0$; $L_n = L_{n1} = 2$ Гн.

Базовые величины: $U_{do} = 330.8$ В; $I_{dk} = 11.11$ А; $Z_b = 29.77$ Ом.

Величина ЭДС источника питания постоянного тока на эквивалентной схеме рис. 1, в

$$E_e = U_{do} - 2\Delta u_D,$$

где $\Delta u_D = 1$ В – падение напряжения на диоде.

На рис. 3 показаны диаграммы напряжений и токов нагрузки выпрямителя при к.з. из режима х.х. Величины u_{n*} и u_{n*1} – напряжения по электрической (рис. 1,а) и эквивалентной (рис. 1,в) схеме. Напряжение нагрузки u_{n*2} для эквивалентной схемы по рис. 1,б выделено на рис. 3,а светлым оттенком. Величины i_{n*} , i_{n*1} и i_{n*2} – токи нагрузки выпрямителя электрической и эквивалентных схем. На рис. 3,б – фрагмент диаграммы.



Рис. 3. Диаграммы напряжений и токов трехфазного мостового выпрямителя при коротком замыкании с режима холостого хода, $k_r = 0$

Как видно из диаграмм, токи выпрямителя, рассчитанные по электрической и эквивалентным схемам, практически совпадают. Разница в величинах не превышает 0,1 %.

Отметим, что на эквивалентных схемах полное фазное сопротивление источника питания переменного тока Z_i выносится в цепь нагрузки постоянного тока в виде эквивалентного активного сопротивления R_{ie} независимо от характера сопротивления Z_i (от величины k_r). Это справедливо как для статических, так и для динамических режимов работы выпрямителя при разных значениях величины k_r . При увеличении индуктивного сопротивления источника питания постоянная времени нагрузки уменьшается (увеличивается результирующее активное сопротивление при неизменной индуктивности эквивалентной схемы по рис. 1,в). О таком характере изменения постоянной времени нагрузки отмечается в работе [9]. В работе [3] приводится эквивалентная схема выпрямителя асинхронного вентильного каскада. В этой схеме индуктивность источника питания переменного тока переносится в цепь нагрузки в виде индуктивности нагрузки. Ошибка такого решения становится очевидной, если на рис.1,в принять $R_{n1} = R_{ie} = 0$ и при этом увеличить индуктивность цепи нагрузки. При этом постоянная времени $\tau = \infty$, исследование переходного режима лишено смысла.

Обоснуем сравнительно простой метод построения внешней характеристики трехфазного мостового выпрямителя при $k_r \neq 0$ [7]. Этот метод основан на сопоставлении внешних характеристик:

- источника питания в системе о.е. источника;

- выпрямителя в системе о.е. выпрямителя;

- источника при работе на выпрямитель.

Моделирование источника питания. Точное построение внешней характеристики источника питания в диапазоне нагрузки от х.х. до к.з. является важным фактором данного метода. Построим эту характеристику в системе о.е. источника, в которой базовыми величинами приняты ЭДС источника E_i и ток к.з. источника $I_{ik} = E_i / Z_i$. Базовое сопротивление $Z_{bI} = E_i / I_{ik} = Z_i$.

На рис. 4 показаны схема замещения (а), векторные диаграммы источника питания в режиме к.з. (а) и нагрузки (б), построенные в системе о.е. источника. На рис. 4, X_{ne} и R_{ne} – эквивалентные индуктивное и активное сопротивления нагрузки выпрямителя на стороне источника.

В соответствии с рис. 4,а относительная величина активного сопротивления и параметры источника:

$$k_r = \frac{R_i}{X_i} = \frac{1}{tg\phi_k}; \ X_i = \frac{1}{\sqrt{1+k_r^2}}; \ R_i = k_r \times X_i.$$

Из рис. 4,6: напряжение нагрузки

$$U_n = \sqrt{1 - (I_n \times sin(\varphi_k - \varphi_n))^2} - I_n \times cos(\varphi_k - \varphi_n), \qquad (1)$$

где ϕ_n – угол нагрузки;

коэффициент мощности источника питания



Рис. 4. Схема замещения (а), векторные диаграммы источника в режиме к.з. (б) и нагрузки (в)

коэффициент мощности нагрузки

$$\cos \varphi_n = \cos \frac{a}{\xi} \arctan \frac{\sin \varphi_k - I_{i1} \times X_i}{\cos \varphi_k - I_{i1} \times R_i} \frac{\ddot{\mathbf{o}}}{\mathbf{o}}.$$
(3)

Уравнение (1) является точным уравнением внешней характеристики источника. Оно может быть применено при расчете внешних характеристик трансформатора по упрощенной схеме замещения при неизменных параметрах намагничивающего контура.

Сопоставим внешние характеристики трансформатора (источника питания), рассчитанные по (1) и по общеизвестным уравнениям [20]:

$$U_{n1} = 1 - I_n \times cos(\varphi_k - \varphi_n); \qquad (4)$$

$$U_{n2} = 1 - (I_n \times \cos(\varphi_k - \varphi_n) + 0.5I_n^2 \times (\sin(\varphi_k - \varphi_n))^2).$$
(5)

Уравнения (4), (5) – в системе о.е. источника.

На рис. 5 приведены внешние характеристики трансформатора (источника питания), рассчитанные по (1), (4) и (5) при $\cos \varphi_n = 0.98$ для двух значений k_r : $k_r = 0.25$ на рис. 5,а; $k_r = 0.5$ на рис. 3,б. Внешние характеристики совпадают только при сравнительно малых (в о.е. источника) токах нагрузки. При токах нагрузки, близких к току к.з. источника, внешние



Рис. 5. Внешние характеристики источника при $k_r = 0,25$ (а) и $k_r = 0,5$ (б)

характеристики существенно отличаются. Поэтому в дальнейшем применяется только точное уравнение (1).

В работе [7] приведен аналитический метод расчета основных соотношений трехфазного мостового выпрямителя. Показано, что при определенной величине тока нагрузки выпрямителя I_{d*} на всем диапазоне внешней характеристики выпрямителя при изменении k_r в пределах от 0 до 1 остаются практически неизменными: коэффициент искажения тока источника; коэффициент связи между током нагрузки выпрямителя и действующей величиной первой гармоники тока источника; коэффициент связи между напряжением нагрузки выпрямителя и напряжением на эквивалентной нагрузке источника. На всем диапазоне внешней характеристики выпрямителя коэффициент мощности эквивалентной нагрузки источника изменяется в пределах $1 \div 0,97$ при $k_r = 0 \div 1$.

На рис. 6 показаны зависимости $\cos \varphi_n$ от тока I_{d^*} при $k_r = 0$ (кривая 1) и $k_r = 1$ (кривая 2).

Зависимости $\cos\varphi_n(I_{d^*})$ при разных величинах k_r близки между собой и могут быть представлены усредненной зависимостью:

$$\cos\varphi_n \approx 0.978 + 0.005 \sin((I_{d*} + 0.12) \cdot 12).$$
(6)

Эта зависимость показана на рис. 6 – кривая 3. На участках $I_{d*}=0 \div 0.15$ и $I_{d*}=0.9 \div 1$ усредненная зависимость проводится между кривыми $\cos\varphi_n(I_{d*})$, построенными для $k_r=0$ и $k_r=1$ (рис. 6).

В работе [7] показано, что изменение напряжения нагрузки выпрямителя практически обусловлено изменением внешней характеристики источника, величина U_{d^*} изменяется пропорционально величине напряжения на эквивалентной нагрузке источника в о.е. источника $U_n^* = U_{ne}/E_i$.



Рис. 6. Зависимости $\cos \varphi_n$ (I_{d^*}).

Учитывая важность результатов исследований для определения параметров эквивалентных схем ЭМВП и разработки математических моделей электромеханических систем в целом, исследуем модель трехфазного мостового выпрямителя численным методом в системе MC [19].

В системе МС величины мощностей и токов определим по текущим средним значениям переменной при интегрировании по времени [18]. Для устранения ошибки за счет участка переходного режима вначале рассчитываем выпрямитель до установившегося режима. Время счёта должно содержать целое число периодов частоты источ-ника. Записываем значения величин по последней точке счета. Проводим расчёт, начиная с величин фиксированной точки. Определяем ошибку в расчете активных мощностей. Она зависит от времени интегрирования.

Мощность нагрузки
$$P_n = \frac{1}{T} \mathop{\mathbf{o}}_{0}^{t} \left(i_n^2 \times R_n \right) \times dt$$
.

Активная и реактивная мощности источника

$$P_{1} = \frac{1}{T} \overset{T}{\overset{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}} \overset{\mathbf{a}}{\underset{m_{i}}{\mathbf{b}}} \overset{\mathbf{a}}{\underset{m_{i}}{\mathbf{b}}} e_{ii} \times i_{ii} \overset{\mathbf{\ddot{\mathbf{b}}}}{\underset{\mathbf{\dot{\mathbf{b}}}}{\overset{\mathbf{c}}{\mathbf{b}}}} dt ; \quad Q_{1} = \frac{1}{T} \overset{T}{\overset{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}} \overset{\mathbf{a}}{\underset{\mathbf{b}}{\mathbf{b}}} e_{ii}^{\mathbf{c}} \times i_{ii} \overset{\mathbf{\ddot{\mathbf{b}}}}{\underset{\mathbf{\dot{\mathbf{b}}}}{\overset{\mathbf{c}}{\mathbf{b}}}} dt ,$$

где e_{ii} – ЭДС *i*-й фазы источника, e_{ii}^{L} – ЭДС *i*-й фазы дополнительного источника, амплитуда которого равна амплитуде ЭДС источника, а фаза сдвинута на угол -90°, i_{ii} – ток *i*-й фазы источника, m_i – число фаз источника.

Полная мощность источника $S_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2}$.

Потери мощности в диодах $p_D = \frac{1}{T} \overset{T}{\overset{\bullet}{\mathbf{o}}} \overset{\bullet}{\xi} \overset{\bullet}{a} u_{Di} \times i_{Di} \overset{\bullet}{\underset{\overset{\bullet}{i}}{\overset{\bullet}{i}}} \times dt$, где n_D – общее

число диодов; u_{Di} и i_{Di} – напряжение и ток *i*-го диода.

Потери в мощности фильтре
$$p_{Rf} = \frac{1}{T} \overset{T}{\overset{c}{\overset{c}{\overset{c}{\overset{c}{\overset{c}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}}{\overset{c}{\overset{c}}$$

где n_f – общее число фильтров; i_{fi} – ток через *i*-й фильтр; R_{fi} – сопротивление *і*-того фильтра.

Суммарные потери мощности $p_S = p_{Ri} + p_D + p_{Rf}$.

КПД преобразователя $\eta = P_n / P_1$.

Ошибка в расчете мощности (о.е.)

$$d_p = \left| \frac{P_1 - (P_n + p_s)}{P_1 + (P_n + p_s)} \right|.$$

Напряжение и ток нагрузки выпрямителя в физических и относительных величинах:

$$U_{ns} = \frac{1}{T} \overset{T}{\mathbf{0}} u_n \times dt \; ; \; U_{d*} = \frac{U_{ns}}{U_{do}} \; ; \; I_{ns} = \frac{1}{T} \overset{T}{\mathbf{0}} i_n \times dt \; ; \; I_{d*} = \frac{I_{ns}}{I_{dk}}$$

Действующие значения первой гармоники и полного тока фазы источника, коэффициент искажения тока источника:

$$I_{i1} = \frac{S_1}{m_i \times E_i}; \ I_i = \frac{1}{T} \mathop{\mathbf{\hat{o}}}_{0} \sqrt{\frac{\mathbf{\dot{a}}_{ii}}{m_i} \frac{i_{ii}^2}{m_i} \times dt}; \ \lambda = k_{is} = \frac{I_{i1}}{I_i}.$$

Коэффициент взаимосвязи тока нагрузки выпрямителя и действующего значения первой гармоники тока фазы источника $k_{i1} = I_{ns}/I_{i1}$.

Коэффициент мощности источника $cos \phi_i = P_1/S_1$. Коэффициент мощности на входе выпрямителя определяем в соответствии с (2).

Исследуем выпрямитель при следующих параметрах схемы. Источник питания: *E_m* = 416 B; *f_i* = 250 Гц; *Z_i* = 15 Ом; *k_r* = 0.25. Диоды типа MR2510 D. RCцепь: $C = 5 \cdot 10^{-9} \Phi$; R = 2 кОм. Нагрузка: $R_n = 100$ Ом; $L_n = 3$ Гн.

На рис. 7 приведены временные диаграммы фазных напряжений и токов источников питания, распечатка расчетных величин (мощности, токи, напряжения) и основных расчетных соотношений выпрямителя.

Выводы по результатам исследований модели выпрямителя численным

методом в системе MC практически полностью подтвердили выводы по результатам исследований выпрямителя аналитическим методом [7].

При определенной величине тока I_{d*} на всем диапазоне внешней характеристики при изменении относительной величины k_r в пределах от 0 до 1 остается практически неизменным коэффициент связи $k_{i1d} = I_{i1}^*/I_{d*}$.



Рис. 7. Диаграммы напряжений и токов источника, распечатка расчетных величин выпрямителя

Практически совпадают зависимости $I_{i1}^*(I_{d*})$, рассчитанные аналитическим и численным методом. Наибольшее отклонение величины I_{i1}^* от ее среднего значения на всем диапазоне внешней характеристики не превышает 0.5 %. В табл. 2 и 3 приведены зависимости $I_{i1}^*(I_{d*})$, рассчитанные аналитическим и численным методом. При $I_{d*} = 0.4 \div 0.8$, $k_{i1d} \approx 1.06$. Величина $I_{i1}^* = 1,06I_{d*}$ приведена в таблицах.

На рис. 8 показаны зависимости $I_{i1}^*(I_{d*})$ при $k_r = 0,5$, рассчитанные в системе МС: кривая 1 — среднее значение величины I_{i1}^* ; прямая 2 — $I_{i1}^* = 1,06I_{d*}$.

Таблица 2 – Зависимости тока источника I_{i1}^* от тока выпрямителя I_{d^*} , рассчитанные аналитическим методом.

I_{d^*}	0	0.1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1.0
I_{i1}^{*}	0	0.11	0,218	0,324	0,428	0,531	0,635	0,739	0,839	0,93	0.95
$1,06 \cdot I_{d^*}$	0	0.106	0,212	0,318	0,424	0,53	0,636	0,742	0,848	0,954	1.06

Таблица 3 – Зависимости тока источника I_{i1}^* от тока выпрямителя I_{d^*} , рассчитанные численным методом.

I_{d^*}	0	0.1	0,202	0,2986	0,3978	0,4756	0,582	0,7279	0,8338	0,92	1
I_{i1}^{*}	0	0.11	0,2196	0,322	0,4253	0,5056	0,6163	0,7677	0,8712	0,9458	0.98
$1,06 \cdot I_{d^*}$	0	0.106	0,21412	0,31652	0,42167	0,50414	0,61692	0,77157	0,88383	0,9752	1.06



На основании установленных закономерностей разработана методика расчета внешней характеристики выпрямителя $U_{d^*}(I_{d^*})$ при $k_r \neq 0$, по которой рассчитывается сопротивление источника на эквивалентной схеме нагрузки выпрямителя.

Исходной является внешняя характеристика выпрямителя $U_{d^*}(I_{d^*})$ при $k_r = 0$ (табл. 1 или кривая 1 на рис. 2), $\varphi_{k0} = \arctan(1/k_r) = \pi/2$.

Покажем расчет внешней характеристики при $k_r \neq 0$, $\varphi_k = \arctan(1 / k_r)$. Задаемся величиной I_{d^*} , например, I_{d^*A} . Этой величине соответствует точка A_0 на кривой 1 рис. 2, по которой определяем величину U_{d^*A0} , и точка A на кривой 1 рис. 8, по которой определяем I_{i1A}^* Определяем $\cos\varphi_n$ по усредненной кривой 3 рис. 6 (уравнение (6)). По (1) определяем величины напряжений на эквивалентной нагрузке источника (рис. 4, а): U_{nA0}^* при $k_r = 0$; U_{nA}^* при $k_r \neq 0$. Напряжение на нагрузке выпрямителя

$$U_{d*A} = U_{d*A0} \times \frac{U_{nA}^*}{U_{nA0}^*}$$

Внешняя характеристика выпрямителя при $k_r \neq 0$ – кривая 3 на рис. 2.

Погрешность при определении $\cos\varphi_n$ по уравнению (6) в расчете U_{d^*} (по сравнению с численным методом расчета в системе MC) при $I_{d^*} = 0 \div 1$ меньше 1 %. Если принять $\varphi_n = 12^0 = \text{const}, \cos\varphi_n = 0.978 = \text{const}$ (линия 4 на рис. 6), то погрешность в расчете U_{d^*} меньше 2 %.

Методика расчета параметров эквивалентной схемы выпрямителя, основанная на сопоставлении напряжений и токов нагрузки выпрямителя в системе о.е. выпрямителя и источника в системе о.е. источника, может применяться при расчете многофазных преобразователей с мостовыми и нулевыми схемами преобразования в переходных режимах.

Исследование работы трехфазно-однофазных мостовых и нулевых НПЧЕМ машин двойного питания. Проведем исследование работы трехфазно-однофазных мостовых и нулевых НПЧЕМ машин двойного питания в системе схемотехнического моделирования, построенных по электрическим и эквивалентным схемам.

На рис. 9 показаны электрическая (а) и эквивалентные (б ÷ г) схемы трехфазно-однофазного НПЧЕМ в системе МС. На электрической схеме: V_{a1} , V_{b1} , V_{c1} – первый трехфазный источник питания; V_{a2} , V_{b2} , V_{c2} – второй трехфазный источник питания; $Z_a=Z_b=Z_c=Z_i$ – полные фазные сопротивления источника; $T1\div T12$ – тиристоры прямого и обратного блоков преобразователя; V_n , R_n , L_n – ЭДС, активное сопротивление и индуктивность нагрузки.



Рис. 9. Электрическая (а) и эквивалентные (б ÷ г) схемы трехфазно-однофазного НПЧЕМ

Тиристорный преобразователь состоит из прямого и обратного блоков тиристоров. Для защиты от перенапряжений параллельно вентилям подключены RC-цепи [17]. Применен комбинированный закон управления тиристорами [11, 12], при котором на встречно включенные тиристоры сигналы управления подаются совместно при токе нагрузки меньше тока уставки и раздельно – в другом случае. Длительность сигналов управления по частоте заполнения – 120°. Сигналы управления сдвинуты в сторону упреждения.

ЭДС двух трехфазных источников питания:

 $e_{a1} = E_{m1} \sin (\omega_1 t + \psi_1);$ $e_{b1} = E_{m1} \sin (\omega_1 t + \psi_1 - 120);$ $e_{c1} = E_{m1} \sin (\omega_1 t + \psi_1 + 120),$ $e_{a2} = E_{m2} \sin (\omega_2 t + \psi_2);$ $e_{b2} = E_{m2} \sin (\omega_2 t + \psi_2 - 120);$ $e_{c2} = E_{m2} \sin (\omega_2 t + \psi_2 + 120),$

где $E_{m1}=E_{m2}$ – амплитуды ЭДС источников, $\omega_1=2\cdot\pi f_1$, $\omega_2=2\cdot\pi f_2$ – угловые частоты ЭДС источников, ψ_1 , ψ_2 – начальные значения углов ЭДС источников.

Одноименные фазы источников соединены последовательно. На вход тиристорного преобразователя подаются биения напряжений:

 $e_{a} = e_{a1} + e_{a2} = E_{m} \sin (\omega_{3}t + \psi_{3}) \cdot \cos (\omega_{6}t + \psi_{6})$ $e_{b} = e_{b1} + e_{b2} = E_{m} \sin (\omega_{3}t + \psi_{3} - 120) \cdot \cos (\omega_{6}t + \psi_{6})$ $e_{c} = e_{c1} + e_{c2} = E_{m} \sin (\omega_{3}t + \psi_{3} + 120) \cdot \cos (\omega_{6}t + \psi_{6}),$

где $E_m = E_{m1} + E_{m2}$ – суммарная величина амплитуды ЭДС источника питания переменного тока, $\omega_3 = (\omega_1 + \omega_2)/2 = 2\pi \cdot f_3$ – угловая частота заполнения, $\psi_3 = (\psi_1 + \psi_2)/2$ – начальная фаза напряжения частоты заполнения, $\omega_6 = \omega_n = (\omega_1 - \omega_2)/2 = 2 \cdot \pi \cdot f_6 = 2\pi \cdot f_n$ – угловая частота биений напряжений, равная угловой частоте нагрузки преобразователя, $\psi_6 = \psi_n = (\psi_1 - \psi_2 - \pi)/2$ – начальная фаза напряжения частоты биений.

На рис. 9,6 показана эквивалентная схема источника питания с нагрузкой, где V_i , Z_i , U_n , I_i , Z_n –источник ЭДС и полное сопротивление источника, напряжение, ток и полное сопротивление нагрузки. На рис. 9,в – эквивалентная схема источника в режиме к.з.

ЭДС эквивалентного источника $e_i = E_m \sin(\omega_6 t + \psi_6)$. Ток эквивалентного источника $i_{ik} = e_i/Z_i$ равен мгновенной величине огибающей тока к.з. источника.

На рис. 9, г – эквивалентная схема преобразователя со стороны нагрузки, где: V_e , R_{ie} – источник ЭДС и активное сопротивление эквивалентного источника; R_k – сопротивление ключа; V_{n1} , R_{n1} , L_{n1} – источник ЭДС, активное сопротивление и индуктивность нагрузки, равные по величине соответствующим величинам электрической схемы (рис. 9,а).

На рис. 10 и рис. 11 приведены временные диаграммы напряжений и токов трехфазно-однофазных НПЧЕМ с мостовой (рис. 10) и нулевой (рис. 11) схемами преобразования. Диаграммы построены по результатам расчетов электрической (рис. 9,а) и эквивалентной схемы (рис. 9,г) НПЧЕМ в системе MC.



Рис. 10. Диаграммы напряжений и токов моделей НПЧЕМ с мостовой схемой преобразования

Параметры схем. Источник питания: $E_{m1}=E_{m2}=110$ В; $f_1=134$ Гц; $f_2=142$ Гц; $Z_i=3$ Ом; $k_r=0.5$. Применены тиристоры типа B25RIA120. Защитная цепь: $C_f=10\cdot10^{-9}$ Ф; $R_f=500$ Ом. Частота управления тиристорами $f_u=138$ Гц. Угол управления упреждающий: $\alpha_u=25^{\circ}$. Нагрузка: $R_n=R_{n1}=10$ Ом; $L_{n1}=L_n=0.4$ Гн; $E_n=E_{n1}=0; f_{n1}=f_n=4$ Гц.



Рис. 11. Диаграммы напряжений и токов моделей НПЧЕМ с нулевой схемой преобразования.

Диаграммы построены в системе о.е. преобразователя. За базовые величины приняты напряжение х.х. и ток к.з. нагрузки преобразователя с мостовой схемой преобразования при наибольшей величине амплитуды ЭДС источника:

$$U_{d0} = E_{im} \times \frac{3\sqrt{3}}{\pi} = 363,88$$
 B; $I_{dk} = \frac{E_{im}}{Z_i} = 73,33$ A.

Базовое сопротивление $Z_{bi} = \frac{U_{do}}{I_{dk}} = 4,962$ Ом.

Нелинейное сопротивление источника эквивалентной схемы НПЧЕМ с мостовой схемой преобразования задаем в табличной форме:

 $R_{ie} = Z_{bi}$ table (i_{n1*} , 0.3, 0.94, 0.4, 0.917, 0.5, 0.903, 0.6, 0.914, 0.7, 0.947).

Значения величин I_{d*} и tg β при относительной величине активного сопротивления источника k_r =0.5 определены по вышеизложенной методике.

Для НПЧЕМ с нулевой схемой преобразования $R_{ie} = Z_{bi}$ -table (i_{n1*} , 0.5, 0.46, 0.7, 0.43, 0.9, 0.414, 1, 0.405). Значения величин I_{d*} и tg β определены по методу среднеинтегральных величин.

Сопротивление ключа

 R_k = table (i_{n1*} , -0.0650001, 0.1u, -0.065, 1G, 1, 1G, 1.000001, 0.1u).

На диаграммах:

а) $e_{a^*} = e_a/U_{do}$, $e_{b^*} = e_b/U_{do}$, $e_{c^*} = e_c/U_{do}$ – мгновенные значения модулированных ЭДС источника; $u_{do^*} = u_{do}/U_{do}$ – мгновенное значение ЭДС эквивалентного источника, $u_{do} = U_{do} \cdot \sin(\omega_n \cdot t - \pi / 2)$, $\omega_n = =2 \cdot \pi \cdot f_n$; $u1 \div u3$, $u7 \div u9$ – сигналы управления тиристорами $T1 \div T3$, $T7 \div T9$;

б) $u_{n^*} = u_n / U_{do}$, $u_{n1^*} = u_{n1} / U_{do}$ – напряжения нагрузки для электрической и эквивалентной схем, $i_{n^*} = i_n / i_{dk} = i_n / i_{ik}$ – ток нагрузки в системе о.е. нагрузки преобразователя с переменными базовыми величинами, где базовой принята величина \underline{i}_{ik} .

в) $i_{a^*}, i_{b^*}, i_{c^*}$ – фазные токи источника, i_{n^*} – ток нагрузки по электрической схеме, i_{ik^*} – изменяющаяся амплитуда тока к.з. источника, рассчитання по эквивалентной схеме рис. 4,в.

г) i_{n^*} – ток нагрузки по электрической схеме, i_{n1^*} – ток нагрузки по эквивалентной схеме рис. 4, г.

Отметим, что на рис. 9,г величина ЭДС эквивалентного источника V_e $e_e = (U_{do} - 2 \cdot \Delta u_T) \cdot \sin(\omega_n \cdot t - \pi/2),$

где $\Delta u_T = 1$ В – падение напряжения на тиристоре.

На рис. 10 и 11 показаны режимы работы преобразователя: В – выпрямитель; К – к.з.; ОИ – опрокидывание инвертора; И – инвертор.

Сопоставление временных диаграмм токов i_{n*} и i_{n1*} (рис. 10, 11 и др.) показывает: диаграммы токов нагрузки трехфазно-однофазного мостового (нулевого) НПЧЕМ, рассчитанные в системе МС по электрической и эквивалентной схемам преобразователя, практически совпадают.

Выводы:

1. На основании сопоставительного анализа результатов исследований трехфазного мостового выпрямителя, проведенных аналитическим и численным методами в системе схемотехнического моделирования, установлены следующие закономерности.

1.1. При определенной величине тока нагрузки выпрямителя в системе

о.е. выпрямителя (I_{d^*}) на всем диапазоне внешней характеристики выпрямителя при изменении относительной величины активного сопротивления источника пределах $k_r = 0 \div 1$ остаются практически неизменными:

- коэффициент искажения тока источника;

 – коэффициент связи между током нагрузки выпрямителя и действующей величиной первой гармоники тока источника;

– коэффициент связи $k_{i1d} = I_{i1}^*/I_{d*}$ где I_{i1}^* – действующая величина первой гармоники тока источника в системе о.е. источника;

 коэффициент связи между напряжением нагрузки выпрямителя и напряжением на эквивалентной нагрузке источника.

1.2. На всем диапазоне внешней характеристики выпрямителя коэффициент мощности эквивалентной нагрузки источника изменяется в пределах 1 \div 0,97 при $k_r = 0 \div 1$. Зависимости $\cos\varphi_n(I_{d^*})$ при разных величинах k_r близки между собой и могут быть представлены усредненной зависимостью.

2. На основании установленных закономерностей разработана методика расчета внешней характеристики выпрямителя $U_{d*}(I_{d*})$ при $k_r \neq 0$, по которой рассчитывается сопротивление источника в эквивалентной схеме нагрузки выпрямителя.

3. Сопоставление временных диаграмм напряжений и токов трехфазнооднофазных НПЧЕМ с мостовыми и нулевыми схемами преобразования, рассчитанных в системе схемотехнического моделирования по электрическим и эквивалентным схемам, показывает высокую сходимость результатов расчетов.

4. Целесообразна разработка эквивалентных схем многофазнотрехфазных электромашинно-вентильных преобразователей частоты и их применение в математических моделях электромеханических систем с бесконтактными машинами двойного питания.

Список литературы: 1. Брускин Д.Э. Генераторы, возбуждаемые переменным током. - М.: Высшая школа, 1974. - 128 с. 2. Ramakumar R. Wind electrical conversion utilizing field modulated generator systems // Solar Energy. Vol. 20. – 1978. – № 2. – P. 109-117. 3. Онищенко Г.Б., Локтева И.Л. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания. – М.: Энергия, 1979. – 200 с. 4. Бертинов А. И., Мизюрин С. Р., Бочаров В. В. и др. Перспективы развития автономных систем генерирования переменного тока стабильной частоты // Электричество. – 1988. – № 10. 5. Павловский М.А., Галиновский А.М., Николаенко М.Г. и др. Тенденции развития автономной энергосберегающей энергетики и устройств связи энергосистем // Регіональний Європейській форум ВЕР "Київ.-2000". Ринкові перетворювання в енергетиці. Перспективи на початок ІІІ-го тисячоліття. – Київ. – 2000. – С. 116-119. 6. Галиновский А.М., Дубчак Е.М., Цюрила М.А. и др. Исследование моделей трехфазно-однофазных и трехфазно-трехфазных возбудителей бесконтактных машин двойного питания // Гидроэнергетика Украины. -2006. № 4. С. 36-43. 7. Галиновский А.М., Дубчак Е.М., Шуляк А.А. и др. Основные соотношения, эквивалентные схемы, параметры и характеристики трехфазного мостового выпрямителя бесконтактной синхронной машины // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України, 2006. 8. Писарев А.Л., Деткин Л.П. Управление тиристорными преобразователями (системы импульсно-фазового управления). - М.: Энергия, 1975. -264 с. 9. Бессонов Л.А. Нелинейные электрические цепи. – М., 1977. 10. Беркович Е. И., Ковалев В. Н., Ковалев Ф. И. и др. Полупроводниковые выпрямители. – М.:Энергия, 1978. – 448 с. 11. А.с. СССР № 1104639. Способ управления тиристорным преобразователем частоты / Галиновский А.М., Дубчак Е.М., Праиюк В.В. – Опубл. в БИ, № 27, 1984. 12. А.с. СССР № 1339821. Способ комбинированного управления тиристорным преобразователем частоты / Галиновский А.М., Дубчак Е.М. – Опубл. в БИ, № 35, 1987. 13. Глебов И.А. Научные основы проектирования систем возбуждения мощных синхронных машин. – Л.: Наука, 1988. – 322 с. 14. Федотов А.И. Дискретный операторный метод расчета переходных процессов в электрических цепях с выпрямительной нагрузкой // Электротехника. – 1999. – № 3. 15. Галиновский А.М., Ленская Е.А. Многофазные синхронные возбудители в бесконтактных системах возбуждения синхронных машин // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. – 2003. – № 1. – С. 98-105. 16. Галиновский А.М., Ленская Е.А. Метод расчета электромашинно-вентильных преобразователей с естественной коммутацией в переходных режимах // Технічна електродинаміка. – 2003. – № 5. – С. 29-33. 17. Галиновский А.М., Ленская Е.А., Эрхард Айхофер. Методика расчета защитных цепей вентилей выпрямителя // Технічна електродинаміка. - 2005. - № 4. - С. 43-50. 18. Галиновский А.М., Ленская Е.А., Эрхард Айхофер. Исследование моделей электромашинновентильных преобразователей с ограниченным числом полностью управляемых вентилей // Електротехніка і електромеханіка. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2006. – № 5. – С. 22-29. 19. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Місго-Сар 7. -М.: Горячая линия-Телеком, 2003. – 368 с. 20. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. – В 2-х т. Том 1: Учебник для вузов. – М.: Изд-во МЭИ, 2004. – 652 с.

Поступила в редколлегию 23.08.2008

УДК 621.313.333

*А.М. ГАЛИНОВСКИЙ*¹, к.т.н., доцент, *А.С. КОЗИНЕЦ*¹, бакалавр, *Е.А. ЛЕНСКАЯ*², главный специалист,

¹Национальный технический университет "Киевский политехнический институт" (г. Киев)

²Национальное Агентство Украины по вопросам обеспечения эффективного использования энергетических ресурсов (г. Киев)

КОММУТАЦИОННЫЕ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ ВРАЩАЮЩИХСЯ ТИРИСТОРНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ БЕСКОНТАКТНЫХ СИНХРОННЫХ МАШИН В ЗАВИСИМОСТИ ОТ СХЕМЫ И ПАРАМЕТРОВ УПРАВЛЕНИЯ

Досліджено вплив схеми перетворення, довжини імпульсів керування, резонансу напруг обертових трифазних тиристорних випрямлячів безконтактних синхронних машин на комутаційні перенапруги при запусках випрямлячів, запропоновані схеми випрямлячів з короткими імпульсами керування при знижених комутаційних перенапругах.

Исследовано влияние схемы преобразования, длительности импульсов управления, резонанса напряжений вращающихся трехфазных тиристорных выпрямителей бесконтактных синхронных машин на коммутационные перенапряжения при запусках выпрямителей, предложены схемы выпрямителей с короткими сигналами управления при сниженных коммутационных перенапряжениях.

Введение. Тиристорная система возбуждения бесконтактной синхронной машины (БСМ) строится на базе электромашинно-вентильного преобразователя (ЭМВП) который состоит из электромашинного возбудителя и вращающегося тиристорного преобразователя. В БСМ применяются нереверсивные (выпрямители) и реверсивные тиристорные преобразователи [3, 7, 11, 12]. Вопросы, рассматриваемые в настоящей работе, относятся к обоим типам преобразователей.

В преобразователе возникают коммутационные перенапряжения, которые могут пробить вентили или изоляцию обмотки. Различают внутренние и внешние перенапряжения.

Внутренние перенапряжения обусловлены коммутационными свойствами полупроводниковых вентилей. Вентиль после уменьшения прямого тока до нуля остается открытым на интервале времени восстановления запирающих свойств т. Через вентиль протекает обратный ток. После интервала т сопротивление вентиля резко возрастает. Обрыв обратного тока приводит из-
за индуктивности коммутации к возникновению перенапряжения на вентиле. Для защиты от внутренних перенапряжений в большинстве случаев параллельно вентилю подключают RC-цепи.

Внешние перенапряжения возникают при различных динамических режимах. При запуске тиристорного преобразователя БСМ внешние перенапряжения обусловлены тем, что обмотка возбуждения при прохождении тока тиристора через нуль оказывается практически разомкнутой [1, 3, 6].

Разработка ЭМВП с тиристорным преобразователем во многом определяется наличием простых и надежных устройства передачи и формирования импульсов управления тиристорами. Применение широких импульсов вызывает затруднения в создании устройств формирования импульсов управления [3]. Поэтому в большинстве тиристоры управляются короткими импульсами, которые обусловливают появление внешних коммутационных перенапряжений [1, 3, 4, 6].

В мостовом преобразователе необходимо применять сдвоенные короткие импульсы управления. Они необходимы только при запуске преобразователя. Как только величина тока нагрузки преобразователя превышает ток удержания тиристора в несколько раз, необходимость в сдвоенных импульсах отпадает. Сдвоенные импульсы управления в рабочем режиме приводят к дополнительному нагреву цепи управления тиристора, усложнению блока формирования импульсов управления, уменьшает надежность работы системы.

В работе [6] отмечается возможность резонансных перенапряжений в схемах управляемых выпрямителей, связанных с протеканием прерывистых токов. Рассмотрен резонанс напряжений выпрямителей, содержащих емкости, которые образуют колебательные контуры с индуктивностями в цепи коммутации тиристоров. В работе указывается, что "в связи с большой индуктивностью уже возникших резонансных колебаний их эффективное демпфирование затруднительно". Поэтому рекомендуется при расчете, проектировании и выборе режимов эксплуатации исключать возможность работы преобразователей в режимах, способствующих возникновению резонансных колебаний.

Несмотря на большое внимание, которое исследователи уделяют коммутационным перенапряжениям в целом [1, 3, 4, 6, 7, 10, 12], еще недостаточно изучен вопрос влияния длительности сигнала управления тиристорами на коммутационные перенапряжения при запуске вращающегося преобразователя БСМ. Не исследована возможность появления резонанса напряжений с колебательным контуром: емкость защитных цепей тиристоров – индуктивность нагрузки. Вместе с тем постоянная времени обмотки возбуждения синхронных машин может изменяться в сто и более раз [5]. Примерно также может изменяться эквивалентная индуктивность нагрузки выпрямителя. При этом велика вероятность возникновения резонанса напряжений при запуске тиристорного преобразователя по частотам, кратным частоте пульсации нагрузки.

На вращающейся части машины ограничена возможность размещения всех защитных устройств, обычно применяемых в статических преобразователях. К вращающемуся преобразователю предъявляются повышенные требования по надежности работы. Поэтому совершенствование вращающихся тиристорных преобразователей является актуальным.

Проведение экспериментальных исследований с целью поиска наиболее тяжелых режимов и максимальных перенапряжений является нежелательным из-за возможности повреждения оборудования, большой трудоемкости и высокой стоимости [7]. Поэтому актуальным является применение новых математических моделей для исследования коммутационных перенапряжений вращающихся преобразователей БСМ.

Расчет защитных цепей вентилей преобразователя должен проводиться из условия ограничения максимального обратного напряжения на вентилях при максимальном напряжении источника питания с учетом всех возможных режимов работы.

Цель работы – исследование внешних коммутационных перенапряжений вращающихся трехфазных тиристорных выпрямителей БСМ при запуске короткими импульсами управления, разработка схем управления выпрямителей короткими импульсами при сниженных коммутационных перенапряжениях при запуске является целью настоящей работы.

Моделирование перенапряжений вращающихся трехфазных тиристорных выпрямителей. Исследования проведены в системе схемотехнического моделирования Micro Cap (MC) [9].

На рис. 1 приведены электрические схемы выпрямителей с нулевой (а) и мостовой (б) схемами преобразования: V_a , V_b , V_c – источники ЭДС; $R_a = R_b = R_c = R_i$, $L_a = L_b = L_c = L_i$ – активные сопротивления и индуктивности фазы источника; $T_1 \div T_6$ – тиристоры; $R_{f1} \div R_{f6}$, $C_{f1} \div C_{f6}$ – активные сопротивления и емкости RC-цепей, шунтирующих тиристоры; R_n , R_{dn} , L_n – активные сопротивления и индуктивности фазы истивления и индуктивности нагрузки; D_d , D_{d1} , D_{d2} – дополнительные диоды; R_d , R_{d1} , R_{d2} – ограничительные сопротивления; $R_{fd}C_{fd}$, $R_{fd1}C_{fd1}$, $R_{fd2}C_{fd2}$ – RC-цепи, шунтирующие диоды с ограничительными сопротивлениями. Сопротивление $R_{dn} = 10 \cdot 10^9$ Ом. При разомкнутом ключе К наблюдаем режим холостого хода (х.х.), при замкнутом – режим нагрузки выпрямителя. Сопротивления R_d , R_{d1} и R_{d2} выбираются так, чтобы максимальная величина тока через диоды ограничивалась несколькими токами удержания тиристоров.



Рис. 1. Электрические схемы трехфазных выпрямителей с нулевой (а) и мостовой (б) схемами преобразования.

Приводим параметры, общие для двух схем выпрямителей при всех исследованиях. Источник питания: амплитуда ЭДС $A_i = 200$ В; частота $f_i = 150$ Гц; полное сопротивление фазы $Z_i = 2,5$ Ом; относительная величина активного сопротивления $k_r = R_i / X_i = 0.25$; индуктивность фазы $L_i = 2.573$ мГн. Тиристоры: тип B25RIA120; повторяющееся напряжение $U_{pT} = 1200$ В; предельный ток $I_{pT} = 25$ А; время восстановления запирающих свойств $\tau = 2.5 \cdot 10^{-6}$ с; угол управления тиристорами $\alpha_u = 0$. Диоды: тип MR510; повторяющееся напряжение $U_{pD} = 1000$ В; предельный ток $I_{pD} = 3$ А. Ограничительные сопротивления: $R_d = R_{d1} = R_{d2} = 50$ Ом.

Минимальная величина емкости защитной цепи тиристора определяется из условия поглощения энергии, накапливаемой в индуктивности источника [4, 6, 10]. В соответствии с [10]

$$C_{f\min} = \frac{4}{9} \times \frac{\tau^2}{L_i} = \frac{4}{9} \times \frac{(2,5 \times 10^{-6})^2}{5,573 \times 10^{-3}} = 1.1 \times 10^{-9} \ \Phi.$$

Величина активного сопротивление защитной цепи, определяемая по границе периодического и апериодического режимов работы,

$$R_{fm} = \sqrt{2} \tau \cdot C_{fmin} = 3.3$$
 кОм.

Коммутационные перенапряжения практически отсутствуют при $C_f = (3 \div 5) \cdot C_{fmin}$ [10].

Изменения в схемах выпрямителей (наличие диодов с ограничительными сопротивлениями и защитных цепей), параметры нагрузки (R_n , L_n) и защитных цепей будут указываться дополнительно.

На временных диаграммах напряжения и токи будут приводиться в относительных единицах (о.е.) выпрямителя. В этой системе за базовые величины приняты напряжение х.х. и ток к.з. трехфазного мостового выпрямителя:

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{3}}{2}A_i = 330.8$$
 B; $I_{dk} = \frac{A_i}{Z_i} = 20$ Om.

В работе [10] исследовано влияние параметров защитных цепей вентилей на коммутационные перенапряжения трехфазного мостового диодного выпрямителя при коротком замыкании (к.з.) с режима холостого хода (х.х.). Проведем подобные исследования тиристорных выпрямителей при длительных импульсах управления, T_{su} = 120°. Схема без дополнительных диодов. Параметры нагрузки: R_n = 0, L_n = 0,1 Гн. Параметры защитных цепей тиристоров: C_f = 2·10⁻⁹ Ф, R_f = 5 кОм.

На рис. 2 и рис. 3 приведены диаграммы напряжений и токов тиристорных выпрямителей с мостовой и нулевой схемами преобразования: а) без защитных цепей тиристоров; б) с защитными цепями. Нагрузка выпрямителя подключается через $t_{\rm B} = 10$ мсек после начала счета. На диаграммах u_{n^*} , i_{n^*} – напряжение и ток нагрузки, u_{T^*} – напряжения на тиристорах; $2A_{i^*}$ – удвоенная амплитуда ЭДС источника в о.е. выпрямителя.

Анализ временных диаграмм напряжений и токов выпрямителей показывает: при отсутствии защитных цепей вентилей и $k_r = 0$ ($R_i = 0$) наибольшие коммутационные перенапряжения на вентилях и нагрузке наступают при $I_{d^*} \approx 0.75$, при $k_r \neq 0$ наибольшие перенапряжения наступают при $I_{d^*} < 0.75$.

Это относится к выпрямителям с мостовой и нулевой схемами преобразования. В мостовом выпрямителе наибольшие коммутационные перенапряжения на нагрузке и на вентилях примерно равны между собой. В выпрямителе с нулевой схемой преобразования коммутационные перенапряжения на нагрузке меньше коммутационных перенапряжений на вентилях примерно в два раза.

Исследуем выпрямитель с нулевой схемой преобразования при коротких импульсах управления тиристорами. Вначале исследуем выпрямитель без дополнительного диода при $C_f = 4 \cdot 10^{-9} \, \Phi$, $R_f = 1.5 \, \text{кОм}$, $R_n = 20 \, \text{Ом}$, $L_n = 0.5 \, \Gamma$ н, $T_{su} = 30^{\circ}$. Постоянная времени нагрузки $\tau_n = 0.025$.

На рис. 4 показаны временные диаграммы напряжений и токов выпрямителя при подключении нагрузки выпрямителя ($t_B = 10$ мсек): а) e_i – фазные ЭДС источника; u_1 , u_2 , u_3 – импульсы управления тиристорами T_1 , T_2 , T_3 ; б) u_{n^*} , i_{n^*} – напряжение и ток нагрузки.

Приведенные диаграммы подтверждают положение о приемлемости пуска тиристорного выпрямителя с нулевой схемой преобразования узкими импульсами управления. Однако в литературе не освещен вопрос резонанса напряжений по цепи: индуктивность нагрузки – емкость защитных цепей тиристоров.



Рис. 3. Напряжения и токи выпрямителя с нулевой схемой преобразования при $T_{su} = 120^{\circ}$.

Вместе с тем такой резонанс может возникать во вращающихся тиристорных преобразователях БСМ. Он наступает при частотах, кратных частоте пульсаций нагрузки выпрямителя. Покажем это.

Условием резонанса является равенство $\omega_0 L = 1/(\omega_0 C)$ [2]. Оставим прежними: $R_n = 20$ Ом, $T_{su} = 30^\circ$. Примем параметры защитных цепей тиристоров: $C_f = 2 \cdot 10^{-9}$ Ф, $R_f = 5$ кОм. Пренебрегаем активными сопротивлениями нагрузки, защитной цепи, источника, а также индуктивностью источника.



Рис. 4. Напряжения и токи выпрямителя с нулевой схемой преобразования при T_{su} = 30° , C_{f} = $4 \cdot 10^{-9}$ Ф, L_{n} = 0,5 Гн.

Примем сопротивление тиристора в закрытом состоянии $Z_{T3} = \infty$. Тогда суммарная результирующая емкость защитных цепей $C_{fp} = 3 \cdot C_f = 6 \cdot 10^{-9} \, \Phi$.

Пусть резонанс напряжений наступает при частоте, равной 5-й гармонике частоты пульсации нагрузки выпрямителя ($k_p = 5$). Тогда резонансная частота $f_0 = f_i \cdot m_p \cdot k_p = 150 \cdot 3 \cdot 5 = 2250$ Гц, где $m_p = 3$ – число пульсаций напряжения нагрузки выпрямителя на одном периоде частоты источника. Угловая частота при резонансе $\omega_0 = 2\pi \cdot f_0 = 2\pi \cdot 2250$.

Величина индуктивности нагрузки выпрямителя при резонансе:

$$L_{np} = \frac{1}{(2\pi \times f_0)^2 \times C_{fp}} = \frac{1}{(2\pi \times 2250)^2 \times 6 \times 10^{-9}} = 0,84 \ \Gamma \text{H}$$

На рис. 5 показаны временные диаграммы напряжений и токов выпрямителя при $L_n = 0.7 \ \Gamma \text{H} < L_{np}$: а) u_{n^*} , i_{n^*} – напряжение и ток нагрузки, U_{pT^*} – повторяющееся напряжение тиристора; б) i_{T1^*} , i_{T2^*} , i_{T3^*} – токи через тиристоры; в) u_{T1^*} , u_{T2^*} , u_{T3^*} – напряжения на тиристорах; г) i_{f1^*} , i_{f2^*} , i_{f3^*} – токи через тиристоры.

На рис. 6 показаны временные диаграммы напряжений и токов выпрямителя при $L_n = L_{np} = 0.84$ Гн: а) $e_i - фазные ЭДС источника, <math>u_1, u_2, u_3 - им-$ пульсы управления тиристорами; б) u_{n*} – напряжение нагрузки, u_{pT*} – повторяющееся напряжение тиристора.

Вывод по результатам исследований: в тиристорном выпрямителе с нулевой схемой преобразования при управлении короткими импульсами возможен полный срыв работы из-за резонанса напряжений в контуре "нагрузка – защитные цепи тиристоров".



Рис. 5. Напряжения и токи выпрямителя с нулевой схемой преобразования при $T_{su} = 30^{\circ}, C_f = 2 \cdot 10^{-9} \, \Phi, L_n = 0,7 \, \Gamma$ н.



Рис. 6. Напряжения и токи выпрямителя с нулевой схемой преобразования при $T_{su} = 30^{\circ}, C_f = 2 \cdot 10^{-9} \, \Phi, L_n = 0.84 \, \Gamma$ н.

Исследуем выпрямитель с нулевой схемой преобразования при подключении дополнительного диода (рис. 1,а). Параметры схемы: $C_f = 4 \cdot 10^{-9} \Phi$, $R_f = 1,5 \text{ кOm}$, $R_n = 20 \text{ Om}$, $L_n = 2 \text{ Гн}$, $T_{su} = 10^{\circ}$.

На рис. 7,а показаны: e_i – фазные ЭДС источника, u_1 , u_2 , u_3 – импульсы управления тиристорами. На рис. 7,б – временные диаграммы напряжений и токов выпрямителя без защитной цепи диода: u_{n^*} , i_{n^*} – напряжение и ток нагрузки, U_{pT^*} – повторяющееся напряжение тиристора, U_{pD^*} – повторяющееся напряжение и ток нагрузки выпряжение диода. На рис. 7,в показаны напряжение и ток нагрузки выпрямителя при защите диода *RC*-цепью (рис. 1,а): $C_{fd} = 1 \cdot 10^{-9} \, \Phi$, $R_{fd} = 400 \, \text{Om}$.

Как видно из диаграмм, ток нагрузки не уменьшается до нуля на участках пауз в импульсах управления тиристорами. Резонанс напряжений отсутствует. Однако диод не может защитить нагрузку и тиристоры от коммутационных перенапряжений в момент окончания импульса управления (рис. 7, б). Защита срабатывает только после появления таких перенапряжений. Это связано с нелинейностью вольтамперной характеристики диода (большое сопротивление при токах близких к нулю). Если $U_{pD} < U_{pT}$ диод защищает тиристоры от перенапряжений. Коммутационные перенапряжения в момент окончания импульса управления тиристорами устраняются при применении $R_{fd}C_{fd}$ -цепи, которая защищает дополнительный вентиль, тиристоры и нагрузку.



Рис. 7. Напряжения и токи выпрямителя с нулевой схемой преобразования и дополнительным диодом.

Исследуем мостовой выпрямитель с параметрами: $C_f = 2 \cdot 10^{-9} \Phi$; $R_f = 5 кОм$; $R_n = 20 \text{ Ом}$.

Определим индуктивность нагрузки выпрямителя, при которой резонанс напряжений наступает при частоте, равной частоте пульсации нагрузки $f_o = 6 \cdot f_i = 900 \Gamma$ ц.

Пренебрегаем активными сопротивлениями нагрузки, защитной цепи, источника, а также индуктивностью источника. Примем $Z_{T3} = \infty$. Результирующая емкость защитных цепей тиристоров (рис. 1,б) $C_{fp} = 3 \cdot C_f / 2 = 3 \cdot 10^{-9} \, \Phi$. Резонанс напряжений наступает при индуктивности нагрузки

$$L_{np} = \frac{1}{(2\pi \times f_o)^2 \times C_{fp}} = \frac{1}{(2\pi \times 900)^2 \times 3 \times 10^{-9}} = 10.4 \text{ Th}.$$

На рис. 8 показаны временные диаграммы напряжений и токов мостового выпрямителя при сдвоенных импульсах управления, $T_{su} = 30^{\circ}$, $t_B = 5$ мсек. Диоды не подключены.

Диаграммы записывались при параметрах схемы: б) $L_n = 1$ Гн, $\tau_n = 0.05$;

в, г) $L_n = 6$ Гн, $\tau_n = 0.3$; д, е) $L_n = 10.4$ Гн, $\tau_n = 0.52$.

На диаграммах показаны: а) e_i – фазные ЭДС источника, su – импульсы управления тиристорами; б, в, д) u_{n^*} , i_{n^*} – напряжение и ток нагрузки; г, е) u_{n^*} – напряжение нагрузки, U_{pT^*} – повторяющееся напряжение тиристора, $u_{T1^*} \div u_{T6^*}$ – напряжения на тиристорах.

Как видно из приведенных диаграмм, во вращающемся мостовом тиристорном преобразователе БСМ при управлении тиристорами сдвоенными короткими сигналами управления возможен резонанс напряжений с колебательным контуром "емкость защитных цепей тиристоров – индуктивность нагрузки" по частотам, кратным частоте пульсаций напряжения нагрузки.

При определенных величинах частоты источника и результирующей емкости защитных цепей тиристоров резонанс напряжений возникает в связи с изменением эквивалентной индуктивности нагрузки преобразователя.

При величине эквивалентной индуктивности нагрузки $L_n \neq L_{np}$ (рис. 8,б) наблюдается надежное подключение тиристорного преобразователя.

При величине эквивалентной индуктивности нагрузки $L_n = L_{np}$ (рис. 8,д и рис. 8,е) наблюдается полный срыв работы преобразователя. При этом коммутационные перенапряжения незначительны.

При величинах L_n близких (но не равных) резонансной величине индуктивности нагрузки L_{np} (рис. 8, в и рис. 8, г) напряжения на последовательно включенных емкостях примерно равны между собой и могут достигать величины повторяющегося напряжения тиристора. При этом коммутационные перенапряжения на нагрузке преобразователя, вызванные резонансом напряжений, равны сумме напряжений на двух последовательно соединенных емкостях (например, C_{f1} и C_{f4} на рис. 1, б) и могут достигать величины, близкой двукратному повторяющемуся напряжению тиристора. Это может вызвать пробой изоляции обмотки возбуждения БСМ.

Как видно из рис. 8, д и рис. 8, е, кривые напряжений на нагрузке выпрямителя и на тиристорах несимметричны относительно оси абсцисс, что обусловлено реальными параметрами схемы (ЭДС источника, активные сопротивления, индуктивности).

Одно из возможных решений, исключающих резонансные явления при запуске тиристорного выпрямителя, – применение дополнительных диодов.

Исследуем мостовой выпрямитель с дополнительными диодами и одиночными импульсами управления тиристорами.

Параметры схемы: $C_{fd} = 1 \cdot 10^{-9} \Phi$, $R_{fd} = 400 \text{ Ом}$, $L_n = 10 \text{ Гн}$, $T_{su} = 30^{\circ}$. Время подключения нагрузки $t_B = 5$ мсек.



Рис. 8. Напряжения и токи мостового выпрямителя при сдвоенных импульсах управления.

На рис. 9 показаны: а) e_{a^*} , e_{b^*} , e_{c^*} – фазные ЭДС источника, su – импульсы управления тиристорами; б) u_{n^*} – напряжение нагрузки; в) i_{n^*} – ток нагрузки, i_{d2^*} – ток через диод D_{d2} .

Временные диаграммы напряжений и токов мостового тиристорного выпрямителя с дополнительными вентилями при одиночных коротких импульсах управления (рис. 9) полностью подтверждают работоспособность схемы. Дополнительные вентили автоматически запираются после запуска преобразователя и не включаются в рабочем режиме (рис. 9, в и г). Благодаря указанным свойствам преобразователя достигается упрощение устройства формирования импульсов управления, уменьшение потерь в цепи управления, повышается надежность системы управления и системы возбуждения синхронной машины в целом.



Рис. 9. Напряжения и токи мостового выпрямителя с дополнительными диодами и одиночными импульсами управления.

Выводы:

1. Во вращающихся тиристорных преобразователях БСМ возможен резонанс напряжений с колебательным контуром "емкость защитных цепей тиристоров – индуктивность нагрузки" по частотам, кратным частоте пульсаций напряжения нагрузки. Резонанс напряжений может привести к срыву работы тиристорного преобразователя с мостовой и нулевой схемами преобразования.

2. Наибольшие коммутационные перенапряжения на нагрузке трехфазного мостового тиристорного преобразователя, вызванные резонансом напряжений, могут достигнуть величины, близкой двукратной величине повторяющегося напряжения тиристора.

3. Разработанная схема запуска тиристоров мостового выпрямителя короткими одиночными импульсами позволяют упростить устройство формирования управляющих импульсов, уменьшить потери в цепи управления, повысить надежность системы управления и системы возбуждения БСМ в целом. Схема запуска тиристоров может быть применена в статических и электромашинно-вентильных преобразователях синхронных машин.

4. Целесообразно исследование резонансных процессов в тиристорных преобразователях (выпрямителях и преобразователях частоты) машин двойного питания с учетом емкостных связей обмоток электрических машин.

Список литературы: 1. Быков Ю.М. Исследование электромагнитных процессов в тиристорных преобразователях с защитными RC-цепями // Электричество. – 1967. – № 9. – С. 62-66. 2. Каплянский А.Е., Лысенко А.П., Полотовский Л.С. Теоретические основы электротехники. – М.: Высшая школа, 1972. – 448 с. 3. Писарев А.Л.,

Деткин Л.П. Управление тиристорными преобразователями (системы импульснофазового уравления). – М.:Энергия, 1975. – 264 с. 4. Жемеров Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. – М.: – Энергия, 1977. – 280 с. 5. Вольдек А.И. Электрические машины. – Л.: Энергия, 1978. – 832 с. 6. Беркович Е.И., Ковалев В.Н., Ковалев Ф.И. и др. Полупроводниковые выпрямители. – М.: Энергия, 1978. – 448 с. 7. Глебов И.А. Научные основы проектирования систем возбуждения мошных синхронных машин. Л.: Наука. 1988. С. 322 8. Шумилов Ю., Афендулиди И., Реуцкий Н. Исследование резонансных процессов во всыпных обмотках асинхронных двигателей // Unconventional electro-mechanical and electrotechnical systems, Szczecin and Miedzyzdroje, December 15-17, 1996. 9. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Місго-Сар 7. – М.: Горячая линия-Телеком, 2003 – 368 с. 10. Галиновский А.М., Ленская Е.А., Эрхард Айхофер. Методика расчета защитных цепей вентилей выпрямителя // Технічна електродинаміка. – 2005. – № 4. – С. 43-50. 11. Галиновский А.М., Дубчак Е.М., Цюрила М.А. и др. Исследование моделей трехфазно-однофаз-ных и трехфазно-трехфазных возбудителей бесконтактных машин двойного питания // Гидроэнергетика Украины. -2006. – № 4. – С. 36-43. 12. Галиновский А.М., Ленская Е.А., Айхофер Эрхард. Коммутационные перенапряжения вращающегося преобразователя бесконтактной синхронной машины в асинхронном режиме работы // Електротехніка і електромеханіка. --2006. – № 6.

Поступила в редколлегию 24.08.2008

УДК 621.316

Ю.С. ГРИЩУК, канд. техн. наук, проф., *В.А. МАЕВСКИЙ*, магистр

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт" (г. Харьков)

МОДЕРНИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПРИВОДА КОНТАКТОРА МК1221А

На підставі огляду і аналізу конструкцій проведена модернізація електромагнітного привода контактора МК1221, який використовується в автосамоскидах БелАЗ, з метою покращення його габаритних, масових та інших техніко-економічних характеристик і визначені його конструктивні параметри.

На основе обзора и анализа конструкций проведена модернизация электромагнитного привода контактора МК1221А, который применяется в автосамосвалах БелАЗ, с целью улучшения его габаритных, массовых и других технико-экономических показателей и определены его конструктивные параметры.

Введение. В транспортных средствах того или иного назначения (пассажиро- или грузоперевозки) очень широко применяются контакторы. Наиболее распространены контакторы с электромагнитным или электропневматическим приводами. Выбор контактора по виду привода во многом зависит от самого транспортного средства, например, на тепловозах не приемлемо использовать электромагнитные контакторы, даже если они будут всецело удовлетворять требованиям, предъявляемым к ним с точки зрения их работоспособности. Но иногда все же приходится сталкиваться с тем, что при разработках новых контакторов контактная система остается конструктивно неизменной, а происходит смена вида привода. Поэтому в настоящее время довольно важными являются разработки, касающиеся не контактора в целом, а только лишь его привода.

Целью данной статьи является краткий обзор и анализ конструкций контакторов, применяющихся в транспортных средствах, выявление их недостатков, краткое описание устройства и принципа действия контактора МК1221А и модернизация его электромагнитного привода с целью повышения его коммутационной износостойкости и надежности работы контактора путем изменения конструктивных связей между электромагнитным приводом и главными контактами.

Один из контакторов для управления транспортным средством, в частности электровозом ВЛ80, имеет закрепленные на стержне подвижный и неподвижный контакты, дугогасительные контакты, дугогасительную камеру щелевого типа и пневматический привод. Такие контакторы имеют недостатки при работе в условиях низких температур и нуждаются в наличии оборудования на транспортном средстве для создания необходимого давления сжатого воздуха в воздушной магистрали. Противодействующая характеристика сильноточного контактора отличается наличием высокой "ступени" во время замыкания и выбора провала контактов.

Наличие высокой "ступени" в контакторах с пневматическим приводом является причиной резкого снижения скорости расхождения контактов в начальный период их размыкания.

Для управления транспортным средством используется контактор с электромагнитным приводом типа МК 6-10. Он содержит в себе прямоходовой электромагнитный привод, который имеет корпус, катушку и якорь, подвижный и неподвижный главные контакты, вспомогательные контакты и дугогасительную камеру щелевого типа. В этой конструкции якорь прямоходового привода при втягивании в катушку непосредственно тянет за собой подвижные главные контакты до их замыкания с неподвижными. Недостаток этой конструкции – быстрое выгорание главных контактов, поскольку главные контакты в этой конструкции одновременно выполняют и роль дугогасительных.

Задача заключается в усовершенствовании контактора таким образом, чтобы путем изменения конструктивных связей между электромагнитным приводом и главными контактами повысить коммутационную износоустойчивость, что повысит надежность его работы.

Поставленная задача решается в контакторе МК1221А, путем:

 применения в дугогасительной камере изоляционной накладки и немагнитного упора на торце якоря привода;

 использования магнитной прокладки для регулировки зазора между якорем и толкателем штока;

– применения узла форсировки катушки привода.

При этом главные и дугогасительные подвижные и неподвижные контакты, дугогасительная камера и электромагнитный привод смонтированы на одном несущем стрежне. Стрежень может быть выполнен цельнопрессованым из однонаправленного изоляционного материала.

Таким образом, наличие главных и дугогасительных контактов, прямоходового электромагнитного привода, якорь которого не имеет жесткой связи с подвижной контактной системой контактора и узла форсировки катушки позволяют повысить скорость замыкания и размыкания контактов, что повышает коммутационную износостойкость и надежность работы контактора.

Конструкция контактора МК1221А приведена на рис. 1. На рис. 2 показан его электромагнитный привод, а на рисунке 3 – узел форсировки катушки привода.

Контактор содержит прямоходовой электромагнитный привод (рис. 2), который закреплен на стрежне. На этом же стрежне закреплены подвижный и неподвижный главные контакты, подвижный и неподвижный дугогасительные контакты и дугогасительная камера с изоляционной накладкой. С электромагнитным приводом связан узел форсировки катушки (рис. 3). Электромагнитный привод состоит из корпуса, катушки, которая намотана на каркас, и якоря. Корпус имеет со стороны дугогасительной камеры резьбовую втулку, в которую изнутри вставлена возвратная пружина. Внутри возвратной пружины сквозь отверстие на втулке корпуса проходит шток с пружинодержателем. В торец штока завинченный его толкатель.



Рис. 1. Общий вид контактора МК1221А

Якорь на торце, который выполнен в форме срезанного конуса, направленного на толкатель штока, имеет немагнитный упор.

Между упором якоря и толкателем штока создан зазор 20 мм. Каркас катушки опирается своими фланцами на корпус через изоляционные прокладки. К нижней части корпуса привинчена резьбовая опора якоря. На опоре и якоре размещены магнитные прокладки и амортизаторы. Узел форсировки катушки привода имеет контактный элемент, толкатель форсировки и резисторы. Толкатель форсировки передает движение от привода на контактный элемент отключающий форсировку. Устройство работает таким образом: при подаче напряжения на вывод катушки и вывод контактного элемента, якорь втягивается в катушку, приводя в движение силовую и вспомогательную контактные системы; при ходе штока на размер 20 ± 2 мм отключится форсировка, за счет включения в цепь катушки резисторов, при этом главные контакты замкнуты, вспомогательные переключенные; при снятии напряжения с выводов катушки, контактные системы главных и вспомогательных контактов возвратятся в начальное положение.



Рис. 2. Электромагнитный привод контактора МК 1221А



Рис. 3. Узел форсировки привода контактора МК 1221А

Однако внутри электромагнитного привода, между катушкой и внутренней стенкой его корпуса имеется значительное воздушное пространство, уменьшение которого и легло в основу модернизации привода контактора MK1221A. В результате диаметр привода был уменьшен от 122 мм до 102 мм, что привело к снижению габаритов и массы почти на 1 кг. Помимо этого, в качестве материала для изготовления корпуса привода была выбрана труба 102х10 ГОСТ 8732-78, вместо круга 125-В ГОСТ 2590-88, что позволяет значительно снизить трудоёмкость, материалоемкость и количество отходов. При всем этом ток трогания, ток и сила удержания якоря сохраняются. Это достигается за счет улучшения магнитных свойств стали методом её отжига в специальной печи при высокой температуре.

Выводы. На основе проведенного анализа наиболее распространенных контакторов, используемых для управления транспортными средствами, выявлены их недостатки и обоснована задача о необходимости улучшения коммутационной износостойкости контакторов и повышения надежности их работы. Ее решение было достигнуто конструктивными изменениями в контакторе МК1221А. Проведена модернизация электромагнитного привода этого контактора, которая позволяет улучшить технико-экономические показатели и уменьшить габаритные и массовые характеристики контактора МК1221А.

Список литературы: 1. ТУ У 31.2-00213121-197:2008. 2. "Электровоз ВЛ80" Руководство по эксплуатации, Москва, изд. Транспорт, 1982. с. 101, Рис.100. 3. Алиев И.И., Абрамов М.Б. Электрические аппараты. Справочник – 3-е изд. – М.: Высшая школа, – 2003. – 251 с.

Поступила в редколлегию 27.04.08

УДК 621.316.925

Ю.С. ГРИЩУК, канд. техн. наук, проф. *Ю.М. МЕЛЕЖИК*, магистр

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт" (г. Харьков)

АНАЛІЗ КОНСТРУКЦІЙ ЗАПОБІЖНИКІВ З ЕЛЕМЕНТАМИ З ПАМ'ЯТТЮ ФОРМИ

Проведено огляд і аналіз конструкцій та принципи дії запобіжників з елементами з пам'яттю форми, виявлені їх конструктивні особливості, недоліки, переваги і доцільність їх застосування для покращення техніко-економічних характеристик швидкодіючих запобіжників (ШЗ).

Проведен обзор и анализ конструкций и принципов действия предохранителей с элементами с памятью формы, выявлены их конструктивные особенности, недостатки, преимущества и целесообразность их применения для улучшения технико-экономических характеристик быстродействующих предохранителей (БП).

Вступ. У наш час плавкі запобіжники є одним з найбільш простіших і широко вживаних для цих цілей апаратів. Інтенсивне проведення розробок і зріст виробництва швидкодіючих запобіжників (ШЗ) викликане широким застосуванням силової напівпровідникової перетворювальної техніки, внаслідок чого виникла необхідність захисту напівпровідникових вентилів від струмів короткого замикання. У ряді цих та інших електротехнічних пристроїв швидкодіючі запобіжники є основним або навіть єдиним струмовим захистом.

Аналіз конструкцій ШЗ та їх захисних характеристик [1-4] вказує, що у зв'язку зі зростаючими до них вимогами, їх техніко-економічні характеристики і швидкодія вимагає підвищення.

Розробка запобіжників з покращеними техніко-економічними характеристиками потребує пошуку нових технічних рішень і створення методик їх розрахунку.

Метою роботи є проведення огляду й аналізу конструкцій запобіжників з пам'яттю форми (ЗПФ) і визначення можливості використання плавких елементів з пам'яттю форми (ЗЕПФ) для покращення техніко-економічних характеристик ШЗ.

Для рішення поставленої задачі було розглянуто запобіжники з плавкими елементами, що володіють пам'яттю форми, які приведені в [5-11].

1. Запобіжники з плавким елементом, що володіє пам'яттю форми.

На рис. 1 представлена схема запобіжника з плавким елементом, виконаним з матеріалу з пам'яттю форми.



Рис. 1. Схема запобіжника з плавким елементом, виконаним з матеріалу, що володіє ефектом "пам'яті форми"

Корпус 1 виконаний роз'ємним по довжині з двох частин (половин), коаксіально встановлених з можливістю осьового переміщення (ковзаюча посадка). Корпус виготовлений з діелектричного, переважно полімерного матеріалу (стекло, оргстекло). Струмопровід 2 з буртом 3 на торці і струмопровід 4 жорстко закріплені на кінцях корпусу 1. Струмопроводи 2 і 4 усередині корпусу жорстко сполучені з плавким елементом 5, виконаним з матеріалу, що володіє ефектом "пам'яті форми", наприклад, з нікеліду титану. Місце роз'єму корпусу зовні забезпечене фіксуючим елементом 6 у вигляді кільця з гуми (встановлюється з натягом).

Запобіжник працює таким чином. У момент перенавантаження в електричному колі елемент 5, що сполучає струмопроводи (струмопідводи) 2 і 4, змінює первинну форму (згинається) під дією температурного навантаження і приймає форму, показану пунктиром, захоплюючи із собою рухому частину корпусу 1 з струмопроводом 4. Інший струмопровід 2 своїм буртом 3 зачіпляється за торець контактного затиску, роз'єднуючи тим самим ланцюг, і залишається висіти затиснутим на одному контактному затиску із зменшенням розмірів від *а* до *b* до усунення несправності в ланцюзі. Для повторного включення запобіжника він виймається з контактного затиску, його корпус розтягується елементом 5 до розміру а і вставляється знову в контактні затиски. При цьому фіксуючий елемент 6 (кільце з гуми) додатково страхує його від стиснення за рахунок свого тертя або від самовідновлення і включення. При застосуванні запобіжника в торцевих підпружинених контактах при спрацьовуванні від перенавантаження він випадає за рахунок зменшення своєї довжини. Форму елементу 5, показану на рисунку 1 і необхідну для відведення одного струмопроводу 4, закладають в "пам'ять" за допомогою термомеханічної обробки.

Застосування пропонованої ідеї дозволяє спростити конструкцію запобіжника (в порівнянні з відомими) за рахунок зменшення кількості деталей, їх спрощення і полегшення монтажу при виготовленні. Підвищується надійність за рахунок зміцнення кріплення струмопідводів на корпусі і виконання корпусу переважно з полімерного матеріалу (пластмаси). Така конструкція запобіжника підвищує зручність експлуатації при його відновленні, а також скорочує час на пошук запобіжника, що вийшов з ладу в колі, і час на його відновлення.

На рис. 2 зображений запобіжник зі вставкою із сплаву, що зпам'ятовує форму. При струмі перенавантаження або струмі короткого замикання вбудована в запобіжник вставка в результаті збільшення механічної напруги руйнується в місці, яке визначене формою вставки, наявністю перфорації або покриття у вигляді хімічно активного сплаву, або в місці її закріплення. При цьому частини вставки віддаляються одна від одної з такою швидкістю, що електрична дуга не виникає.



Рис. 2. Схема запобіжника (до і після спрацьовування) з плавкою вставкою із сплаву, що запам'ятовує форму

2. Запобіжники з термочутливими елементами, що володіють пам'яттю форми.

Альтернативою традиційному принципу виконання плавких запобіжників є запобіжники з термомеханічним руйнуванням плавкої вставки за допомогою термоприводного елементу із сплаву з ефектом пам'яті форми. На рис. З показана схема запобіжника даного типу, робота якого базується на тому, що під час проходження певного струму термочутливий елемент приймає первинну форму (стискається) і механічно руйнує плавку вставку. Час руйнування вставки залежить від величини струму і може бути 0,001 с і більше.



Рис. 3. Схема запобіжника з приводним елементом із сплаву з ЕПФ: 1 – корпус; 2 – термочутливий елемент; 3 – вставка; 4 – елемент, що підводить струм

Запобіжник з приводним елементом із сплаву з ЕПФ з електричним шунтом зображено на рис. 4. Він містить газогенеруючий корпус 1, контактні виводи 2, плавку вставку 3, виконану з двох окремих частин, ножевидний елемент 4, термочутливий елемент 5, виконаний з матеріалу, що володіє ефектом зворотньої пам'яті форми, електричний шунт 6, що має певний активний опір, гнучкі провідники 7 і контактні затиски 8.



Рис. 4. Схема запобіжника з приводним елементом із сплаву з ЕПФ з електричним шунтом

Плавкий запобіжник працює таким чином. У нормальному режимі роботи електроустановки робочий струм, протікаючи по двох частинах плавкої вставки 3, термочутливому елементу 5 і шунту 6, трохи нагріває їх. В цьому випадку температура нагріву термочутливого елементу 5 буде нижче за температуру фазового переходу, що зумовлює зворотнє мартенситне перетворення.

При коротких замиканнях струм різко зростає. У цей момент виникають електродинамічні зусилля між окремими частинами плавкої вставки 3 і відбувається їх втискування в ножевидний елемент 4. В цей же час струмом короткого замикання нагрівається термочутливий елемент 5. При досягненні температурою нагріву порогу фазового переходу відбувається відновлення форми, елемент 5 скорочується і тим самим створює додаткове натягнення плавкої вставки. Під дією електродинамічних зусиль додаткового натягнення плавка вставка 3 в місцях ріжучих кромок ножевидного елементу 4 руйнується. Між кінцями зруйнованої плавкої вставки виникає електрична дуга. При цьому відбувається подальше стиснення термочутливого елементу 5 і збільшення відстані між кінцями плавкої вставки. Це, спільно з газогенеруючим корпусом запобіжника, сприяє більш швидкому гасінню електричної дуги і розриву пошкодженого електричного ланцюга.

В цьому випадку електричний шунт 6 дає можливість зменшити вели-

чину струму, що протікає через термочутливий елемент 5 у момент спрацьовування запобіжника, і понизити температуру його нагріву. Таким чином, використання шунта дає можливість виключити нагрів термочутливого елементу 5 до температури прямого мартенситного перетворення і, отже, виключає вихід з ладу цього елементу.

При перенавантаженнях (плавному підвищенні струму) електродинамічні зусилля між елементами плавкої вставки недостатні для її руйнування. Проте, при цьому відбувається нагрів термочутливого елементу 5, при стисненні якого виникають натягнення і, надалі, руйнування плавкої вставки. В цьому випадку зміна величини активного опору електричного шунта 6 дає можливість з достатньою точністю варіювати величину струму спрацьовування запобіжника залежно від вимоги, що пред'являється конкретній електроустановці. Конструкцією пропонованого запобіжника передбачена можливість заміни шунтів, кріплення яких виконується за допомогою контактних затисків 8.

Особливістю даного запобіжника є те, що він має підвищену швидкодію і при коротких замиканнях, і при перенавантаженнях, а також має можливість варіації струму спрацьовування. Ці особливості є важливими при захисті електроустановок, які чутливі до перевантажень, наприклад, високовольтні трансформатори типу НТМІ, НТМК та ін.

У даному запобіжнику при перенавантаженнях реагуючим є термочутливий елемент 5. Наприклад, запобіжник повинен спрацьовувати при струмі 1,5 А. Для цього необхідно вибрати шунт 6 з таким значенням активного опору, щоб термочутливий елемент розвивав достатнє зусилля для розриву плавкої вставки 3. Дослідження показали, що час відключення запобіжника 0,3 с. Це виключає можливість пошкодження вимірювальних трансформаторів при перенавантаженнях.

3. Плавкі запобіжники, що містять ножевидні елементи.

Запобіжник працює таким чином. У робочому режимі електричний струм протікає через контактні виводи і елементи плавкої вставки. При появі струму перенавантаження або короткого замикання елементи плавкої вставки починають нагріватися і плавитися в першу чергу в місцях найменшого перетину. Струм протікає в одному напрямі, тому в них виникають сили взаємного тяжіння, які направлені у бік ріжучих кромок. Завдяки цьому на ріжучих кромках відбувається руйнування (розрізання) елементів плавкої вставки раніше, ніж наступить в цьому місці їх повне розплавлення і випаровування.

Електродинамічна дія елементів вставки один на одного, що відбувається одночасно з нагріванням, за наявності ножа прискорює процес розмикання запобіжником електричного ланцюга, що захищається. Гасіння виниклої електричної дуги здійснюється за рахунок випаровування газогенеруючого матеріалу корпусу під впливом високої температури дуги і зростання тиску газу в порожнині запобіжника.

Висновки. Проведений огляд і аналіз конструкцій і принципів дії ЗПФ

показує, що для підвищення швидкодії й покращення техніко-економічних характеристик ШЗ доцільно використовувати матеріали, які володіють ефектом "пам'яті форми" (нікелід титану та ін.), що потребує проведення подальших їх комутаційних та теплових досліджень.

Список літератури: 1. Намитоков К.К., Хмельницкий Р.С., Аникеева К.Н. Плавкие предохранители. – М.: Энергия, 1979. – 176 с. 2. Грищук Ю.С. Исследование процесса коммутации и разработка методики расчета быстродействующих предохранителей. – Лисс. канд. техн. наук. – Харьков: 1980. – 238 с. 3. Намитоков К.К., Шкловский И.Г., Ильина Н.А. Математические модели дугогашения зарубежных быстродействующих предохранителей. – Электротехническая промышленность. Серия: Аппараты низкого напряжения. - Вып. 2 (87) 1980 - М.: Информэлектро, 1980. С. 2-4. 4. Пастор Ю.А. Тепловая постоянная времени электрической дуги. – Изв.АН Латв.ССр. Серия физ. и техн. наук, 1971, № 6, C. 53-59. 5. Mayr O. Aufgaben und Loesungen aus der Theorie der Gasentlagunden vor allem des hichtbogens -- "Anwendung electrischer Rechernanlagen in du Starkstromtechnik", Berlin, 1958, S. 77-90. 6. А.С. СССР № 1288781, Н01Н 85/02. Плавкий предохранитель / М.Ф. Спорыш, В.Е. Фадеев. Опубл. 07.02.87. Бюл. № 5. 7. А.С. СССР № 1707646, Н01Н 85/36, 85/02. Плавкий предохранитель / А.В. Кравец, В.В. Козырский. Опубл. 23.01.92 Бюл. № 3. 8. А.С. СССР № 1379832, Н01Н 85/02. Плавкий предохранитель / Е.Ф. Щербаков. Опубл. 07.03.88 Бюл. № 9. 9. А.С. СССР № 1288781, Н01Н 85/02. Плавкий предохранитель / М.Ф. Спорыш, В.Е. Фадеев. Опубл. 07.02.87 Бюл. № 5. 10. RU 2177186 C2, 20.12.2001. 11. RU 2181513 C1, 20.04.2002.

Поступила в редколегію 28.05.08

УДК 621.313.13

М.В. ГУЛЫЙ, инженер

г. Одесса

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ВЕНТИЛЬНО-РЕАКТИВНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С СИЛОВЫМ МОСТОМ МИЛЛЕРА

Розглянуто роботу чотирьохфазного вентильно-реактивного двигуна на природній механічній характеристиці у складі електронного комутатора Міллера. Досліджено причини появи додаткових імпульсів струму та їх вплив на характеристики вентильно-реактивного двигуна.

Рассмотрена работа четырехфазного вентильно-реактивного двигателя на естественной механической характеристике в составе электронного коммутатора Миллера. Исследованы причины появления дополнительных импульсов тока и их влияние на характеристики вентильно-реактивного двигателя.

Вентильно-реактивный двигатель (ВРД) состоит из электромеханического преобразователя (ЭМП) и электронного коммутатора (ЭК). Наличие ЭК позволяет использовать ВРД в системах с регулированием скорости в широких пределах – от сверхнизкой до высокой скорости, ограниченной естественной механической характеристикой. В последнем случае за период коммутации к фазе прикладывается полное напряжение источника питания, а регулирование тока с помощью ЭК не производится.

Обычно для коммутации тока фазы ЭМП применяется полумостовая схема включения, для которой необходимо 2 силовых транзистора VT1, VT2 и 2 обратных силовых диода VD1, VD2 (рис. 1).



Рис. 1. Полумостовая схема включения фазы ЭМП.

Для четырехфазного ЭМП необходимо четыре таких комплекта полу-

мостовых схем. На практике для четырехфазного ЭМП применяются схемы ЭК Миллера с меньшим количеством силовых элементов [1, 2] (рис. 2, а). В ЭК Миллера за счет объединения фаз четырехфазного ЭМП в группы используется 6 силовых транзисторов и 6 силовых диодов, что по сложности соответствует ЭК для трехфазного ЭМП.



Рис. 2. Схема ЭК Миллера (а) и поперечный разрез четырехфазного ЭМП (б).

В группы с одним общим верхним транзистором объединяются фазы ЭМП, одновременная работа которых исключается. Для ЭМП на рис.2, б, такими фазами будут "a" – "c" под общим транзистором VT ас и "b" – "d" под общим транзистором VT bd.

Для исследуемого четырехфазного ВРД, технические данные которого приведены в табл. 1, экспериментально получены осциллограммы напряжения u_{ϕ} и тока фазы i_{ϕ} (рис. 3) при его работе на естественной механической характеристике с номинальной нагрузкой для двух схем – ЭК с полным числом транзисторов и с ЭК Миллера. Исследование ВРД проводилось при углах включения и выключения фаз, которые составили 22,5 и 7,5 механических градусов соответственно. За начало отсчета принято согласованное положение полюсов статора и ротора.

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

Таблица	I – Основные техни	ческие данные	исследуемого	ВРЛ



Рис. 3. Осциллограммы напряжения и тока фазы ЭМП при работе исследуемого ВРД в составе полумостовой схемы с полным числом транзисторов (а) и с ЭК Миллера (б) при U_d=24В и номинальном вращающем моменте.

На участке 1 (рис. 3, а, б) на фазу "а" подается напряжение источника питания Ud и происходит нарастание тока фазы i_{ϕ} . Спадание тока фазы "а" (участок 2 на рис. 3, а, б) происходит на источник питания через обратные диоды ЭК, при этом ЭДС самоиндукции фазы принимает отрицательное значение и по величине превышает напряжение источника питания на величину падения напряжения на обратных диодах. На осциллограмме напряжения фазы "а" (рис. 3, а) наблюдается всплеск ЭДС e_{ϕ} . А при работе ВРД с ЭК Миллера (рис. 3, б) – на осциллограмме тока (участок 3) присутствует дополнительный импульс тока i_{ϕ}^* . Спадание тока i_{ϕ}^* на источник питания происходит быстро и сопровождается наличием отрицательной ЭДС самоиндукции e^* .

Как видно из осциллограммы (рис. 3, б), дополнительный импульс тока i^*_{ϕ} в фазе "а" возникает между ее рабочими периодами в момент времени, когда возбужденной оказывается соседняя по группе фаза "с" (рис. 2, б). Учитывая, что при одновременном возбуждении и указанном направлении вращения ротора ВРД фазы "а" и "с" создают разные по знаку электромагнитные моменты – ток i^*_{d} приводит к возникновению кратковременного ге-

нераторного (тормозного) режима работы фазы. В результате уменьшается электромагнитный момент ЭМП.

Исходя из этого, задачей данного исследования является анализ причин и условий, при которых возникают дополнительные импульсы тока i^*_{ϕ} при работе ВРД с ЭК Миллера, а также оценка влияния импульсов тока i^*_{ϕ} на характеристики ВРД.



Рис. 4. Протекание импульса тока i^*_{ϕ} в фазе "с" при работе ВРД в составе ЭК Миллера.

При протекании рабочего тока фазы "с" (на рис. 4 рабочий тока фазы указан пунктирной линией с одной стрелкой) транзистор VT ас включен в течение всего периода работы фазы. При этом под действием наведенной ЭДС e_{ϕ} в фазе "а" (на рис. 4 показана стрелкой) возникает ток через обратный диод VD а и включенный транзистор VT ас. Путь замыкания дополнительного тока i_{ϕ}^* на рис. 4 показан пунктирной линией с двумя стрелками. Так как при этом фаза "а" с током i_{ϕ}^* находится на участке спадания магнитной проводимости, то создаются условия для самовозбуждения с лавинообразным нарастанием тока. Таким образом, при работе ВРД на естественной механической характеристике, т.е. при полном подведенном напряжении источника питания *Ud* к фазе за цикл ее работы, существует путь для протекания и нарастания дополнительного тока i_{ϕ}^* .

При работе ВРД с регулированием тока, силовой транзистор "VT ас" за период работы как фазы "а", так и фазы "с" постоянно переключается с частотой ШИМ. За период включенного состояния силового транзистора "VT ас" не успевает сформироваться лавинообразный процесс возбуждения, и ток i^*_{ϕ} отсутствует, что подтверждается проведенными экспериментальными исследованиями.

Величина тока i_{ϕ}^* зависит от частоты вращения ротора ВРД. На рис. 5 приведены осциллограммы тока и напряжения фазы ЭМП при его работе с ЭК Миллера и двумя частотами вращения: 3500 об/мин (рис. 5, а) и 2500 об/мин (рис. 5, б).



Рис. 5. Влияние частоты вращения вала ЭМП на величину тока i_{ϕ}^* при работе ВРД с ЭК Миллера.

Изменение частоты вращения вала ВРД производилось с помощью регулирования напряжения питания ЭК. При практически одинаковой амплитуде рабочего тока в фазе $i_{\phi} = 6A$, амплитуда тока i_{ϕ}^* при частоте вращения 3500 об/мин составляет 1А, а при частоте вращения 2500 об/мин – 0,5А. В процентном соотношении амплитуда дополнительного импульса тока по отношению к рабочему составила 16,7 % и 8,3 % соответственно.

Таким образом, протекание импульса тока i_{ϕ}^* под действием наведенной ЭДС в фазе "с" при работе фазы "а" возможно при выполнении условий:

1. Наведенная ЭДС должна иметь такую полярность, чтобы ток i_{ϕ}^* мог замкнуться через силовой обратный диод "VD a" (рис. 4).

2. Величина наведенной ЭДС в фазе должна превысить величину падения напряжения на силовом диоде "VD a" в прямом направлении, т.е. быть больше, чем 0,6 В.

Результаты полевых расчетов показывают, что при определенных условиях магнитный поток, сцепленный с невозбужденными фазами достаточен для того, чтобы наведенная ЭДС превысила прямое падение напряжения на силовом диоде и вызвала начальное значение тока i_{d}^{*} .

Проведенные экспериментальные исследования позволяют оценить влияние возникающего дополнительного импульса тока i^*_{ϕ} на характеристики исследуемого четырехфазного ВРД при его работе на естественной механической характеристике. Как видно из рис. 3, при переходе ВРД из работы с полумостовым ЭК к работе с ЭК Миллера, амплитуда рабочего тока фазы практически не изменилась и составила 6,3 А. Результаты измерений показателей ВРД при проведении эксперимента занесены в табл. 2. Появление дополнительных импульсов тока i^*_{ϕ} при работе ВРД с номинальной нагрузкой в составе ЭК Миллера приводит к падению КПД ВРД на 1,4 %. Скорость вращения вала ЭМП при этом упала менее чем на 1%, а средний ток источника питания I_{HII} вырос на 2 %.

Силовая схема	<i>Мн</i> , Нм	Iun, A	Ud, B	<i>n</i> , об/мин	КПД [*] , %	<i>P</i> ₂ , Вт
Полумостовая схема	0,05	2,27	24	4318	41,5	22,6
Схема Миллера	0,05	2,33	24	4280	40,1	22,4

Таблица 2 – Результаты экспериментального исследования ВРД

Выводы:

1. Установлено, что при работе четырехфазного ВРД с ЭК Миллера на естественной механической характеристике возникают дополнительные импульсы тока i_{ϕ}^{*} в неактивной фазе. Возникновение дополнительных импульсов тока i_{ϕ}^{*} происходит по причине наличия взаимной магнитной связи между обмотками ЭМП и специфики алгоритма коммутации силовых транзисторов ЭК Миллера.

2. Определены условия возникновения дополнительных импульсов тока i^*_{ϕ} в неактивной фазе ЭМП. Подтверждено, что при регулировании тока фа-

зы ЭМП с помощью ШИМ возникновение дополнительных импульсов тока i^*_{d} не происходит.

3. Проведенный анализ работы исследуемого ВРД показал, что наличие дополнительных импульсов тока i^*_{ϕ} не привело к заметному ухудшению характеристик двигателя. Это позволяет рекомендовать его использование совместно с ЭК Миллера.

Список литературы: 1. *Krishnan R.* Switched Reluctance Motor Drives. Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications. – CRC Press, 2001. – 398 p. 2. *Miller T.J.E.* Switched Reluctance Motors and their Control. – Magna Physics publishing and Clarendon Oxford Press, 1993. – 203 p. 3. *Ткачук В.* Електромеханотроніка: Підручник. – Львів: Видавництво Національного університету "Львівська політехніка". 2006. – 440 с.

Поступила в редколлегию 04.09.08

УДК 621.318.38

Н.О. ЖУЧЕНКО, канд. техн. наук *О.В. ТАРАСЕНКО Д.В. ПРЯДЧЕНКО*

ФЕРОЗОНДОВИЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ КОНТРОЛЮ ДЕФЕКТІВ ДЕТАЛЕЙ ТА ВИРОБІВ СКЛАДНОЇ ФОРМИ

Описана блок-схема та принцип дії ферозондового пристрою для контролю дефектів деталей та виробів складної форми за допомогою використання додаткового компенсаційного ферозонду та пристрою компенсації, що дає змогу визначити придатність цих виробів та деталей для подальшої експлуатації. Запропоновано схему обробки вихідного сигналу ферозондів.

Описаны блок-схема и принцип действия феррозондового устройства для контроля дефектов деталей и изделий сложной формы с помощью использования дополнительного компенсационного феррозонда и устройства компенсации, что дает возможность определить пригодность этих изделий и деталей для дальнейшей эксплуатации. Предложена схема обработки выходного сигнала феррозондов.

У зв'язку з тим, що на цей час, як в Україні, так й у країнах ближнього зарубіжжя, нерідко виникає питання про можливості подальшої працездатності, зокрема, збереження цілісності відповідальних конструкцій й окремих деталей механізмів і машин, термін служби яких або вичерпався, або близький до цього терміну, усе більше виникає потреба в приладах і пристроях, які в змозі прогнозувати термін служби, а також діагностувати надійність металевих конструкцій, деталей або виробів.

Для визначення надійності й довговічності конструкції можуть бути використані як руйнуючі [1], так і не руйнуючі [2] методи контролю. Очевидно, що для діючих конструкцій найбільше підходять останні. Одним з найбільш достовірних неруйнівним методів контролю фізико-механічних властивостей та структури феромагнітних матеріалів та виробів з цих матеріалів – є магнітний метод [3].

Особливість роботи магнітних пристроїв заснована на тому, що контрольована поверхня металевої конструкції повинна бути намагнічена. У результаті зчитування магніточутливими елементами (у якості яких можуть виступати датчики Холу, магніторезистори, ферозонди і ін.) магнітної інформації, по залишковій намагніченості робиться висновок про доцільність і безпеку подальшого використання конструкції за тих самих умов експлуатації або зміни цих умов убік зменшення навантажень на конструкцію, для запобігання сталого руйнування. Удосконалення ферозондових пристроїв для контролю феромагнітних великогабаритних деталей та виробів складної форми обґрунтовано тим, що існуючий магнітопорошковий метод не відповідає вимогам екологічної безпеки, потребує багато часу для проведення контролю та є суб'єктивним.

Недоліком існуючих ферозондових пристроїв є те, що при контролюванні виробів, які мають східчасті поверхні або галтелні переходи, вони видають результат з похибкою, що є неприпустимою при технічних вимірюваннях.

Ця похибка полягає у тому, що інформаційний сигнал, який зчитується ферозондом від сходів бездефектної поверхні, має форму та амплітуду, що схожа з інформаційним сигналом від дефекту. Як правило, дефекти виникають у місцях сполучення декількох поверхонь, і дуже важливо мати вірне уявлення про дійсну наявність дефектів.

До останнього часу ферозондові пристрої використовувалися тільки для контролю гладкої поверхні, де вони себе добре зарекомендували завдяки достатній чутливості ферозондового методу і, що не менш важливе, можливості автоматизувати процес контролю.

При використанні ферозондового методу контролю для негладкої, а саме – східчастої поверхні, раніше пропонувалися порівняння експериментальних результатів з попередньо прорахованими математично результатами, що давало змогу у разі розбіжності цих результатів говорити про наявність дефекту. Але цей метод є достатньо трудомістким і потребує відповідної кваліфікації персоналу щодо математичних розрахунків. При навіть невеликій зміні геометричних параметрів розраховані математично магнітні поля розсіювання негладкої поверхні (сходів або галтельних переходів) значно відрізняються один від одного. В результаті, іноді виникають ситуації, коли ферозондовий метод видає наявність дефекту у бездефектній поверхні через незначні розбіжності геометричних параметрів. Це не є прийнятним. Ферозондовий пристрій, що пропонується, не має цих недоліків, завдяки відсутності необхідності попередніх математичних розрахунків.

У ферозондовому пристрої, що описується, пропонується використовувати ще один компенсаційний ферозонд, тобто загальна кількість ферозондів дорівнює двом, їх осердя мають різні розміри, а також структурними блоками, які дозволяють обробляти інформаційні сигнали з компенсаційного ферозонду, а саме – компенсаційний підсилювач другої гармоніки, компенсаційний фазовий детектор, компенсаційний підсилювач постійного струму та компенсаційний пристрій, що призведе до того, що ферозондовий пристрій може бути використаний для визначення наявності дефектів з компенсацією перешкод, що спричиняють східчасті поверхні або галтельні переходи.

Блок – схема ферозондового пристрою має наступний вигляд:



Рисунок. Блок-схема ферозондового пристрою.

Ферозондовий пристрій містить генератор збудження 1 (ГЗ), основний 2 (ОФ) та компенсаційний 3 (КФ) ферозонди з осердям різних розмірів, подвоювач частоти 4 (ПЧ), основний 5 (ОПДГ) та компенсаційний 6 (КПДГ) підсилювачі другої гармоніки, основний 7 (ОФД) та компенсаційний 8 (КФД) фазові детектори, основний 9 (ОППС) та компенсаційний 10 (КППС) підсилювачі постійного струму, компенсаційний пристрій 11 (КП) та індикаторний пристрій 12 (ІП) та електричні лінії зв'язку.

Ферозондовий пристрій функціонує наступним чином.

Синусоїдальна напруга з генератора збудження 1 подається на обмотку збудження основного 2 та компенсаційного 3 ферозондів. Під впливом вимірюваного магнітного поля на виході ферозондів 2, 3 формується напруга складної форми. Напруга з основного ферозонду 2 надходить на основний підсилювач 5 другої гармоніки, який фільтрує сигнал, що надійшов, та підсилює напругу другої гармоніки. Далі, цей сигнал надходить на основний фазовий детектор 7, на який також подається збільшена вдвічі по частоті за допомогою подвоювача частоти 4 напруга генератора збудження 1. Таким чином, основний фазовий детектор 7 формує постійну напругу, яка пропорційна індукції магнітного поля дефекту та перешкоди. Це напруга за допомогою основного підсилювача струму 9 підсилюється по струму та надходить на компенсаційний пристрій 11. Формування компенсаційного сигналу здійснюється аналогічно: напруга з компенсаційного ферозонду 3 надходить на компенсаційний підсилювач другої гармоніки 6, який фільтрує сигнал, що надійшов, та підсилює напругу другої гармоніки, яка, в свою чергу, поступає на компенсаційний фазовий детектор 8, до якого також подається збільшена вдвічі по частоті за допомогою подвоювача частоти 4 напруга генератора збудження 1. Таким чином, компенсаційний фазовий детектор 8 формує постійну напругу, яка пропорційна індукції магнітного поля тільки перешкоди. Це можливо завдяки тому, що компенсаційний ферозонд 3 має збільшені габарити осердя і є нечутливим до магнітних полів розсіювання дефекту, і вимірює тільки нормальну складову напруженості магнітного поля перешкоди. Габарити осердя збільшені таким чином, що чутливість основного 2 та компенсаційного 3 ферозондів однакова, тобто зі збільшенням довжини осердя потрібно збільшити площину його перерізу. Сформований сигнал за допомогою компенсаційного підсилювача струму 10 підсилюється по струму та надходить на компенсаційний пристрій 11. Таким чином, до компенсаційного пристрою 11 надходять сигнали, що пропорційні магнітному полю перешкоди та дефекту одночасно (з основного ферозонду 2) та магнітному полю тільки перешкоди (з компенсаційного ферозонду 3), які порівнюються між собою. При однакових сигналах, тобто при відсутності різниці між ними, на індикаторний пристрій 12 подається сигнал, про те що поверхня, яка контролюється, не має дефектів. В протилежному випадку, при наявності різниці між сигналами, індикаторний пристрій 12 видає інформацію про наявність дефекту.

Тобто в результаті, ферозондовий пристрій сигналізує про те, у якому стані знаходиться феромагнітна поверхня деталі або виробу, що досліджується: бездефектна; має дефекти малого розміру (використання тільки у полегшеному режимі); має дефекти великого розміру (непридатна для подальшої експлуатації) – це дозволить не перевантажувати ненадійні великогабаритні деталі, а також визначити непридатні для подальшої роботи деталі та уникнути поломок та аварій під час їхньої експлуатації.

Список літератури: 1. Термическая обработка в машиностроении: Справочник/ под ред. Ю.М. Лахтина, А.Г. Рахштадта. – М.: Машиностроение, 1980. – 783 с. 2. Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий. Справочник. В 2-х томах. Том 2 / под ред. В.В. Клюева / 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Машиностроение, 1986, 352 с. 3. Михеев М.Н., Горкунов Э.С. Магнитные методы структурного анализа и неразрушающего контроля. – М.: Наука. – 1993. – 252 с.

Надійшла до редколегії 11.09.08

В.В. ЗИНОВКИН, д-р техн. наук *О.Г. ВОЛКОВА*, аспирант

ДИАГНОСТИКА ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ КОНТАКТОВ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ УСТРОЙСТВ МЕТОДОМ ОБРАТНОЙ ЗАДАЧИ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ

Запропонована методика діагностування технічного стану контактів перемикаючих пристроїв, яка заснована на математичній моделі температурного стану робочої поверхні електричних контактів з використанням зворотної задачі теплопровідності.

Предложена методика диагностики технического состояния контактов переключающих устройств, основанная на математической модели температурного состояния рабочей поверхности электрических контактов с использованием обратной задачи теплопроводности.

Введение. Диагностика работы переключающих устройств является одним из определяющих факторов, направленных на своевременное предотвращение аварийных ситуаций электротехнических устройств. Любые дефекты контактной системы (износ, поломка, нарушение регулировки, изменение переходного сопротивления и т.д.) приводят к увеличению температуры [1-3]. Основными факторами определяющие техническое состояние контактных соединений является температура рабочей поверхности контактов и их проводимость. Несмотря на то, что исследованию электроконтактного нагрева уделяется достаточно большое внимание изучение тепловых процессов непосредственно происходящих на контактных поверхностях, остается актуальной и достаточно сложной научно-технической задачей.

Анализ предварительных исследований. В научной литературе представлены модели тепловых процессов использующие различные методы вычислительной математики, теплотехники и теплофизики [3-5]. Однако широкого применения из-за своей сложности и громоздкости они пока не получили. При отсутствии единого подхода к решению задач тепловыделения при электроконтактном нагреве, происходит дальнейшее усовершенствования уже зарекомендовавших себя теоритических нароботок и адаптации их к конкретным задачам исследования. Проведенный анализ показал [6, 7], что наиболее перспективным для исследования тепловых процессов при электроконтактном нагреве можно считать метод граничной обратной задачи теплопроводности [5]. При использовании этого метода температура в недоступных для прямого измерения зонах оценивается по результатам интерполяции температур в точках, расположенных на доступном для измерения расстоянии от зоны нагрева.

Экспирементальные методики позволяют измерить усредненную температуру на поверхности контактов. По этим результатам определить температуру наиболее нагретых участков не представляется возможным. При этом при непосредственных измерениях используются термосвечи, термопары, термометры, термопленочные датчики и термосопротивления. Поскольку электротермические процессы в контактах зачастую быстротечны, то ввиду инерционности указанных датчиков даже средняя температура определяется с погрешностью.

Целью работы является разработка методики диагностики технического состояния контактов переключающих устройств методом обратной задачи теплопроводности.

Методика и схема диагностики. Структурная схема диагностики технического состояния контактов переключающих устройств приведена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема диагностики технического состояния контактов переключающих устройств.

1 – переключающее устройство; 2 и 3 – система датчиков для измерения температуры в соответствующих местах контакта (согласно рис. 2); 4 – осреднение результатов измерения; 5 – программно-аналитический блок приведения измеренной температуры к температуре в рабочей области; 6 и 7 – блоки прогнозирования (экстрополяции) возможных температур нагрева контактов при дальнейшей эксплуатации при номинальной и резкопеременной нагрузке; 8 и 9 – блоки сопоставительного анализа нагрева относительно нормированного значения и определения реальных перегревов соответственно; 10 – блок расчета проводимости контакта в зависимости от количества коммутаций и данной температуры; 11 – библиотека номинальных и нормированных значений проводимости и перегрева контактов; 12 – блок автоматизированного анализа текущих значений проводимости и перегрева; 13 – блок индификации, аварийной сигнализации и передачи информации оперативному персоналу.
Диагностика технического состояния контактов переключающего устройства осуществляется автоматически в следующей последовательности. Текущая информация о температуре снимается с системы датчиков (блоки 2, 3). Эти датчики располагаются на двух расстояниях от недоступной поверхности контактов исследуемой фазы. Для трехфазной системы они устанавливаются в каждой фазе. Для исключения погрешности измерений в каждой области устанавливается не менее трех термопар, а результаты усредняются. Если информация одной из термопар не поступает ввиду механической неисправности, то при осреднении ее ложные показания не учитываются. Среднее значение температуры из каждой области анализируется в блоке 4.

Расчет температуры рабочей поверхности определяется по косвенным измерениям в зоне нагрева в програмно-аналитическом блоке 5. Температура $T_0(t, x_0)$ в контактной области определяется на основе решения обратной задачи теплопроводности [7]. Рассмотрим решение задачи теплопроводности путем применительно к модели контактов контактора РПН. Модель представляет двухслойную теплоизолированную с внешних сторон систему, нагрев которой осуществляется тепловым потоком q_0 со стороны полупространства x < 0, как показано на рис. 2.



Рис. 2. Схема распространения теплового потока по толщине контакта.

В модели в качестве исходной информации используются экспериментальные значения температур $\hat{T}_1(t)$ и $\hat{T}_2(t)$ которые измерялись хромелькапелевыми термопарами установленными на расстоянии 2 и 4 мм от контактной поверхности (блок 2, 3 соответственно).

Для определения нагрева в контактной зоне использовалась математическая модель теплопереноса в исследуемой области контакта представленная в следующем виде:

$$c_1 \gamma_1 \frac{\P T_1}{\P t} = \frac{\P}{\P x} (\lambda_1 \frac{\P T_1}{\P x}), \ 0 < x < x_1, \ 0 < t < t_k$$
(1)

$$c_2 \gamma_2 \frac{\P T_2}{\P t} = \frac{\P}{\P x} (\lambda_2 \frac{\P T_2}{\P x}), \ x_1 < x < x_2, \ 0 < t < t_k$$
(2)

Эти равенства решаются при следующих начальных условиях:

$$T_1 = T_0, \ 0 \ \text{f} \ x \ \text{f} \ x_1, \ t = 0 \tag{3}$$

$$T_2 = T_0, x_1 \pounds x \pounds x_2, t = 0.$$
(4)

И граничных условиях:

$$T\big|_{x=0} = \hat{T}_0(t), \ x = 0, \ 0 < t < t_k$$
(5)

$$T\big|_{x=x_1} = \hat{T}_1(t), \ x = x_1, \ 0 < t < t_k$$
(6)

$$T\big|_{x=x_2} = \hat{T}_2(t), \ x = x_2, \ 0 < t < t_k \tag{7}$$

где $c_i \gamma_i$ – удельная объемная теплоемкость, Дж/(м³°C); λ_i – теплопроводность, Вт/(м°C); T_i – искомое x – координата, м; t_k – время протекания исследуемого процесса, с; x_1 – глубина первого слоя, м; x_2 –глубина второго слоя, м; T_0 – начальная температура, °C; i = 1, 2.

Решение равенств осуществляется путем последовательного решения двух граничных обратных задач теплопроводности. Сначала по результатам измерений температур $\hat{T}_1(t)$ и $\hat{T}_2(t)$ решалась первая граничная обратная задача теплопроводности. Методом конечных разностей рассчитывалось температурное поле слоя контакта. Далее по формуле (8) определяем тепловой поток $q_1(t)$ на глубине $x = x_1$ и переходим к решению второй граничной обратной задачи теплопроводности.

$$q_1 = -\lambda_2 \frac{\P T_2}{\P x} \tag{8}$$

Во второй граничной обратной задаче теплопроводности по результатам измерений температуры $\hat{T}_1(t)$ и рассчитанному тепловому потоку $q_1(t)$ на глубине $x = x_1$ определяется температура и тепловой поток на поверхности x = 0. Данную задачу ставим в форме задачи Коши:

$$\frac{\P T}{\P t} = -a \frac{\P q}{\P x}, \ 0 < x < x_1, \ 0 < t < t_k$$
(9)

$$\frac{\P T}{\P x} = -q, \ 0 < x < x_1, \ 0 < t < t_k \ . \tag{10}$$

$$T(0,t) = \hat{T}_1(t), \ \frac{\P T}{\P x} = -q_1(t), \ x = 0, \ 0 < t < t_k$$
(11)

где T(t, x) – искомое температурное поле, °C; \hat{T}_1 и $q_1(t)$ – заданные функции; q(t, x) – тепловой поток, °C/c; a – температуропроводность, м²/c.

Начальное распределение температур в контакте принималось равным

температуре охлаждающей среды T_0 . Применяем метод квазиобращения и метод конечных разностей для выражений (9) – (11) и рассчитаем значение температуры и теплового потока на поверхности контакта:

$$q_{i+1}^{0} = -\frac{l}{a\tau} \frac{\partial}{\partial \tau} T_{i}^{1} - T_{i}^{0} \frac{\partial}{\partial t} - (\alpha l - 1) q_{i}^{0}, \ j = 0;$$
(12)

$$q_{i+1}^{j} = -\frac{l}{2a\tau} \mathbf{\hat{e}}^{T} T_{i}^{j+1} - T_{i}^{j-1} \mathbf{\hat{o}}_{\boldsymbol{\dot{\theta}}} - (\alpha l - 1) q_{i}^{j}, \ j = 1, \dots, M - 1;$$
(13)

$$q_{i+1}^{M} = -\frac{l}{2a\tau} \left(T_{i}^{M} - T_{i}^{M-1} \right) - (\alpha l - 1) q_{i}^{M}, \ j = M;$$
(14)

$$T_{i+1}^{j} = -\frac{\alpha l}{a^{2}\tau^{2}} \mathop{\rm e}\limits^{\alpha} T_{i}^{j+1} - 2T_{i}^{j} + T_{i}^{j-1} \mathop{\scriptstyle \overset{\circ}{\scriptstyle \oplus}}\limits_{\dot{\theta}} + T_{i}^{j} - lq_{i}^{j}, \ j = 1,...,M-1;$$
(15)

где τ – дискретные значения координат времени, с; *l* – дискретные значения пространственных координат, м; α – корректирующий параметр [8].

Блок-схема программы приведения результатов измерений температуры к рабочей области контакта приведена на рис. 3.

Информация о рассчитанной температуре рабочей поверхности переключающего устройства поступает в блоки 6 и 7 прогнозирования (экстрополяции) возможных температур нагрева контактов при дальнейшей эксплуатации при номинальной и резкопеременной нагрузках. Далее данные поступают в блоки 8 и 9 где производится сопоставительные анализ нагрева рабочих поверхностей контакта относительно нормированного значения и определяется перегрев контактной поверхности.

Далее текущая проводимость $\sigma_{\text{тек}}$ рассчитывается в блоке 10. В блоке 12 сравниваются значения текущей проводимости $\sigma_{\text{тек}}$ и номинальной $\sigma_{\text{ном}}$ заданной блоком 11 и вычисляется значение изменения проводимости от времени (рис. 4) проводимости и выводится на экран монитора 13.



Рис. 3. Блок-схема приведения температуры по результатам измерений к температуре в рабочей поверхности контакта переключающего устройства



Рис. 4. Прогнозирование изменения температуры. 1 – кривая экстраполяции температуры; 2 – реальное значение температуры (уменьшение проводимости); 3 – реальное значение температуры (увеличение проводимости).

Выводы. Из результатов выполненных исследований следует: 1) приме-

няемые в настоящее время методики не позволяют с достаточной для практики точностью контролировать температуру в области рабочей поверхности контактов переключающих устройств; 2) предложена методика диагностики технического состояния контактов переключающих устройств основанная на определении температуры рабочей поверхности контактов; 3) предложена методика моделирования температурных процессов в недоступных местах прямых измерений контактах переключающих устройств в основу, которой положена обратная задача теплопроводности.

Список литературы: 1. Зиновкин В.В., Волкова О.Г., Карпенко В.В. Исследование электротермических процессов в контактах переключающих устройств при резкопеременной нагрузке // Електротехніка та електроенергетика. – 2007. – № 1. – С. 52-57. 2. Аракелян В.Г. Цели, понятия и общие принципы диагностического контроля высоковольтного электротехнического оборудования // Электротехника. – 2002. – № 5. – С. 23-27. 3. *Матецкий Ю.М., Лушпенко С.Ф.* Идентификация теплофизических свойств твердых тел. – Киев: Наукова думка, 1990. – 216 с. 4. Махненко В.И., Кравцов Т.Г. Тепловые процессы при механизирванной наплавке деталей типа круговых цилиндров. – Киев: Наукова думка, 1976. – 156 с. 5. Лыков А.В. Теория теплопроводности. – М.: Высшая школа, 1967. – 322 с. 6. Алифанов О.М. Артюхин Е.А., Румянцев С.В. Экстримальные методы решения некорректных задач. – М.: Наука, 1988. – 288 с. 7. Рыкалин Н.Н. Расчеты тепловых процессов при сварке. – Машгиз, 1951. – 296 с. 8. Лаврентьев М.М., Романов В.Г., Шишатский С.П. Некорректные задачи математической физики и анализа. – М.: Наука, 1980. – 270 с.

Поступила в редколлегию 13.10.08

УДК 621.372.061

Ж.А. КИРЕЕВА, канд. техн. наук., *В.А. КИРЕЕВ*, канд. техн. наук., *И.В. ПОЛЯКОВ*, канд. техн. наук

ОПТИМИЗАЦИЯ ДОПУСКОВ НА КОМПОНЕНТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Розглянуто і реалізовано метод оптимізації допусків на компоненти радіоелектронних пристроїв, що поєднує теорію чутливості і штрафних функцій. Приведено приклад, що дозволяє судити про ефективність пропонованого методу.

Рассмотрен и реализован метод оптимизации допусков на компоненты радиоэлектронных устройств, которые объединяют теорию чувствительноси и штрафных функций. Приведен пример, который позволяет судить про эффективность предложенного метода.

Проблема оптимизации допусков имеет важное техническое и экономическое значение, поскольку повышение требований к величине допусков на компоненты электронных цепей вызывает повышение стоимости радиоэлектронных устройств (РЭУ). В то же время эту проблему практически невозможно решить путем макетирования, поскольку проектировщик не имеет возможности изменять характеристики полупроводниковых приборов и интегральных схем.

В связи с этим задача оптимизация допусков на компоненты электронных цепей с помощью ЭВМ является актуальной.

Весьма эффективным для практики оказалось сочетание теории чувствительности и метода штрафных функций для решения задачи проектирования РЭУ с оптимальными допусками на его компоненты.

Функция чувствительности характеристики электронной цепи

 $y = f\left(x_1, x_2, \dots x_n\right)$

определяется в [1] как

$$S_i = \frac{\P y}{\P x_i} = S_i(y, x_i) \tag{1}$$

Относительное отклонение характеристики определяется из соотношения (2)

$$\frac{\Delta y}{y} = \frac{\dot{A}}{\dot{a}} S_i \frac{\Delta x_i}{x_i}.$$
(2)

Чувствительность S_i можно определить из формулы (3)

$$S_{i} = \frac{\left| y(x_{1}, x_{2}...x_{i} ...x_{n}) - y(x_{1}, x_{2}, x_{n}, x_{n}) \right|}{y(x_{1}...x_{i}...x_{n})} \frac{x_{i}}{\Delta x_{i}}$$
(3)

На практике $\frac{\Delta x_i}{x_i}$ можно принять равным 0,001-0,01.

Для моделирования наихудшего случая определим верхний $\frac{\Delta y \mathfrak{c}}{y \mathfrak{c}}$ и нижний

 $\frac{\Delta y^{\mathfrak{C}}}{y^{\mathfrak{C}}}$ уход характеристики из выражений $\frac{\Delta y^{\mathfrak{C}}}{y} = \dot{\mathbf{a}} \alpha_i |S_i| \frac{d_i}{x_i}$

$$\frac{\Delta y \mathbf{C}}{\mathbf{y} \mathbf{C}} = \dot{\mathbf{a}} - \alpha_i |S_i| \frac{d_i}{x_i}, \qquad (4)$$

где α_i – величина допуска на *i*- й компонент. Знак α_i определяется выражением $\alpha_i = sign(S_i)$

Для обеспечения работоспособности РЭУ необходимо, чтобы верхний и нижний уходы характеристики не превышали допустимые D(и D(, т.е.

 $\Delta y \in D$

$$\Delta y \, (f D \, (f)) \tag{5}$$

Условия (5) можно записать алгоритмически в виде штрафной функции (6)

$$\psi^{\boldsymbol{\xi}} = \gamma_1 \| D^{\boldsymbol{\xi}} - \Delta y^{\boldsymbol{\xi}} \| - (D^{\boldsymbol{\xi}} - \Delta y^{\boldsymbol{\xi}})$$

$$\psi^{\boldsymbol{\xi}} = \gamma_2 \| D^{\boldsymbol{\xi}} - \Delta y^{\boldsymbol{\xi}} \| - (D^{\boldsymbol{\xi}} - \Delta y^{\boldsymbol{\xi}})$$

$$\psi = \psi^{\boldsymbol{\xi}} + \psi^{\boldsymbol{\xi}}$$
(6)

где γ_1 и γ_2 – весовые коэффициенты. Преимущества такой формы для ψ в том, что $\psi = 0$ в области допустимых $\Delta y < D$. Можно предположить, что стоимость элемента цепи C_i обратно пропорциональна допуску [2, 6] и может быть определена из соотношения

$$C_{i} = c_{i} \frac{\acute{\mathbf{e}} x_{i} \dot{\mathbf{u}}^{n}}{\acute{\mathbf{e}} d_{i} \dot{\mathbf{u}}}$$
(7)

где коэффициент *n* может быть приближенно задан, а c_i коэффициент, пропорциональный чувствительности S_i . Теперь необходимо минимизировать функцию (8) с учетом ограничений (5), используя штрафную функцию (6).

$$C = \overset{N}{\underset{i=1}{\overset{\acute{e}}{a}}} \overset{\acute{e}}{\underset{\acute{e}}{e}} c_{i} \overset{\widetilde{e}}{\underset{\acute{e}}{t}} x_{i} \overset{\widetilde{o}^{n}}{\underset{\acute{e}}{\overset{\acute{u}}}} \overset{\widetilde{u}}{\underset{\acute{e}}{\overset{\acute{e}}}} + \psi, \qquad (8)$$

Это задача нелинейной оптимизации поскольку функция ψ является нелинейной.

Практика проектирования различных РЭУ с помощью программного комплекса [3, 4] позволила анализировать РЭУ, вычислять функции чувствительности и показала, что целевая функция (8) позволяет легко определить оптимальные допуски на компоненты РЭУ на компьютере.



На рис. 1 приведена схема полузвена фильтра нижних частот, для которого вычислены допуски на элементы. Для сравнения приводятся допуски на элементы без учета и с учетом оптимизации.

 $\begin{aligned} d(1)(R_{6H}\%) &= 1.4204515754E + 00\\ d(2)(C\%) &= 8.8831386161E - 02\\ d(3)(R,\%) &= 1.261544902E - 01\\ d(4)(L,\%) &= 8.883138616E - 02, \end{aligned}$

а после оптимизации:

 $d(1)(R_{_{6H}},\%) = 2.589783471E + 00$ d(2)(C,%) = 1.619583938E - 01d(3)(R,%) = 2.30006301E - 01d(4)(L,%) = 1.61958393E - 01

Выводы:

1. Оптимизация допусков на элементы РЭУ позволяет уменьшить их стоимость.

2. Разработанный комплекс программ позволяет анализировать радиоэлектронные устройства в частотной области, вычислять чувствительности, определять допуски на компоненты и оптимизировать их в интерактивном режиме. Список литературы: 1. Гехер К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей. М.: "Сов. Радио", 1973. 2. Калниболотский Ю.М., Казанджан Н.Н., Нестер В.В. – К.: Техніка, 1982. 3. Киреев В.А., Лахно В.И. Алгоритмы и программы анализа чувствительностей электронных схем. – Харьков. 1992. 4. Расчет на ЦВМ допусков параметров элементов по заданным допускам выходных характеристик. В.С. Гаврюк, В.И. Курилин, Е.Ф. Орехов, В.В. Ширяев.– Автоматизация проектирования в электронике, 1972, вып. 5, С. 53-58. 5. Алексеев О.Г., Гаев С.М. Оптимизация допусков на элементы систем автоматического управления. – В кн.: Технические средства автоматики. М., Наука, 1971, С. 343-351. 6. Кривошейкин А.В. Расчет допусков на элементы микросхем по критерию стоимости. – Изв. Вузов СССР, 1976, 19. Сер. Радиоэлектроника, 1969, т. XII, № 8, С.845-851.

Поступила в редколлегию 15.10.2008

УДК 621.313

*Н.Н. КОНОХОВ*¹, к.т.н., доц. *В.Ф. СИВОКОБЫЛЕНКО*², д.т.н., проф.

¹Донецкий институт железнодорожного транспорта Украинской национальной железнодорожной академии (г. Донецк)

²Донецкий национальный технический университет (г. Донецк)

ВЛИЯНИЕ АСИММЕТРИИ КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН И ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ МАТЕРИАЛО-ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ

Розглядається вплив конструктивної (внутрішньої) та напруги живлення (зовнішньої) асиметрії електричних машин (ЕМ) на матеріало-енергоспоживання. Серед джерел конструктивної асиметрії виділяється асиметрія тепло-вентиляційної системи, як основної причини збільшення маса-габаритних показників ЕМ. Робиться висновок про необхідність комплексного підходу до проблеми зниження асиметрії ЕМ.

Рассматривается влияние конструктивной (внутренней) и питающего напряжения (внешней) асимметрии электрических машин (ЭМ) на материало-энергопотребление. Среди источников конструктивной асимметрии выделяется асимметрия тепловентиляционной системы, как основной причины увеличения масса-габаритных показателей ЭМ. Делается вывод о необходимости комплексного подхода к проблеме снижения асимметрии ЭМ.

Введение. Теория симметрии и ее применение в системном анализе конструкций ЭМ были рассмотрены (в том числе в последних работах авторов) в [1-7 и др.]. С другой стороны имеется ряд работ [8-12 и др.], в которых рассматриваются и анализируются вопросы отклонения от симметрии в системах 3х-фазного напряжения и негативное влияние асимметрии питающего напряжения на характеристики и работу ЭМ переменного тока.

Важнейшими характеристиками ЭМ следует считать характеристики материало-энергопотребления, то есть те характеристики, которые определяют потребление электротехнических материалов при производстве ЭМ и электрической энергии при их эксплуатации. К первым относятся себестоимость и массо-габаритные показатели, ко вторым – потери и КПД. В качестве эксплуатационных издержек так же следует учесть затраты материалов и энергии на ремонт, которые зависят в основном от надежности ЭМ и условий эксплуатации. Причем, из условий эксплуатации в первую очередь следует обратить внимание на качество электрической энергии на промышленных предприятиях [8-13].

Цель работы и постановка задачи. На основании изложенного можно

сформулировать двоякую цель данной работы:

а) впервые рассмотреть совместно две близкие с точки зрения теории симметрии проблемы внутренней и внешней асимметрии ЭМ.

б) объединить с точки зрения системного анализа указанные проблемы в общую проблематику симметрии ЭМ.

Для достижения этих целей необходимо рассмотреть следующие научно-технические задачи:

 – дать структурную модель ЭМ с внутренними и внешними десимметрирующими связями.

 показать основные конструктивные несовершенства ЭМ, обусловливающие ее внутреннюю асимметрию.

 показать основные несовершенства систем промышленного энергоснабжения ЭМ, обусловливающую ее внешнюю асимметрию (причем в зависимости от того, для какого режима двигателя или генератора предназначена ЭМ, факторы внутренней и внешней асимметрии могут меняться местами)

– проанализировать критерии оценки и методики расчета внутренней и внешней асимметрии ЭМ:

 проанализировать существующие и предложить новые способы и технические решения, обеспечивающие снижение внутренней и внешней асимметрии ЭМ и защиты от внешней асимметрии.

Безусловно все поставленные задачи значительно выходят за объем одной публикации и настоящие исследования должны быть продолжены.

Структурная модель ЭМ с дисимметрирующими связями. Наиболее полная физическая модель асинхронной ЭМ (АЭМ) была представлена авторами в [3]. Здесь же целесообразно представить структурную энергетическую модель АЭМ (рис. 1).

Все из показанных на рис. 1 энергетических связей в той или иной мере могут быть дисимметрирующими или асимметрирующими. Поэтому общую картину источников асимметрии и некоторых асимметрирующих конструктивных элементов можно представить в виде табл. 1.

Таблица 1

Вид электрооборудо-	Ущерб, USD/год. при β=0,01	Ежегодный ущерб,
вания	USD/(кВт*ч), работе в течении Т, тыс.	USD/год, при
	ч/год, и кап. затрат 3, тыс. USD	K _{2U} =2% β=0,01
	_	USD/(кВт*ч)
АД,U _{ном} =6-	$(600T^{(a.d.)}\Delta P_{M,HOM}+103^{(a.d.)})K_{2U}$	40-120
10кВ.Р _{ном} з 100кВт		
СД,U _{ном} =6-10кВ.	$(970T^{(c.d.)}\Delta P_{M,HOM}+163^{(c.d.)})K_{2U}$	200-150
Р _{ном} =1000-5000кВт		
Цеховые трансформа-		
торы U _{ном} 6-10/0,4КВ		
а)S _{ном} <630кВ*А	$(65T^{(u,t.)})\Delta P_{MHOM}+3^{(u,t.)}K_{2U}$	5-8
б)S _{ном} >630 кВ*А	$(62T^{(II.T.)})\Delta P_{MH0M}+0.93^{(II.T.)}K_{2II}$	10-50



Рис. 1 Структурная энергетическая модель ЭМ переменного тока: 1 – вал, 2 – электромагнитная система, 3 – теплоотводящая система, 4 – конструктивная часть. W~, W_{эм}, W_{мех} – электрическая энергия на входе, энергия электромеханического преобразования и полезная энергия на выходе, ΔW_{тепл}, ΔW_{вибр,шум}, ΔW _{мех,вент} –потери энергии тепловые, вибрационные и шумовые, механические и вентиляционные

Влияние асимметрии на материалопотребление и энергопотребление ЭМ. На основе табл. 1 следует рассмотреть более подробно влияние асимметрии структурных элементов ЭМ на их материалопотребление и энергопотребление. В настоящей работе рассмотрим влияние лишь наиболее существенных дисимметрирующих факторов: влияние асимметрии питающей сети на энергопотребление ЭМ и влияние асимметрии теплового поля и системы охлаждения (СО) на материалоемкость ЭМ.

Влияние асимметрии питающей сети на энергопотребление ЭМ. По определению акад. А.В. Шубникова симметрия, рассматриваемая как закон строения структурных объектов, сродни гармонии [3].

Поэтому проблему асимметрии питающей сети с позиции теории симметрии можно рассматривать как задачу гармонизации трехфазной сети (как источника электропитания) и ЭМ (как электропотребителя).

Если со стороны источника питания на вход ЭМ подаются, кроме напряжений и токов прямой последовательности, также напряжения и токи обратной или нулевой последовательностей, то это приводит к асимметричным режимам её работы. Последние вызывают её дополнительный нагрев. При этом если температура нагрева изоляции превышает номинальную на 8 °C, то для изоляции, например класса A, срок ее службы уменьшается в 2 раза. При возникновении асимметрии питающего ЭМ напряжения, в зависимости от соотношения его составляющих прямой U_1 , и обратной U_2 последовательностей, дополнительно возникает тормозной момент, увеличивается скольжение и потери, что приводит к дополнительному нагреву и ухудшению КПД. При этом следует иметь в виду, что отношение токов I_1/I_2 в 5-7 раз больше, чем отношение напряжений U_1/U_2 , так как индуктивное сопротивление короткого замыкания ЭМ составляет обычно 15-20 %.

Асимметрия напряжений питания вызывает также повышенные значения знакопеременного динамического момента на валу ЭМ, что может привести к её повреждению при пуске. Кроме того, питание ЭМ асимметричным напряжением приводит также к сокращению её срока службы. При наличии напряжения обратной последовательности 2 % от номинального, срок службы сокращается на 20 %, а при 4 % соответственно на 50 %.

Асимметрия сопротивлений обмоток статора и ротора приводит к появлению биений в токах статора, частота которых пропорциональна разности частот токов прямой последовательности статора и ротора. При этом происходит искажение механической характеристики АД, зависящее от степени асимметрии сопротивлений. При обрыве же фазы статора и скольжении S=1 пусковой момент равен нулю, а при обрыве фазы ротора может наблюдаться провал в механической характеристике при S=0.5 из-за так называемого одноосного эффекта включения.

Таблица 2 – Зависимость электромагнитных потерь в электрооборудовании от K_{2U} по данным [8].



Влияние асимметрии СО и теплового поля на материалоемкость ЭМ. Данный вопрос подробно рассматривался в работах авторов [1-4]. В статье [1] на рис. 2 была представлена зависимость $m=f(P_2)$ удельной массы m от

полезной мощности P_2 для ЭД серии ВАО2-ВАО5, а в работе [3] на рис.3 была представлена шкала высоты оси вращения h=f(P) для закрытых асинхронных ЭД в диапазоне мощности 200-1000 кВт. Из приведенных сравнений видно, что удельная масса ЭД серии ВАО2 и ВАО2М (модернизированные опытные образцы), значительно ниже чем ЭД серии ВАО4, потому что ВАО2 и особенно ВАО2М имеют более совершенные в отношении симметрии СО.

Также и в отношении высот оси вращения сравниваемых ЭД (рис. 3 [3]) отечественные серии закрытых асинхронных ЭД уступают зарубежным аналогам, выполненным по рекомендациям МЭК.

Физически эффективность симметричных СО выражается в выравнивании тепловых перекосов, свойственных асимметричным СО, и использовании этого теплового резерва для повышения удельной мощности ЭМ. Этот резерв закладывается и в формуле расчета допустимого превышения температуры обмотки $T_{\text{доп}}$ над температурой окружающей среды $T_{\text{o.c.}}$:

$$\Delta T_{\text{доп}} = T_{\text{пред}} - T_{\text{o.c}} - \Delta T_{\text{зап}} \tag{1}$$

где ΔT_{3an} – запас на неравномерность нагрева активных частей ЭМ.

Для оценки степени асимметрии теплового поля обмотки ЭМ необходимо вводить коэффициент неравномерности нагрева $K_{\text{к.н.}}=T_{\text{ср.}}/T_{\text{max}}$, где $T_{\text{ср.}}$ и T_{max} – средняя и максимальная температура обмотки. В связи с неопределенностью отношения $T_{\text{ср.}}/T_{\text{max}}$ многие зарубежные фирмы регламентируют определенный диапазон этого отношения [9]. Например, нормами VDE устанавливается следующий диапазон отношений $T_{\text{ср.}}/T_{\text{max}}$ (при температуре охлаждающей среды +40°): 1,07< $T_{\text{ср.}}/T_{\text{max}}$ </br>
1,18</br>
1,15. Нормы NEMA предписывают для закрытых ЭД условие 1,18< $T_{\text{ср.}}/T_{\text{max}}$, тем совершеннее конструкция и лучше использование электротехнических и конструкционных материалов!

Как отмечалось в [1-3] симметричные СО имеют еще дополнительные преимущества в повышении эффективности охлаждения, связанные с многовариантностью конструктивных решений и развитием поверхности охлаждения. В качестве примера на рис.2 приведены две внутренние СО из публикации [4].





Рис. 2 а) аксиальная (асимметричная) CO; б) радиальная (симметричная) CO и распределения температуры вдоль обмотки в ЭД ВАОП-560М4 (с аксиальной CO) и ЭД ВАО2 и ВАО2 и ВАО2М (с радиальной CO)

Заключение.

1. Необходим комплексный системный подход к общей проблеме асимметрии ЭМ (табл. 1).

2. Источник внешней асимметрии (питающее напряжение) влияет на увеличение энергопотребления (табл. 2), а также на снижение эксплутационной надежности ЭМ [7, 11,12 и др.].

3. Источники внутренней асимметрии (СО и др.) в первую очередь влияют на увеличение масса-габаритных показателей [1-4 и др.], а также на снижение энергетического показателя – КПД.

4. При проектировании ЭМ необходимо разрабатывать комплексные конструктивные и организационно-технические меры для снижения дисимметририи внутренних источников [4-6 и др.] и для контроля и регулирования асимметрии внешнего источника асимметрии [8, 22, 23 и др.].

Список литературы: 1. Конохов Н.Н. Анализ концепций развития конструкции крупных взрывозащищенных электродвигателей // Електротехніка і електромеханіка. - 2005. - № 1 - С. 47-50. **2.** Конохов Н.Н. Принцип симметрии - как концепция развития конструкции электрических машин // Перспективы и тенденции развития электротехнического оборудования. Труды международного симпозиума "ЭЛМАШ-2006", МА "Интерэлектромаш", октябрь 2006, Москва, 2006г. – 140 в 2-х т.т., Т. 2 С. 128-134. 3. Конохов Н.Н. Структурный анализ и принцип симметрии при совершенствовании конструкции электрических машин // Електротехніка і електромеханіка. – 2007. – № 3 - С. 36-38. 4. Конохов Н.Н. Эффективность и принципы проэктирования симметричных систем охлаждения электрических машин // Електротехніка і електромеханіка. Науково-практичний журнал ЕІЕ, – 2008, № 3 С. 22-26. 5. Дегтев В.Г. Синтез симметричных трехфазных обмоток с заданным уровнем избирательности // Электричество -1993 – № 4. – С. 40-44. 6. Дегтев В.Г. Симметрия и свойства многофазных обмоток // Електротехніка і електромеханіка. - 2002. - № 1. - С. 23-27. 7. Васьковський Ю.М. Гайденко Ю.А. Нацик О.В. Дослідження методами теорії поля характеристик асинхронних двигунів при несиметрії параметрів ротора // Електротехніка і електромеханіка 2007, № 3 С. 19-22. 8. Жежеленко И.В., Саенко Ю.А. Показатели качества электроэнергии и их контроль на промышленых предприятиях. М.: Энергоатомиздат, 2000 – 252 с. 9. Жежеленко И.В., Саенко Ю.А., Горпинович А.В. Влияние качества электроэнергии на надежность асинхронных двигателей // Промислова енергетика та електротехніка, 2004 – № 1 – С. 15-21. 10. Попова І.О. Контроль режимів роботи асинхронних двигунів при несимметрії напруги мережі, Авт. реф. дис... к.т.н. Таврійська державна агротехнічна академія. Мілітопаль, 2003 – 21 с. 11. Дмитриева О.М. Сидоренко О.О. Вплив несиметрії напруг на втрати активної електроенергії у асинхронному двигуні і електричній мережі // Праці ДонНТУ сер. "Електротехніка і електроенергетика" Зб. наук.праць, Донецьк, 2006 - С. 91-96. 12. Федоров М.М. Пинчук О.Т. Влияние несимметрии питающего наряжения на характеристики теплового состояния асинхронных двигателей // Проблеми підвишення ефективності електромеханічних перетворювачів в електроенергетичних системах: Матеріали наук.-техн. конф. Севастополь 24-28 вересня 2007. - Севастополь, 2005 - С. 97-98. 13. Межгосударственный стандарт. ГОСТ 13109-97 "Нормы качества електрической энергии в системах энергоснабжения общего назначения". Киев, Госстандарт Украины; 1999 – 31 с. 14. Копылов И.П. Электрические машины. М.: Энергоатомиздат, 1986 – 360 с. 15. Гашимов М.А. Вопросы исследования несимметрии воздушного задора электрической машины // Автореф. ... к.т.н. Баку, 1972. 16. Урусов И.Д. К вопросу о вибрациях в синкронных машинах под влиянием магнитной асимметрии // Вестник электропромышленности 1940 № 7. 17. Шумилов Ю.А. Магнитные вибрации асинхронных двигателей //Автореф... д.т.н. Харьков, 1980 – 47 с. 18. Исаков В.М., Федорович М.А. Виброшумозащита в электромашиностроении Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 208 с. 19. Чучман Ю.І., Хай М.В., Максимович Д.С. Експлуатація, ремонт та модернізація асинхронних машин // за ред. Ю.І.Чучмана, – Львів: "Інтелект-Захід", 2005. – 272 с. 20. Леонтьев М.К., Карасёв В.А., Потапова О.Ю., Дегтярев С.А. Динамика ротора в подшипниках качения //Вибрация машин, 2007 – № 1 – С. 45-50. 21. Герасимов В.Г. и др. Электротехнический справочник: в 3-х т. Т. 2. Электротехнические устройства / М.:Энергоиздат, 1981. – 640 с. 22. Вагин Г.Я., Севостьянов А.А. К вопросу о применении на предприятиях регулирующих и стабилизирующих устройств // Промышленная энергетика, 1998 № 1. 23. Птицын О.В. Аппаратные средства контроля качества электрической энергии // Промышленная энергетика, 1999 № 5.

Поступила в редколлегию 22.10.2008

КОРБАН Н.П., аспирант

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ ФЕРРОЗОНДОВОГО ДЕФЕКТОСКОПА

Розглядається метод вимірювання параметрів поля розсіяння дефекту при прикладеному постійному і змінному магнітних полях. Розроблена математична і геометрична моделі процесу формування магнітного потоку в осерді ферозонду, індукованого дефектом і математична модель функції перетворення ферозонду. Проведений чисельний експеримент.

Рассматривается метод измерения параметров поля рассеяния дефекта при приложенном постоянном и переменном магнитных полях. Разработана математическая и геометрическая модели процесса формирования магнитного потока в сердечнике феррозонда, индуцированного дефектом и математическая модель функции преобразования феррозонда. Произведен численный эксперимент.

Введение. Одним из видов помех при феррозондовой дефектоскопии являются поля, созданные неоднородными по магнитным свойствам областями, расположенных на участках контролируемой детали. Существенно уменьшить уровень этого вида помех можно намагничиванием объема контролируемого метала до определенного уровня насыщения постоянным магнитным полем, а контроль дефектов осуществлять в приложенном переменном магнитном поле. Таким образом, дефектоскопирование производится в приложенных постоянном и переменном магнитных полях, что ранее не практиковалось и требует определенных теоретических исследований. Основой этих исследований должна являться математическая модель процесса формирования магнитного потока в сердечниках феррозонда, индуцированного дефектом. Этому вопросу посвящается настоящая статья.

1. Конструкция магнитной системы феррозондового дефектоскопа. Конструкция магнитной системы дефектоскопа показана на рис. 1.

По поверхности контролируемой детали 1 перемещается П-образный магнитопровод 3 с расположенными на нем катушками постоянного тока 4 и переменного тока 5. Между полюсами П-образного магнитопровода расположен феррозонд 6, полуэлементы которого включены по градиентометрической схеме.



Рис. 1. Конструкция магнитной системы дефектоскопа: 1 – контролируемая деталь; 2
 область расположения дефекта; 3 – магнитопровод намагничивающего устройства;
 4 – катушка постоянного тока; 5 – катушка переменного тока; 6 – полуэлементы феррозонда.

Постоянное магнитное поле, создаваемое электромагнитом намагничивает область расположения дефекта 2 до состояния близкого к насыщению. Поле подмагничивание включено постоянно во время контроля дефектов. Одновременно в катушку переменного тока 5 подается переменный ток частотой 50-1000 Гц. Дефект обнаруживается в переменном поле. Магнитометрический канал феррозонда имеет фильтр, настроенный на частоту зондирующего магнитного переменного магнитного поля.

2. Математическая модель электромагнитного поля дефекта. Геометрическая модель дефекта показана на рис. 2.



Рис. 2. Геометрическая модель детали с дефектом: 1 – деталь; 2 – дефект.

Для численного расчета параметров электромагнитного поля целесообразно использовать метод интегральных граничных уравнений, записанных относительно введенных вспомогательных поверхностных фиктивных источников, распределенных на границе раздела сред с различными электрофизическими свойствами.

Руководствуясь рекомендациями, изложенными в [1], вводится один векторный и один скалярный фиктивные источники. Принимается, что $\vec{i} = \vec{n} \cdot \vec{F}$ – вектор плотности простого слоя электрического тока и $\vec{\sigma} = \vec{n} \times \vec{F}$ – плотность простого слоя магнитных зарядов.

В результате преобразований получается полная система сингулярных уравнений Фредгольма второго рода, к которой сводится краевая задача для поля вектора *Р*[2]:

$$\frac{i}{n}\frac{\vec{P}(Q)}{2} + \vec{n} \operatorname{rot} \overset{\bullet}{\mathbf{O}}_{S}(P) \overset{\bullet}{\mathscr{S}}_{H} dS_{P} + \vec{n} \operatorname{rad} \overset{\bullet}{\mathbf{O}}_{S}\frac{\mathscr{O}(P)}{4\pi r_{QP}} dS_{P} = \vec{n} \operatorname{rest} \overset{\bullet}{\mathcal{P}}_{CT}(Q);$$
(1)
$$\frac{i}{n}\frac{\mathscr{O}(Q)}{2} + \mu_{r}\vec{n} \operatorname{rot} \overset{\bullet}{\mathbf{O}}_{S}(P) \overset{\bullet}{\mathscr{S}}_{H} dS_{P} + \vec{n} \operatorname{sgrad} \overset{\bullet}{\mathbf{O}}_{S}\frac{\mathscr{O}(P)}{4\pi r_{QP}} dS_{P} = \vec{n} \operatorname{rest} \overset{\bullet}{\mathcal{P}}_{CT}(Q),$$
(1)

где Q – точка наблюдения; $\frac{1}{4\pi r}$ – функция Грина в вакууме; P – точка исто-

ка, принадлежащая границе раздела сред; $\mathscr{G}_{H} = \frac{e^{-jkr_{QP}}}{4\pi r_{QP}} - фундаментальная$

функция Грина, определяющая поле точечного источника в проводящей среде; r_{QP} — расстояние между точкой наблюдения и точкой источника; $r = r_{QP} = \sqrt{(x_Q - x_P)^2 + (y_Q - y_P)^2 + (z_Q - z_P)^2}$. $\vec{P}_{CT}(Q)$ — вектор напряженности магнитного поля, созданного сторонним источником, при решении (2) считается однородным.

Существование и единственность (1) доказаны в [2].

После решения системы уравнений (1) напряженность поля вне проводящего объекта вычисления по формуле [2]:

$$\overline{IP}(Q) = -\frac{1}{4\pi} grad \partial_{S} \frac{\partial(P)}{r_{QP}} dS_{P} + \overline{IP}_{CT} .$$
⁽²⁾

Внутри проводящего объекта с локальной неоднородностью поле вычисляется по формуле [2]:

$$\overline{I}_{\mathcal{F}}^{\mathcal{F}}(Q) = \underbrace{\mathfrak{O}}_{S}^{\mathcal{F}}(P) \times \mathfrak{G}_{H} dS_{P} .$$
⁽³⁾

Численный расчет поля производится по алгоритмам и рекомендациям, приведенным в [1]. При численном решении система интегральных уравнений (1) сводится к СЛАУ путем разбиения площади детали, на которой расположен дефект, на элементарные прямоугольные площадки с точками коллакаций в центрах площадок.

В результате расчета определяется комплексная плотность простого слоя магнитных зарядов **&**, которая зависит от магнитной проницаемости материала детали, то есть от величины подмагничивающего постоянного поля \overline{H}_0 . Величина магнитной проницаемости определяется после численного решения уравнения (1). При этом объем контролируемого материала разбиваются на элементарные объемы, которые имеют форму параллелипитеда.

После определения плотности магнитных зарядов на поверхности дефекта определяется магнитный поток в сердечниках полуэлементов феррозонда с помощью модифицированной формулы К.М. Поливанова [3]:

где **\phi** — комплексное значение магнитного потенциала, создаваемого обмоткой феррозонда с числом витков *w*, на которой протекает комплекс тока **\beta**, *S* — площадь поверхности дефекта.

Расчет потенциала можно выполнить по методике, изложенной в [3].

Для расчета подмагничивающего поля постоянного поля используется математическая модель, предложенная в [1]:

$$\overline{H}(Q) = \frac{1}{4\pi} \frac{\dot{\mathbf{a}}}{a_{j=1}} \frac{\dot{\mathbf{a}}}{k=1}^{N} \frac{\dot{\mathbf{a}}}{k} M_{kj} \frac{\dot{\mathbf{b}}}{S_k} \frac{\overline{r}}{r_{QP}^3} dS_k + \overline{H}_0,$$
(5)

здесь k — грани параллелепипедов, на которые разбивается намагничивающая область; j — элементарный объем; M — намагниченность j-том объеме; $\overline{H}(Q)$ — напряженность в точке наблюдение; S_k — площадки, ограничивающие элементарные объемы; \overline{H}_0 — напряженность намагничивающего поля.

3. Математическая модель функции преобразования феррозонда. Принципиальная схема феррозонда показана на рис. 3.



Рис.3. Принципиальная схема феррозонда

Для схемы справедлива следующая система уравнений:

$$\frac{i}{4} \frac{d}{dt} \psi_{11} + \frac{d}{dt} \psi_{12} + i_1 R_1 = e;$$

$$\frac{i}{4} \frac{d}{dt} \psi_{21} - \frac{d}{dt} \psi_{22} + i_2 R_{21} = 0,$$
(6)

здесь ψ_{11} , ψ_{12} и ψ_{21} , ψ_{22} – потокосцепление двух полуэлементов феррозонда.

$$\begin{split} \psi_{11} &= \frac{1}{2} w_1 SB(H_1 + H_2 + H_0); \\ \psi_{12} &= \frac{1}{2} w_1 SB(H_1 - H_2 - H_0); \\ \psi_{21} &= \frac{1}{2} w_2 SB(H_1 + H_2 + H_0); \\ \psi_{22} &= \frac{1}{2} w_2 SB(H_1 - H_2 - H_0); \end{split}$$
(7)

где *S* – площадь сечения феррозонда; H_0 – напряженность измеряемого поля; H_1 – напряженность поля возбуждения; H_2 – напряженность поля, создаваемого током вторичной обмотки; $e = E_m sin(\omega t) - 3$.д.с. генератора возбуждения.

Система дифференциальных уравнений (8) с учетом (9) сводится к виду [3]:

здесь

$$k = \frac{B_{s}/H_{s}}{1 + \frac{\acute{e}}{\grave{e}} \frac{\pi}{2H_{s}} (H_{1} + H_{2} + H_{0})_{\acute{u}}^{\grave{u}^{2}}; m = \frac{B_{s}/H_{s}}{1 + \frac{\acute{e}}{\grave{e}} \frac{\pi}{2H_{s}} (H_{1} - H_{2} - H_{0})_{\acute{u}}^{\grave{u}^{2}},$$

B_s, *H_s* – индукция и напряженность насыщения сердечника феррозонда, *l* – длина сердечников феррозондов.

Сигнал на выходе феррозондов рассчитывается по формуле:

$$U_{gbix} = -H_2 \frac{lR_2}{w_2} \tag{8}$$

Решение системы нелинейных дифференциальных уравнений (7) произ-

водится численным методом.

4. Результаты численного эксперимента. При численных экспериментах сечение дефекта считалось прямоугольным, длина дефекта составляла $10l_{\phi}(l_{\phi} - длина$ сердечника феррозонда), что позволяло считать, что распределение поля над дефектом не зависит от длины дефекта. Переменными параметрами дефекта являлись его ширина 2a (раскрытие) и глубина *h*.

Составляющие вектора напряженности магнитного поля рассчитывались на расстоянии 1,0-3 мм от поверхности, что соответствует практике неразрушающего контроля.

Ширина раскрытия дефектов варьировалась в пределах 0,1-2 мм, глубина трещин составляла 0-5 мм.

Величина зондирующего магнитного поля на поверхности детали составляла 2500 А/м. Магнитные характеристики были взяты для магнитной стали 16ГНМ и Ст20.

Особенности топографии магнитных полей дефектов иллюстрируются графиками, приведенными на рис. 4, 5. На рис. 4 показаны касательная (горизонтальная) составляющая напряженности магнитного поля H_x и нормальная (вертикальная) составляющая поля рассеяния дефекта.

Необходимо отметить, что в приложенном переменном поле интенсивность поля дефекта больше на 18-20 %. Особенно увеличивается при переменном поле нормальная составляющая напряженности поля (рис. 4, б).



Рис.4. Зависимость горизонтальной составляющей магнитного поля от координаты x, для дефекта 2*b*=0,05 мм, *h*=2,5 мм.

переменное поле постоянное поле

Это увеличение интенсивности поля характерно для всех геометрических размеров дефекта. При этом сигнал дефекта более локализован, что видно из графиков рис.5.



Рис. 5. Зависимость параметра x_n от глубины трещины h (2b=0.2 мм).

Глубина для переменного поля оказывает более слабое влияние на максимальное значение нормальной составляющей напряженности поля дефекта. Приложенное значение постоянного магнитного поля до некоторых значений увеличивает максимальное значение переменного поля рассеяния дефекта, а при дальнейшем увеличении подмагничивающего поля это значение начинает уменьшаться. Это происходит потому, что вначале, с ростом подмагничивающего поля, увеличивается магнитная проницаемость материала, которая при достижении некоторого значения напряженности поля подмагничивания начинает уменьшаться. Таким образом, имеется выбор: или увеличивать чувствительность феррозондового дефектоскопа путем приложения в зоне контроля постоянного поля, или уменьшать на некоторую величину чувствительность, но при этом повышая его защищенность от помех, вызванных магнитной неоднородностью контролируемого материала.

При увеличении ширины раскрытия дефекта амплитуда поля рассеяния несколько падает, причем это падение для приложенного переменного поля более явное, чем постоянного магнитного поля.

Из вышесказанного можно сделать вывод, что контроль поверхностных дефектов в приложенном переменном поле имеет определенные преимущества перед контролем в приложенном постоянном.

К этим преимуществам относится более интенсивное поле рассеяния дефекта и его большая локализованость. Возбуждение переменным и постоянным полями дает возможность регулировать чувствительность измерительного канала и уменьшать влияние помех, вызванных магнитной неоднородностью контролируемого участка детали.

Выводы

1. В приложенном переменном электромагнитном поле максимальные значения составляющей вектора напряженности поля рассеяния дефектов типа трещин в 1,2-1,4 раза больше, чем в приложенном постоянном поле.

2. Расстояние между максимальными значениями функции напряженно-

сти магнитного поля рассеяния дефектов в приложенном синусоидальном электромагнитном поле составляет 0,6-0,7 от расстояния между этими максимумами в приложенном постоянном поле. Иными словами, поле рассеяния дефектов более локализовано в пространстве, чем поле, индуцированное постоянным магнитным полем.

3. Эффект увеличения максимального значения информационного параметра поля дефекта и локализации поля в пространстве возрастает при использовании в качестве приложенного неоднородного переменного электромагнитного поля.

Список литературы: 1. П.А. Курбатов, С.А. Аринчин, Численный расчет электромагнитных полей. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 168 с. 2. Тозони О.В., Майергойз И.Д. Расчет трехмерных электромагнитных полей. – К.: Техніка, 1974. – 352 с. 3. А.Ю. Полтавцев, Н.П. Корбан, А.Е. Якименко. Моделирование процесса измерения неоднородных магнитных полей феррозондом. Техническая электродинамика. Тем. выпуск. 2008. С. 13-15.

Поступила в редколлегию 15.09.08.

*ЛАТИНІН Ю.М*¹., канд. фіз. мат. наук *ЛУПИКОВ В.С.*², д-р техн. наук

¹Українська інженерно-педагогічна академія (Харків)

² Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут" (Харків)

СПАДКОЄМНІСТЬ ПІДРУЧНИКІВ З ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ ВІД ШКОЛИ ДО ВНЗ І ЕФЕКТИВНІСТЬ НАВЧАННЯ

Розглянуто питання спадкоємності підручників з електротехніки для шкіл, професійно-технічних закладів, коледжів, технікумів і вищих навчальних закладів. Запропоновано загальні принципи викладу матеріалу по електротехніці.

Рассмотрены вопросы преемственности учебников по электротехнике для школ, профессионально-технических заведений, колледжей, техникумов и высших учебных заведений. Предложены общие принципы изложения материала по электротехнике.

Вступ. Освіта є безперервний процес. Навчання електротехніці починають в школі [1-6], продовжують у професійно-технічних закладах (ПТНЗ) [7, 8], коледжах, технікумах [9] і завершують у вищих навчальних закладах (ВНЗ) [10, 11]. Умовно його можна розділити на три етапи: початковий (середня школа), проміжний (ПТНЗ, технікум, коледж) і кінцевий, що має місце у ВНЗ. Пересічна людина може послідовно пройти у навчанні усі три етапи, поступово поглиблюючи і набуваючи свої знання, навички та уміння. Тому повинен існувати змістовний, методичний взаємозв'язок між ними, а отож, і між підручниками, посібниками. Крім того, на сучасну молодь суттєво впливають Іпternet та комп'ютерні технології як джерела технічних знань. Взагалі виникає проблеми можна сформулювати так: що передавати, як передавати, як закріпити, що це дає конкретній людині. Тому актуальність цієї проблеми не викликає сумніву.

Мета роботи – аналіз спадкоємності існуючих підручників та їх взаємовідношення з комп'ютерними технологіями.

Аналіз стану викладання знань з електротехніки. Складність матеріалу, методика його викладання зростають по мірі розвитку учнів. Найпростіший матеріал шкільний, найскладніший – вузівський. Перший етап, який започатковує електротехнічну освіту, починається зі школи. На наш погляд, він є найважливішим. І ось чому. По перше, він може бути першим й останнім для людини, яка не буде далі мати відношення до електротехніки. По друге, саме перші знання вбиваються майже на все подальше життя. Тому від того, наскільки якісні підручники залежить і ефективність подальшого навчання. Відразу необхідно вірно вчити, щоб не прийшлося переучувати, оскільки це робити набагато важче: "горбатого хіба вже могила виправить". Електротехніку починають вивчати у п'ятому класі і фактично закінчують у восьмому. У старших класах вивчають автоматику, електроніку, комп'ютерні технології тощо. Внесок кожного етапу навчання в ефективність навчання є різним.

Саме на першому етапі навчання розділи шкільних підручників "Трудове навчання", під назвою "Електротехнічні роботи" мають найбільші недоліки. В першу чергу, методичні, змістовні, термінологічні. Такий стан виникає завдяки тому, що можливо цей розділ пишуть не професійні електротехніки. Автори шкільних підручників так спростили та адаптували матеріал для учнів, що він у багатьох випадках змінив сутність. Не дивлячись на те, що визначення явищ, процесів, термінів, понять, принципів роботи приладів тощо повинні бути адаптованими, спрощеними з урахуванням розвитку школярів, воно ні в якому разі не повинно змінювати їхню сутність, давати спотворену, хибну інформацію. На превеликий жаль у шкільних підручниках не завжди дотримуються цього правила і на свій розсуд й розуміння дають ті чи інші визначення, які не відповідають дійсності.

Поняття, терміни, визначення основних електротехнічних величин мають буги близькими один до одного за сутністю, незважаючи на те, для кого вони розраховані: учнів або студентів. В ідеалі бажано, щоб вони були ідентичними за змістом. В цьому випадку можна досягти мети – підвищення ефективності навчання. Більш того, визначення не повинні суперечити тим, що існують у суміжних дисциплінах, наприклад у фізиці. Чи є така величина, як "потужність ... енергії". Ні, немає. Некоректно у підручнику для 6-го класу визначена люмінесценція: "світіння речовин під дією електричної енергії без випромінювання тепла". шо не вілповілає сутності явиша. Випромінювання світла при люмінесценції виникає при дії на речовину різних чинників: протіканні хімічних реакцій (наприклад, при гнитті рослин), під дією електричного поля, радіації чи ультрафіолетового випромінювання. Але в жодному довіднику не знайти люмінесценції під впливом електричної енергії. Визначення "короткого замикання" – "надмірного нагрівання проводів через неправильне з'єднання в електричному колі або перевантаження, які можуть привести до аварії", неможливо вважати чітким, однозначним. Воно не відповідає етимології словосполучення "коротке замикання" (КЗ), дефініції його у державному стандарті з електротехніки, довідниках (Большой энциклопедический словарь. – М.: Сов. энциклопедия, Т. 1. – 1991, с. 634). Тут змішалися наслідок й причина. Надмірне нагрівання проводів лише наслідок, один із ефектів, що проявляється, коли у колі виникає КЗ. електричної Можливі й інші: виникнення дуги, іскріння, дія електродинамічних сил, перехідних процесів тощо. Первинним тут є "неправильне" (пояснення цього терміну у підручнику немає) з'єднання у колі. Наприклад, з'єднання двох різних точок кола, між якими є напруга, дротом чи іншим електропровідним тілом з незначним опором. Внаслідок цього струм

цього тіла, а отож і у всьому колі (проводці) при цьому різко зростає. Суттєве зростання струму приводить до істотного нагрівання квартирної проводки. Остання не розрахована на такий струм. Перенавантаження квартирної мережі її споживачами теж обумовлює перегрівання проводки. Але не завжди воно приводить до плавлення ізоляції проводки і до з'єднання проводів між собою. Таким чином, виникненню КЗ у квартирній мережі може передувати її перенавантаження. За допомогою електричних запобіжників "запобігти КЗ" неможливо. Якщо у колі щось невірно з'єднано, чи перемкнуто, ніякий запобіжник цьому не перешкодить. При виникненні КЗ він лише не дасть подальшому розвитку негативних процесів, які при цьому виникають. Не повинно бути розбіжностей, що ставлять учнів у суперечність з дійсністю. Чи знає учень постулат про "взаємодію лише подібних величин"? Ні. Чи не здивує учня ПТНЗ, що "зі зростанням кількості послідовно ввімкнених реальних джерел електрорушійних сил (ЕРС) еквівалентне значення джерел наближається до ідеального джерела струму", або, "що це не кулонівська, а набагато сильніша взаємодія – магнітна". Ці твердження є помилковими. Електричні взаємодії зарядів (кулонівські) значно сильніші за магнітні.

Дефініцію величини треба формулювати через об'єктивно існуючи речі, а не ідеальні. Приклади невдалих дефініцій в підручниках для ПТНЗ.

Невірно визначати, що "магнітний потік" "створюється кількістю магнітних силових ліній, що проходять через площину *S*", або "магнітна індукція" – "характеризує щільність магнітних силових ліній, що проходять через площину *S*" чи "напруженість магнітного поля показує яка намагнічувальна сила припадає на кожний метр довжини поля" (підручник для ПТНЗ).

Помилкове й твердження, що "на виводах з'явиться ЕРС самоіндукції", "одержують на виводах статора змінну ... ЕРС". Чисельно ЕРС визначається як сумарна дія напруженості стороннього магнітного поля в контурі. Вона має сенс тільки при наявності контуру, який може бути виконаним з провідникового чи з непровідникового матеріалу. На виводах його з'явиться *електрична напруга*, але не ЕРС.

Не визначає державний стандарт з електротехніки такі види, способи з'єднань чи ввімкнення, які подає шкільний підручник: незалежне чи самостійне, почергове, залежне ввімкнення тощо. Та й що таке незручність послідовно з'єднаних споживачів? Зауважимо, що незалежного з'єднання у колі не буває. Приєднання будь-яких елементів до вихідного кола змінює його. Зміняться і його параметри: напруги, струми гілок. В противному разі до джерела можна приєднати безліч приладів чи споживачів. Немає послідовного, паралельно, змішаного з'єднання опорів, чи у трипроменеву зірку, трикутник, оскільки опір є параметром резистору чи іншого елементу.

Практично майже уся електротехніка базується на явищі електромагнітної індукції. Отож, розуміння його сутності учнем чи студентом вкрай важливо. Але чи зможе він досягнути цього, якщо її пояснення у підручнику для ПТНЗ є таким: "магнітне поле ротора жене через обмотку статора вільні електрони внаслідок взаємодії силових ліній магнітного поля статора з силовими лініями мікромагнітних полів вільних електронів", або "...при обертанні ротора перед обмоткою змінюється магнітна індукція (щільність силових ліній)". Вони у корні є невірними. Що таке силова лінія мікромагнітного поля та його взаємодія з магнітним полем статора? Нісенітниця. При русі магніту виникає електричне поле. Воно діє на вільні електрони провідників спрямовуючи їх рух і обумовлюючи струм, якщо коло є замкненим. Це поле є вихровим, а інтеграл від нього по контуру дорівнює ЕРС. Індукція ж постійного магніту не може бути змінною: при обертанні останнього змінюється магнітний потік, але не індукція.

Не корегуються дефініції другого закону Кірхгофа, які сформульовані у підручниках для різних етапів навчання: "У замкнутому контурі електричного кола алгебраїчна сума ЕРС дорівнює алгебраїчній сумі спаду напруг на всіх ділянках контура" [7]; "Алгебраїчна сума ЕРС усіх гілок контура і падіння напруг на опорах гілок однакові або алгебраїчна сума напруг у контурі дорівнює нулю [8]; "В кожному замкненому контурі складного електричного кола алгебраїчна сума ЕРС дорівнює алгебраїчній сумі спадів напруг на окремих його ділянках" [9]. Недоречно подавати у якості окремого підпараграфу закони електротехніки для електричних кіл синусоїдного струму". Тим більше, що формулювання другого закону Кірхгофа ("сума комплексів ЕРС при обході замкненого контуру дорівнює сумі добутків струмів на відповідні комплекси опорів та сумі комплексів напруг" [8]) не корегує з формулюванням цього закону для кіл постійного струму.

Алгебраїчна сума падінь напруг у будь-якому замкнутому контурі дорівнює алгебраїчній сумі ЕРС, що діють уздовж того ж контуру, або алгебраїчна сума напруг (але не спадань напруг) уздовж будь-якого замкнутого контура дорівнює нулю [10]. В підручнику [11] вони сформульовані, на наш погляд найкраще, але у різних місцях – по різному. Так робити недоцільно. І ось чому. Воно заважатиме студентові визначити, яка з дефініцій є найбільш загальною, і саме головне, не дає можливості зрозуміти його сутність, області використання. Зауважимо, що і формулювання першого закону Кірхгофа є різними, не дивлячись на те, що сутність його є більш простою. У підручнику ПТНЗ його дефініція така: "алгебраїчна сума струмів у вузлі електричного кола в кожний момент часу дорівнює нулю". У підручнику [8] "Алгебраїчна сума струмів, що сходяться до вузла, дорівнює нулю". Але у вузлі сходяться не струми, а гілки кола. Струм конкретної гілки у розглядувану мить може бути спрямованим до вузла, а інших – у напрямку від нього і навіть дорівнювати нулю. Визначаючи область його застосування, у підручнику [9] стверджують, що він стосується "розгалужених електричних кіл, де є одне джерело живлення", що не відповідає істині.

Нажаль сучасні підручники ще мало використовують колір та шрифт для виділення основних положень, висновків. Нонсенсом є, коли перелік основної літератури підручника ПТНЗ містить вузівські підручники та підручники для

технікумів, або підручник з теоретичних основ електротехніки (ТОЕ). Вузівські підручники з електротехніки також не повинні містити у переліку підручники з ТОЕ. Рисунки підручнику ПТНЗ повинні бути більш простими, містити більш конкретні пояснення. Підписи до них повинні бути лаконічними, зрозумілими учням. На протязі усього підручнику повинна реалізовуватися єдина методика оформлення графічної інформації. Бажаним є наявність підписів під рисунками. Неприпустимо, коли більшість рисунків не мають підписів, а тільки деякі їх містять [8]. Неприпустимо, коли підписи є помилковими: замість пондеромоторний (підпис до рис. 18.2) вживають термін "пондемоторний", не розкриваючи змісту цього терміну. Недоречно вживати на графіках одиницю магнітної індукції не в системі одиниць СІ (гаус замість Тесла), а тим більше, не вказувати на графіках величину та одиницю її виміру. Наведемо приклад "невдалих" підписів, пояснень: "схема замкнутих кіл", "електрична схема протікання стру-му", "циклічне перемагнічування матеріалів", "однофазне доторкання люди-ни...", "електромагнітна схема трифазного трансформатора" тощо. Недоцільно у підручнику використовувати не внормовані терміни, їх визначення. Наприклад, "кутова швидкість струмів", "однофазний струм", "трифазний струм, який складається з трьох струмів, синусоїди яких відхилені одна від одної на фазний кут 120°", "котушка має активний опір, оскільки вона перемагнічується", "напру-га витрачається на подолання активного опору", "активний опір має поверхневий ефект", "магнітні силові лінії вміщуються у магнітному колі", "е.р.с. додається до напруги", тощо.

Принцип роботи приладу має відповідати істині, а висновки – бути вірними, однозначними. У шкільному підручнику [1] роблять помилковий висновок: чим більше прилад споживає енергії, тим більше повинна бути площа перерізу проводу. Поперечні розміри струмопровідної частини шнура, проводки залежать не від споживаної енергії, але – від потужності підключених до мережі квартири приладів, що чисельно дорівнює енергії, яку вони споживають в одиницю часу. Споживана приладом енергія залежатиме не тільки від потужності приладів, але й терміну їх роботи. Подібні зауваження стосуються й нагрівання продуктів у мікрохвильовій печі: "В микроволновых печах имеется устройство, с помощью которого...быстро нагреваются в поверхностном слое продукта молекулы воды и жира. Из него это тепло быстро проникает вглубь продукта, поэтому на подогрев...пищи тратится мало времени". Висновок є помилковим. Нагрівання продуктів у дійсності йде практично у об'ємі. Терапія з використанням електромагнітних хвиль надвисокої частоти (НВЧ) була б неможливою, якщо б прогрівання НВЧ-хвилями виникало лише в поверхневому шарі внутрішніх органів людини.

Учню треба подавати факти, істини, які вже мають місце і не перетерплять кардинальних змін на протязі його життя і, саме головне, будуть допомагати йому активно, усвідомлено діяти. Незрозуміло, чому шкільний підручник не містить інформації про сучасну квартирну трипровідну мережу живлення, триполюсні розетки, які суттєво підвищують рівень безпеки людини. Не дивно, що "школа пытается вложить в голову ученика массу всяких, порою...бесполезных, знаний, которые он не использует в своей жизни..." [12].

Чи потрібно випускнику ПТНЗ вміти розраховувати магнітні кола і "проектувати електромагніти за заданими зусиллями F_m чи Φ_m "? На наш погляд, недоцільно. Математичний апарат, що використовується у підручнику, повинен відповідати розвитку та рівню підготовки випускника. Чи зможе пересічний учень ПТНЗ розв'язати систему з трьох комплексних рівнянь. Думаємо, що ні. Отож, використовувати у підручнику для ПТНЗ диференційне числення, векторний добуток двох векторів, метод послідовних наближень при розв'язанні систем нелінійних рівнянь чи лінеаризації тощо є помилкою. Замість спрощення воно ускладнюватиме розуміння сутності матеріалу. Недоцільно й вводити поняття "одиничної магнітної трубки" для графічного зображення магнітного потоку, диференційної проникності, які практично далі у підручнику не використовуються. Їх не використовують і вузівські підручники з електротехніки.

Підручники не повинні порушувати й гносеологічний принцип – перехід кількості у якість. На рисунках шкільного підручника лампи розжарення на номінальні напруги живлення від 1,5 до 220 В зображені ідентичними, хоча ті, що розраховані на напругу менше, ніж 12 В, мають суттєво інші номінальні параметри: потужність, струм, а, отож – розміри колби, патрону, спіралі, кількість траверсів. Лампочка, що живиться батарейкою кишенькового ліхтарика значної ємності, не може мати розмір, що є суттєво більший, ніж у джерела.

Схеми. Суттєве перекручування істини виникає при визначенні поняття "схема" електричного кола. На рисунку шкільного підручника зображені майже дві однакові принципові схеми (підпис під ним), але не говориться, в чому полягає їх різниця. На рис. 156 підручника 7 класу поряд з зображенням праски дано її схему, але без підпису й посилання у тексті, причому вона не є принциповою. Вона не містить переліку використаних елементів, їх літерноцифрових позначень. Останнє не дозволяє їх однозначно ідентифікувати, тим більше враховуючи, що однотипні елементи на схемі мають різні умовні позначення (розмір). Загальним недоліком усіх підручників є те, що схема не є чітко визначеним поняттям, як вторинної й залежної від електричного кола графічної моделі, яка придумана людиною для своїх потреб. Схеми повинні рисуватися, дотримуючись відповідних правил. Недоцільно на них не зображати вузли, або зображати одні й ті ж елементи по різному: графічні зображення однакових елементів повинні бути ідентичними. Нерідко схему ототожнюють безпосередньо з самим колом: "доповнимо електричну схему другою такою самою лампою та вимикачем..."; "не розбирайте електричну схему, не вимкнувши вилку..., не робіть перемикань у контактній схемі, коли вона перебуває під напругою..."; "знати конструкцію й принцип дії кожного елемента схеми", "монтаж электрических схем (электромонтаж)", "після перевірки електромонтажної схеми від'єднай її від джерела...струму". Більш того, у програмі для загальноосвітніх закладів (5–12 класів), що затверджена МОН України, фігурують некоректно сформульовані вимоги до рівня підготовки учнів: "виконує правила монтажу електричних схем (7 кл.)", "складає...схеми випрямлення змінного електричного струму" (9 кл.). При такій постановці неможливо виконати завдання "развивать навыки определения соответствия между реальными объектами и их условными графическими обозначениями".

Непорозуміння виникне у учня, що читає підручник, коли він спробує зрозуміти сутність поняття "схема електричного кола". Остання є його графічною моделлю, яка відбиває елементи, що входять до кола, їх з'єднання, ті чи інші його властивості та якості, процеси, які в ньому виникають, тощо. У відповідності з стандартом схема є "графічне зображення електричного кола, яке складається з умовних позначень його елементів та з'єднання" (ДСТУ 2843-94 Електротехніка. Основні поняття. Терміни та визначення). Тому термін електрична схема обов'язково повинен вживатися зі словом, що позначає об'єкт, моделлю якого вона є: схема електрична пожежної сигналізації, пристрою, приладу. Наприклад, електрична схема праски, електрокаміну тощо. Від того, які властивості кола відбиває та чи інша електрична схема існує й більш детальна її класифікація: принципова або повна, з'єднань або монтажна, структурна, функціональна, заміщення (розрахункова) тощо. Найбільш повною моделлю кола, що відбиває склад його елементів, їх параметри, зв'язки між ними і дозволяє скласти уявлення про принцип роботи пристрою чи приладу є принципова схема. Вона дозволяє зібрати коло (пристрій, прилад, виріб). Наведемо її визначення за різними джерелами (рис. 1):





Видно, що вони суттєво різні. Подібна ситуація склалася і з поняттям монтажна схема, причому остання навіть використана у підручнику [8] при формулюванні принципової схеми (рис. 2).

Як бачимо, дефініції відрізняються. Навіть у одному й тому ж шкільному підручнику їх наведено дві, причому одна суперечить другій. І це не дивно. У підручнику б класу задекларована практична робота "*Складання* принципової схеми освітлювальної мережі". У відповідності до мети учень повинен не накреслити, але скласти схему. Далі йде перелік обладнання, яке необхідно для виконання цієї роботи: "стенд із змонтованою електромонтажною схемою..., що містить електролічильник...штепсельну вилку".



Рис. 2.

Із вищезазначеного витікає, що електромонтажна схема є реальним електричним колом. Далі йде перелік послідовності виконання роботи: 1) ознайомся з особливостями електричної схеми, способами з'єднання електротехнічних пристроїв та електроарматури і 2) накресли принципову електричну схему.

Отож, метою роботи є "складання" принципової схеми. Але в кінці учню наказують її накреслити. Його інформують, що з особливостями "креслення таких принципових схем ти дізнаєшся пізніше". Практично на наступній сторінці він вже ознайомлюється з особливостями електричної схеми, хоча й незрозуміло з якими та у порівнянні з чим.

Аналогічно у підручнику для 7 класу практична робота №27 "Складання монтажної схеми нерозгалуженого електричного кола" свідчить, що схема й коло начебто тотожні речі. Як інакше можна трактувати текст: "після перевірки електромонтажної схеми від'єднай її від джерела електричного струму", "виконай демонтажні роботи" тощо. Чи можна зробити "Складання розгалуженого електричного з'єднання джерел та споживачів електричного енергії". Складають коло, з'єднуючи між собою джерела електричного стру-

му, споживачів, комутаційні, контролюючі прилади. Отож, схему креслять, читають, спрощують, збільшують, зменшують масштаб тощо. Але не складають чи монтують. Монтують коло, пристрій у відповідності з його принциповою чи монтажною схемою.

Практично у шкільному підручнику *жодна зі схем не є* принциповою чи монтажною. З їх допомогою не скласти коло, що однозначно відповідатиме схемі, оскільки всі елементи, які входять до кола, їх параметри повинні бути відомими. Тому безпосередньо невід'ємною частиною принципової схеми є специфікація, у якій вказують перелік елементів кола, їх параметри. В противному випадку коло не скласти, навіть якщо відомі його елементи. Нехай для цього необхідні дві лампи розжарювання, джерело, з'єднувальні провідники та вимикач. Але з якими номінальними параметрами? Лампи розжарювання є на такі напруги: 1,5; 2,5; 3,5; 36 В тощо. З якими параметрами треба взяти джерело напруги? Жодна зі схем, що наведені у підручнику, без допоміжної інформації не дозволить створити коло. Учень сьмого класу не накреслить "принципову електричну схему з'єднання джерела струму та споживачів нерозгалуженим з'єднанням" (тест №13), оскільки завдання не містить параметрів елементів кола. Завдання треба формулювати по іншому: "накреслити електричну схему нерозгалуженого кола, що містить джерела, споживачів, умовні позначення його елементів яких наведені на рисунку".

Подібна ситуація прослідковується в підручниках, посібниках та інших матеріалах для ПТНЗ чи ВНЗ, хоча і в меншій мірі. У підручнику для ПТНЗ використовують таке словосполучення: "Принципові електричні схеми зварювальних трансформаторів". Але вони не мають ніякого відношення до них. Вживають не внормовані терміни: "електромагнітна схема трифазного трансформатора", "конструктивна схема", "схема принципу дії...", "схема ротора", "схема пуску", "спрощена схема...", "ЕРС дорівнює напрузі на ідеальній частині схеми...або напрузі на всій схемі", "схему подано у вигляді двох схем, в одній з яких діє джерело..." тощо. Можна прийти до помилкового висновку – "схема" є суттєво ширшим поняттям, ніж "коло". У підручнику для ВНЗ подібна ситуація: "гранично згорнута схема", "електромагнітна схема випрямлення", "вентильна схема", "трифазні випрямні схеми", "трифазна мостова схема", "практична схема...", "спрощені схеми", "розрахункова схема", "однопівперіодна трифазна схема з нульовим виводом", "два типи схем", "використовують трифазні випрямні схеми, що мають порівняно з однофазними ряд переваг" тощо. Фактично наведені у цьому підручнику принципові схеми не є такими. У них невідомі усі параметри елементів кола. Наприклад, параметри резисторів (потужність, яку вони розсіюють), діоду VD1, тощо. Навіть у підручнику [11], який можна вважати візірцем навчальної літератури для ВНЗ, поняття "схема" теж має різний сенс: "еквівалентна схема", "схема реалізації пристрою", "блок-схема" (застарілий термін), "спрощена схема", "комбінаційна схема ", "схема з використанням транзистора" тощо. Таке ста-

новище характерно і для підручників російських видань: "обобщенная схема, гистерезисная схема, однопороговая схема, расчетная схема, практическая схема, параллельная, последовательная, последовательно-паралельная, трансформаторная, электронная, регенеративная, типовая" [15]. Схему нерідко ототожнюють з реальним пристроєм. У підручнику [16] розділ 5 має назву "Моделирование электрических цепей". Але в тексті мова йде про наступне: моделювання реальних схем, макети досліджуваних схем, нелінійні електричні схеми, "при построении схемы введем в нее амперметры, которые будем использовать для измерения...токов в ветвях цепи", або "соединим элементы...проводниками, подключим к схеме заземление и получим полную схему цепи". Вводять параметр схеми ("передаточная характеристика"), оперують з термінами: "полная исследуемая схема", "моделируемая схема", "собирают схему", "схема моделируемой цепи".

Одиниці виміру величини треба наводити лише в системі СІ, а тим більше – не плутати їх з розмірністю: "потенціал має розмірність [В]", "розмірність напруженості буде ньютон поділений на кулон або вольт поділений на метр". Одиниці вимірювання повинні відповідати загальноприйнятим, стандартизованим. У підручнику для ПТНЗ індуктивність котушки вимірюють у генрі Ом с, абсолютну магнітну проникність – в Ом с/м, питомий опір $\rho - O_{M'M/MM^2}$. І саме головне, одиниці виміру не повинні бути помилковими. Спожита електроенергія у шкільному підручнику подана не в кВт год, але в кВт/год і навіть кВт. Абзац підручнику, що стосується обліку спожитої електричної енергії, з методичного боку викладений некоректно. Починається він з твердження, що облік енергії визначають за допомогою лічильника. Але вже в наступному реченні вводять величину "потужності спожитої електроенергії" і одиницю її виміру (Вт, кВт): замість енергії мова йде про потужність. Третє речення знову повертає учня до лічильника, спожитої енергії та її вартості. Учень просто заплутається в одиницях виміру енергії та потужності, особливо враховуючи, що одиниця енергії є помилковою. Щоб учні краще засвоїли тему "Розрахунок витрат електроенергії за допомогою електричного лічильника", бажано навести конкретний числовий приклад. Підручник стверджує, що цифри лічильника, які виникають у вікнізнакомісці за комою, показують спожиту електроенергію у "ватах за годину". Але цей розряд віддзеркалює результат спожитої енергії у десяткову частину однієї кВт-год. Енергія у 1 Вт-год занадто мала виміру, що знешкоджує доцільність її використання людиною для вимірювань. При роботі електропраски цифри цього вікна постійно змінювались і числовий розряд втратив сенс. Починаючи з підручників для ПТНЗ необхідно вказувати точність розрахунків і дотримуватися її.

Комп'ютерні технології. Internet, технології на його основі є сьогодні одним з ефективних методів здобуття інформації, навчання. Але жоден з перелічених у статті підручників не використовує його. В них відсутні і посилання на нього, що істотно обмежує ефективність навчання.

Висновки.

1. На сьогоднішній день між підручниками різних етапів навчання не існує тісного взаємозв'язку та обумовленості. Як наслідок – знижується ефективність навчання.

2. Як показує аналіз, найбільша суперечливість притаманна підручникам для середньої школи, а потім – ПТНЗ. У майбутньому додаткові заходи, можливо, забезпечать учнів якісними підручниками, але проблема спадкоємності залишиться.

3. Для розв'язання проблема спадкоємності можна рекомендувати створення науково-методичної ради під егідою МОН України.

4. Для узагальнення підходів змісту підручників та їх уніфікації, дотримання спадкоємності у викладенні матеріалу пропонується наступні принципи: а – виклад проблеми, закону, теореми тощо, адаптовані до відповідного контингенту; б – шлях її розв'язання з використанням відповідного математичного апарату, який відповідає рівню розвитку учнів, і складність якого поступово зростає по мірі їх розвитку; в – простота, наочність; г – використання Internet-технологій; д – дотримання здорового глузду і використання державних стандартів навчання для відповідної дисципліни; е – пристосування до ефективного запам'ятовування.

Список літератури: 1. Трудовое обучение. Учебн. для 5-го кл. общеобразоват. учебн. заведений / Б.Н. Терещук, В.И. Туташинский. Перевод с укр. – К.: Арка, 2005. – 208 с. 2. Трудове навчання. 6 кл.: Підручн. для загальноосв. навч. закл. / В.М. Мадзігон, Г.А. Кондратюк, Г.Є. Шевченко та ін. – Київ-Ірпінь: ВТФ "Перун", 2006. – 192 с. 3. Терещук Б.М., Туташинський В.І., Сидоренко В.К. Трудове навчання. Техн. види праці: Підр. 6-го кл. загальноосв. навч. закл. – К.: Навч. книга, 2006. – 208 с. 4. Терещук Б.М., Туташинський В.І., Загорний В.К.. Трудове навчання. Техн. види праці: Підручн. для 7-го кл. загальноосв. навч. закл. – К.: Генеза, 2007. – 240 с. 5. Терещук Б.Н., Туташинский В.И.. Трудовое обучение (для мальчиков). 5 класс: Учебно-методич. пособие. – Харьков.: Ранок, 2006. – 160 с. 6. Терещук Б.М., Туташинський В.І.. Трудове навчання. Технічні види праці. 6 клас: Навчально-методичн. посібник. Харьков: Ранок, 2007. – 144 с. 7. Практична електротехніка для робітничих професій / В.М. Бондар, В.А. Гаврилюк, А.Х. Духовний та ін. Підручн. для учнів проф.-навч. закладів з різноманітн. галузей пром. та побутового обслуг. – К.: Веселка, 1997. – 197 с. 8. Гуржій А.М., Сільвестров А.М., Поворознюк Н.І. Електротехніка з основами промислової електроніки. - К.: Форум, 2002. - 382 с. 9. Родзевич В.Е. Загальна електротехніка. - К.: Вища шк., 1993. - 183 с. 10. Електротехніка, основи електроніки та мікропроцесорної техніки навч. посіб. / Ф.П. Шкрабець, Д.В. Ципленков, Ю.В. Куваєв та ін. – Дніпропетровськ: НГУ, 2004. – 515 с. 11. Мілих В.І., Шавьолкін О.О. Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка. - К.: Каравела. 2007. 686 c. 12. Барышев Р. Научный трактат сельского учителя. Ежен. "2000", 38(430), 19.09.2008. - С. 5. 13. Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Промислова електроніка та мікросхемотехніка. - К.: Каравела, 2005. - 428 с. 14. Лихачев В.Л. Электротехника. Справочник в 2-х томах. Том 1. – М.: Солон-Р, 2001. – 552 с. 15. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника. – М.: Горячая линия. –
Телеком, 2003. – 768 с. **16.** Прянишников В.А., Петров Е.А., Осипов Ю.М. Электротехника и ТОЭ в примерах и задачах: Практическое пособие. – СПб.: Корона, 2007. – 336 с. **17.** Наказ МОНУ № 418 від 15.05. 2008.

Надійшла до редколегії 23.09.08.

УДК 621.314.2:621.3.012.8

И.В. ПЕНТЕГОВ, д-р техн. наук, *И.В. ВОЛКОВ*, д-р техн. наук, чл.-корр. НАНУ, *В.М. БЕЗРУЧКО*, аспирант, *С.В. РЫМАР*, канд. техн. наук, *Г.С. КРИВЕНКО*, инж., *В.П. КАБАН*, канд. техн. наук, *В.Ю. МАТВЕЕВ*, канд. техн. наук

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ТРЕХФАЗНО-ДВУХФАЗНОГО ФИЛЬТРА ТОКОВ НУЛЕВОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

Рассматриваются особенности работы трехфазно-двухфазного фильтра токов нулевой последовательности, ассиметричного автотрансформаторного фильтра новой конструкции с заменой одной из фазных обмоток открытым треугольником и описываются процессы, происходящие в нем.

Розглядаються особливості роботи трифазно-двофазного фільтра струму нульової послідовності, асиметричного автотрансформаторного фільтра нової конструкції з заміною однієї з фазних обмоток відкритим трикутником та описуються процеси, що відбуваються в ньому.

Введение. Последние десятилетие в сети 0,4 кВ появилось много нелинейных нагрузок. Это офисная техника, работающая с импульсными источниками питания. Как пример можно привести компьютеры, мониторы, принтеры, ксероксы и т.д. Нелинейные нагрузки потребляют несинусоидальный ток, и это, наряду с не симметрией нагрузок, приводит к появлению больших токов в нейтральном проводе питающей сети. Особенно это критично для административных и офисных зданий, так как основная часть нагрузок в них нелинейная. На практике известны случаи, когда действующее значение тока нейтрали распределительной сети превышало фазные значения токов в 1,5 и более раза [1]. Негативные воздействия высоких уровней тока нулевой последовательности (ТНП) описаны в работах [1, 2].

Устройства фильтрации ТНП в трехфазных сетях с нулевым проводом называют фильтрами токов нулевой последовательности (ФТНП) [3], фазокомпенсирующими, шунтовыми симметрирующими устройствами (ФКУ, ШСУ) [4, 5], или Zero-фильтрами. Большой вклад в разработку ФКУ и ШСУ в СССР и Украине внесли ученые Института электродинамики НАН Украины А.К. Шидловский и В.Г. Кузнецов.

До 70-80 г. XX века ФТНП типа "автотрансформаторный зигзаг" использовались в основном для симметрирования напряжения и тока в фазах при несимметричном распределении однофазных нагрузок. Расчет ФТНП производился для токов первой гармоники.

Интерес к ФТНП в последнее время заметно вырос в связи с появлением в крупных административных зданиях большого количества нелинейных нагрузок, которые даже при равномерном распределении нагрузок по фазам сети загружают нейтральные провода сети гармониками тока, кратными трем. При этом загрузка нейтрального провода может превосходить в два раза загрузку фазных проводов. При применении ФТНП для борьбы с высшими гармониками тока требования, предъявляемые к ним, должны быть иными. Статья посвящена исследованию особенностей работы нового класса ФТНП, так называемых "трехфазно-двухфазных" фильтров.

Сопротивление токам нулевой последовательности. Основной характеристикой ФТНП является сопротивление ТНП. Обычно оно рассчитывается и измеряется только для основной частоты (первой гармоники). Данный подход не даёт информации о характеристиках ФТНП для высших гармоник, поскольку их частота отличается от основной частоты в h раз (h – номер гармоники), а значит и сопротивление ТНП будет другим. Поэтому важно знать не только полное сопротивления ТНП, но и значения его активной и реактивной составляющих. Это дает возможность прогнозирования качества фильтрации ТНП той или иной гармоники.

Определение сопротивления ТНП в ФТНП обычно производится из опыта КЗ по схеме, представленной на рис. 1. Все фазные клеммы фильтра соединяются вместе и он подключается к источнику переменного напряжения 50 Гц, как правило, через балластное сопротивление. Измеренные значения напряжения U_{опыт} на клеммах ФТНП и ток в нейтрали схемы I_{опыт} позвокомплексное сопротивление пяют определить полное ТНП $Z^{0}_{\phi TH\Pi} = U_{onlim}/I_{onlim}$, или, в относительных единицах, $Z^{0}_{\phi TH\Pi^{*}} = Z^{0}_{\phi TH\Pi}/Z_{6}$, где базовое сопротивление $Z_{5} = U_{nom}/(3I_{nom})$; I_{nom} , U_{nom} – номинальные значения фазных тока и напряжения фильтра. Иногда под полным сопротивлением ТНП понимают величину $Z^{0}_{\phi TH\Pi} = U_{onsim}/(I_{onsim}/3)$, где $(I_{onsim}/3)$ - ток фазы в эксперименте, а под Z_6 величину $Z_6 = U_{nom}/I_{nom}$. При этом величина $Z^0_{\phi TH\Pi^*}$ не изменяется. Желательно, чтобы в опыте КЗ ток Ionum был соизмерим с номинальным током нейтрали I_N или равен ему.

Следует заметить, что при использовании, в качестве измерительных элементов, амперметра и вольтметра в схемы рис. 1 можно найти лишь $|Z^0_{\Phi THII}|$. Для нахождения комплексного значения сопротивления необходимо использовать в качестве измерительных устройств более дорогостоящие оборудование, которое позволит измерять не только величины токов и напряжений, но и фазовый сдвиг между ними.



Рис. 1. Схема для определения сопротивления ТНП.

Величина сопротивления $Z^0_{\Phi TH\Pi^*}$ не позволяет прогнозировать величину тока, которая будет отбираться фильтром из нейтрального провода в той или иной сети или месте подключения ФТНП, так как эта величина зависит от отношения $Z^0_{\Phi TH\Pi^*}$ к величине сопротивления ТНП $Z^0_{Tp^*}$ трансформатора, с которым работает ФТНП. Однако после выделения активной и реактивной составляющих

$$Z^{0}_{\Phi TH\Pi^{*}} = \operatorname{Re}(Z^{0}_{\Phi TH\Pi^{*}}) + j \cdot \operatorname{Im}(Z^{0}_{\Phi TH\Pi^{*}}),$$

она дает возможность узнать, что при достижении номинального тока относительное искажение напряжения нулевой последовательности (ННП) на зажимах фильтра для *h*-й гармоники (*h* кратно 3) не будет выше значения

$$Z^{0}_{\Phi T H \Pi^{*}} = \operatorname{Re}(Z^{0}_{\Phi T H \Pi^{*}}) + j \cdot \operatorname{Im}(Z^{0}_{\Phi T H \Pi^{*}})h.$$

Использование данной величины на практике удобно, поскольку позволяет оценивать качество напряжения после установки ФТНП в сеть.

Особенность ФТНП заключается в том, что необходимо обеспечить как можно меньшее значение индуктивной составляющей, даже за счет некоторого роста активной составляющей, поскольку индуктивная составляющая влияет в h раз сильнее на сопротивление ТНП, чем активная составляющая, и для высоких номеров гармоник является определяющей.

При расчетах конструкции ФТНП особо важна возможность прогнозирования сопротивления ТНП. Однако для рассматриваемо фильтра это вызывает сложности из-за его асимметричности.

На рис. 2,*а* представлена схема трехфазно-двухфазного ФТНП новой конструкции [6-9], а на рис. $3, \delta$ – его векторная диаграмма напряжений на обмотках в рабочем режиме (при подключении к трехфазной сети с нулевым проводом).

Работа данного ФТНП основана на использовании трехстержневого магнитопровода с двумя катушками на крайних стержнях, на среднем стержне обмоток нет. Каждая катушка содержит две одинаковые обмотки, намотанные бифилярно со встречным (по отношению к токам нулевой последовательности) соединением обмоток. При этом [4]

$$\Phi_{0j} = 0; \quad \sum_{j=1}^{n} I_{0i,j} w_{i,j} = 0, \qquad (1)$$

где Φ_{0j} – поток нулевой последовательности (НП) *j*-го стержня магнитопровода ФТНП (*j* = 1, 2,..., *n*); *w*_{*i*,*j*} – количество витков *i*-ой обмотки, находящейся на *j*-м стержне; *I*_{0*i*,*j*} – ТНП, протекающий в обмотке с количеством витков *w*_{*i*,*j*}.

В нашем случае n = 3, $w_{1,1} = w_{2,1} = w_{1,3} = w_{2,3} = w$, $w_{1,2} = w_{2,2} = 0$, $I_1 \gg I_3$, $I_3 \gg I_2$. Модули всех токов в обмотках практически одинаковы и равны I_0 и, как будет показано ниже, различие между ними не превышает 0.02%.



Рис. 2. Принципиальная схема соединения обмоток фильтра *a* и его векторная диаграмма напряжений б

Из формулы (1) следует, что для обмоток на каждом стержне должно выполняться требование, чтобы для ТНП алгебраическая сумма ампервитков всех обмоток на стержне равнялась нулю. При этом одинаковые ТНП в обмотках текут встречно и создают взаимно компенсирующие потоки в магнитопроводе. Это приводит к тому, что для ТНП фильтра индуктивное сопротивление мало. Для других последовательностей токов сопротивление велико.

Предложенная схема ФТНП является асимметричной, так как ток первой и второй фазы проходит через одну обмотку, а ток третей фазы проходит через две обмотки.

Схема замещения ФТНП представлена на рис. 3,a. Для теоретического расчета сопротивления ТНП заменим схему на рис. 3,a на эквивалентную ей схему замещения на рис. 3,6. На данном рисунке ФТНП уже подключен согласно рис. 1 для измерения сопротивления НП в опыте КЗ. На рис. 3 даны

обозначения: $L_{o\delta m}$ – индуктивность одной из обмоток, обусловленная общим потоком в стержне магнитопровода для бифилярно намотанных обмоток; $r_{o\delta m}$ – активное сопротивление обмотки; $M = L_{o\delta m}$ – коэффициент взаимоиндукции между обмотками на одном стержне при коэффициенте связи между обмотками к практически равном 1. $L_{\delta u\phi}$ – индуктивность рассеяния обмотки, обусловленная потоком, который не замыкается по магнитопроводу и не является общим для бифилярно намотанных обмоток ($L_{\delta u\phi} << L_{o\delta m}$).



Рис. 3. Эквивалентные схемы замещения: а-полная, б-упрощенная

Составим систему уравнений для схемы на рис. 3,а:

$$\begin{cases} I_{1}[r_{o\delta M} + j\omega(L_{o\delta M} + L_{\delta u\phi})] - I_{3}(j\omega M) = U_{0}; \\ I_{2}[r_{o\delta M} + j\omega(L_{o\delta M} + L_{\delta u\phi})] - I_{3}(j\omega M) = U_{0}; \\ 2I_{3}[r_{o\delta M} + j\omega(L_{o\delta M} + L_{\delta u\phi})] - I_{1}(j\omega M) - I_{2}(j\omega M) = U_{0}; \\ I_{1} + I_{2} + I_{3} = I_{N}. \end{cases}$$
(2)

При условии, что $M = L_{o\delta M}$, после преобразования уравнения (2) получим:

$$\begin{cases} (I_{1} - I_{3}) \cdot j\omega L_{o\delta M} + I_{1}(r_{o\delta M} + j\omega L_{\delta u\phi}) = U_{0}; \\ (I_{2} - I_{3}) \cdot j\omega L_{o\delta M} + I_{2}(r_{o\delta M} + j\omega L_{\delta u\phi}) = U_{0}; \\ (I_{1} - I_{3} + I_{2} - I_{3}) \cdot j\omega L_{o\delta M} + 2I_{3}(r_{o\delta M} + j\omega L_{\delta u\phi}) = U_{0}; \\ I_{1} + I_{2} + I_{3} = I_{N}. \end{cases}$$
(3)

Из симметрии уравнений видно, что $I_1 = I_2$. Заменим $I_1 - I_3 = I_2 - I_3 = \Delta I$.

Система уравнений примет вид:

$$\begin{cases} \Delta I \cdot j\omega L_{o\bar{o}M} + (I_3 + \Delta I)(r_{o\bar{o}M} + j\omega L_{\bar{o}u\phi}) = U_0; \\ \Delta I \cdot j\omega L_{o\bar{o}M} + (I_3 + \Delta I)(r_{o\bar{o}M} + j\omega L_{\bar{o}u\phi}) = U_0; \\ -2\Delta I \cdot j\omega L_{o\bar{o}M} + 2I_3(r_{o\bar{o}M} + j\omega L_{\bar{o}u\phi}) = U_0; \\ I_1 + I_2 + I_3 = I_N. \end{cases}$$

$$\tag{4}$$

При решении системы уравнений (4) относительно ΔI получим:

$$\Delta I = \frac{U_0}{2r_{o\delta M} + j\omega(4L_{o\delta M} + 2L_{\delta u\phi})},\tag{5}$$

при $L_{o\delta m} >> L_{\delta u \phi}$ и $\omega L_{o\delta m} >> r_{o\delta m}$ величина $\Delta I \cdot j \omega L_{o\delta m} \approx 0.25 U_0$. На практике эти индуктивности отличаются на 2...3 порядка, а добротность катушки с ферромагнитным сердечником всегда намного больше 1.

Таким образом, образуется упрощенная эквивалентная схема замещения на рис. 3, δ , справедливая при указанных условиях. Из анализа схемы следует, что удвоенное падение напряжения на пассивных элементах ветви с током I_3 по сравнению с падением напряжения на пассивных элементах ветвей с токами I_1 и I_2 компенсируется тем, что в обмотках с током I_3 благодаря явлению взаимоиндукции индуцируется э.д.с. $0.5U_0$, направленная согласно с приложенным напряжением U_0 , а в обмотках с токами I_1 и I_2 индуцируется э.д.с. $0.25U_0$, направленная встречно приложенному напряжению.

При решении системы уравнений (4) относительно *I*₃ получим:

$$I_{3} = \frac{U_{0}}{4} \left[\frac{3}{r_{o\delta M} + j\omega L_{\delta u\phi}} - \frac{1}{r_{o\delta M} + j\omega(2L_{o\delta M} + L_{\delta u\phi})} \right], \tag{6}$$

при $L_{o\delta M} >> L_{\delta u\phi}$ и $\omega L_{o\delta M} >> r_{o\delta M}$ величина $I_3 \cdot 2(r_{o\delta M} + j\omega L_{\delta u\phi}) \approx 1,5U_0$ и ток I_3 практически не отличается от токов I_1 и I_2 , равных 0.75 $U_0/(r_{o\delta M} + j\omega L_{\delta u\phi})$. В случае, когда $L_{o\delta M} >> L_{\delta u\phi}$, значение тока ΔI очень мало по сравнению с токами $I_{1,2,3}$.

На рис. 4 представлена векторная диаграмма токов в обмотках ФТНП и показан принцип компенсации напряжения разбаланса U_{pasb} . Величина напряжения разбаланса соизмерима с входным напряжением:

$$U_{pas\delta}/3 = \Delta I \cdot j \omega L_{o\delta M} = (1/4) U_0, \tag{7}$$

При этом направление вектора U_{paso} совпадает с направлением вектора приложенного напряжения U_0 .



Рис. 4. Векторная диаграмма токов в обмотках.

На рис. 5 представлена векторная диаграмма напряжений на элементах в схеме замещения на рис. 3,a для случая, когда "длинная" фаза C выполнена проводником такого же поперечного сечения, что и фазы A и B. Из диаграммы виден принцип работы ФТНП и симметрирования сопротивлений в ветвях ФТНП.



Рис. 5. Векторная диаграмма напряжений на элементах в схеме замещения, представленной на рис. 3,*a*.

Из формулы (6) можно показать, а из векторной диаграммы наглядно видно, что при $L_{oбm} >> L_{oup}$ и $r_{obm} << \omega L_{obm}$ модуль полного сопротивления ТНП фильтра равен:

$$\left| Z_{\Phi THII}^{0} \right| = \frac{U_{0}}{I_{1eff} + I_{2eff} + I_{3eff}} = \frac{4}{9} \sqrt{r_{o\delta M}^{2} + (wL_{\delta u\phi})^{2}}, \qquad (8)$$

где I_{123eff} – эффективные значения токов.

Оценим значение тока рассогласования ΔI . Введем обозначение $\Delta I/I_3 = \Delta I_* -$ это относительная безразмерная величина тока рассогласования. Также учитывая то, что $I_1 = I_2 \approx I_3$, и используя уравнения (5) и (6), при $L_{o \delta M} >> L_{\delta u \phi}$ и $r_{o \delta M} << \omega L_{o \delta M}$ получим:

$$\Delta I_* = \frac{1}{3} \cdot \frac{r_{o\delta M} + j\omega L_{\delta u\phi}}{j\omega L_{o\delta M}} = \frac{L_{\delta u\phi} - jr_{o\delta M} / \omega}{3L_{o\delta M}}$$
(9)

Для количественной оценки можно воспользоваться формулой:

$$\left|\Delta I_{*}\right| = \frac{1}{3} \cdot \frac{\sqrt{\left(r_{o\delta M} / \omega\right)^{2} + L_{\delta u \phi}^{2}}}{L_{o\delta M}} = \frac{3}{4} \frac{\left|Z_{\phi THII}^{0}\right|}{\omega L_{o\delta M}}$$
(10)

Отметим, что такое же жесткое выравнивание токов гармоник НП происходит в процессе работы ФТНП в сети. Индуктивности $L_{oбм}$ и L_{oud} рассчитываются таким образом, чтобы при заданных параметрах питающего трансформатора отбирать из нейтрали 70-80 % тока нейтрали. Помимо этого рассмотренный ФТНП симметрирует фазные напряжения и устраняет несимметрию распределения нагрузок между фазами.

На рис. 6 помещена фотография разработанного ФТНП нового типа.

Этот ФТНП предназначен для работы с распределительным трансформатором на 1 МВт с соединением обмоток Y-Y₀ и током в нейтрали до 150 A и имеет следующие параметры: $L_{\delta u \phi} = 0.038 \text{ мГн}, L_{o \delta m} = 260 \text{ мГн}, r_{o \delta m} = 18 \text{ мОм}, |Z^{0}_{\sigma T H \Pi}| = 22 \text{ мОм}, |Z^{0}_{\sigma T H \Pi}*| = 1.5 \%, |\Delta I*| = 0.02 \%, X^{0}_{\sigma T H \Pi} = m(Z^{0}_{\sigma T H \Pi}) = 12 \text{ мОм}, X^{0}_{\sigma T H \Pi}*| = (X^{0}_{\sigma T H \Pi} / |Z^{0}_{\sigma T H \Pi}*| \cdot 100 \% = 0.8 \%$. Масса устройства – 150 кг, габаритные размеры – 700 × 460 × 250 мм³.

Сравнение данного ФТНП с традиционным ФТНП, собранным по схеме "зигзаг" по установленной мощности не дает правильной оценки, так как конструкции разнотипны. Детальный же расчет оптимизированных вариантов этих двух типов ФТНП при одинаковых плотностях тока и магнитной индукции показывает, что эти ФТНП имеют практически одинаковые массогабаритные и стоимостные показатели. Однако, предложенный ФТНП допускает использование увеличенных плотностей тока (на 20 %) и магнитной индукции (на 10 %) благодаря лучшим условиям охлаждения обмоток и магнитопровода (отсутствуют обмотки на среднем стержне). При этом мы получаем выигрыш в массе активных материалов до 15 %, а выигрыш в стоимости – еще больше, так как вместо 3 катушек с обмотками здесь необходимо мотать всего 2 катушки.



Рис. 6 Трехфазно-двухфазный ФТНП

Заключение. Описанные особенности работы трехфазно-двухфазного фильтра токов нулевой последовательности (ассиметричного автотрансформаторного фильтра новой конструкции с заменой одной из фазных обмоток открытым треугольником) и доказанный принцип симметрирования сопротивлений в фазах позволяют проводить анализ работы фильтра на этапе его проектирования.

Выведена формула для расчета сопротивления ТНП фильтра и формула для оценки величины тока рассогласования в фазах.

Предложенный ФТНП имеет лучшие массогабаритные и стоимостные показатели по сравнению с традиционными ФТНП и может найти широкое применение в крупных административных зданиях для разгрузки нейтрали от токов НП и улучшения качества электроэнергии, потребляемой из сети.

Список литературы: 1. *Капустин В.М., Лопухин А.А.* Компьютеры и трехфазная электрическая сеть // Современные технологии автоматизации – СТА. – № 2. – 1997. – С. 104-108. 2. *Климов В.П., Москалев А.Д.* Проблемы высших гармоник в современных

системах электропитания // Практическая силовая электроника. Науч.-техн. сб. / Под ред. Г.М. Малышкова, А.В. Лукина. - М.: АОЗТ "ММП-Ирбис", 2002. - Вып. 5. 3. Шидловский А.К., Жаркін А.Ф. Вищі гармоніки в низьковольтних електричних мережах. – К.: Наук. думка, 2005. – 210 с. 4. Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Повышение качества энергии в электрических сетях. - К.: Наук. думка, 1985. - 268 с. 5. Шидловский А.К., Новский В.А., Каплычный Н.Н. Стабилизация параметров электрической энергии в распределительных сетях. – К.: Наук. думка, 1989. – 312 с. 6. Заявка на патент. 2007 01489 Україна. Трифазний фільтр гармонік струмів нульової послідовності автотрансформаторного типу / І.В. Пентегов, І.В. Волков та ін.: ЧЛТУ (UA).- № 13545; Заявл. 20.02.2006. 7. Заявка на патент. 2007 01508 Україна. Трифазний фільтр гармонік струмів нульової послідовності автотрансформаторного типу / І.В. Пентегов, І.В. Волков та ін.; ЧДТУ (UA).- № 13546; Заявл. 20.02.2006. 8. Сравнительный анализ трехфазных фильтров токов нулевой последовательности автотрансформаторного и трансформаторного типа / И.В. Пентегов, С.В. Рымар та ін. // Технічна електродинаміка: Тем. випуск. Проблеми сучасної електротехніки. Ч. 3. – К.: ІЕД НАНУ, 2008. - С. 49-56. 9. Результаты испытаний фильтра токов нулевой последовательности новой конструкции в административном здании / И.В. Пентегов, А.С. Письменный та ін. // Вісник Приазовського державного технічного університету. Зб. наук. пр. – Вип. 18. – Ч. 2, Енергетика. – Маріуполь, 2008. – С. 7-9.

Надійшла до редколегії 30.08.08

УДК.621.3.048.1

РАССАЛЬСКИЙ А.Н., к.т.н., проф., ЛУЧКО А.Р., к.т.н., ГУК А.А., аспирант, КОНОГРАЙ С.П., аспирант

Запорожский национальный технический университет (г. Запорожье)

СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ДИАГНОСТИКИ ОБОРУДОВАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ПОДСТАНЦИЙ КЛАССА НАПРЯЖЕНИЯ 220-750 кВ

В статті розглядаються основні методи та технічні засоби діагностики обладнання трансформаторної підстанції 220-750 кВ. Проблеми. шляхи вирішення. Постановка задачі дослідження.

В статье рассматриваются основные методы и технические средства диагностики оборудования трансформаторной подстанции 220-750 кВ. Проблеми. Пути решения. Постановка задачи исследования.

Техническая диагностика – это контроль работоспособности и исправности обследуемого объекта по результатам специально проводимых испытаний, измерений, наблюдений.

Результат диагностики может быть положительным или отрицательным.

Положительном результатом является прогноз о сроках (длительности) сохранения рабочих качеств и свойств в течение последующей эксплуатации. Под прогнозом понимается указание даты следующего контроля. Без прогноза диагностика не может считаться полноценной.

Отрицательным результатом является выявление вида дефекта или повреждения, его масштабы, место расположения, причины появления, что служит основой для принятия решения о восстановительном ремонте (составе ремонта, объемах, сроках проведения, т.п.) или полной замене оборудования.

Применительно к технологически сложному оборудованию трансформаторной подстанции диагностика означает контроль работоспособности каждого функционального узла или элемента оборудования, каждой его системы.

Диагностика оборудования трансформаторной подстанции высокого напряжения реализуется в следующих формах:

 периодический контроль с выводом контролируемого объекта из работы (off-line);

- периодический контроль под рабочим напряжением (on-line);
- непрерывный автоматический (on-line) контроль (мониторинг);
- комплексное диагностическое обследование.

Периодический контроль под рабочим напряжением наименее затратный, но не обеспечивает обнаружение быстро развивающихся дефектов.

Контроль с выводом оборудования из эксплуатации предоставляет большие возможности для обследования, но нарушает режим работы сети.

Автоматический контроль дает независимые от квалификации персонала результаты, позволяет отслеживать динамику изменения контролируемых параметров в реальном времени, а также рассчитывать сложные математические модели состояния конструктивных элементов оборудования.

Комплексное диагностическое обследование подразумевает формирование агрегированного результата на основании предыдущих 3-х форм диагностики. Принятие решения о состоянии оборудования является наиболее полным, однако период формирования результатов состояния является слишком продолжительным и не позволяет своевременно реагировать на динамику изменения состояния оборудования.

Оценка эффективности форм диагностики приведена в табл. 1.

Итоговая оценка формируется как средне взвешенная оценка, в зависимости от предъявляемых к диагностике требований.

По результатам сравнения видно, что наиболее перспективной формой диагностики является непрерывный автоматический (on-line) контроль или непрерывный контроль.

Вместе с тем ни одна из форм диагностики не обладает абсолютными характеристиками, позволяющими максимально точно и эффективно определить тенденцию развивающегося дефекта, спрогнозировать безотказную работу при заданных условиях эксплуатации, рассчитать риски и эффективность использования оборудования при превышении номинальных эксплуатационных характеристик.

В настоящее время основными документами, регламентирующими содержание испытаний, измерений и нормы для контроля параметров всех видов оборудования электрических сетей высокого напряжения являются: в Украине – СОУ-Н ЕЕ 20.302-2007 "Нормы испытаний электрооборудования" [1], в России – РД 34.45-51.300-97 "Объем и нормы испытаний электрооборудования" [2] (далее НТД). Эти документы содержат нормы, а также положения из ряда стандартов и РД, определяющие правила и методики проведения отдельных испытаний. Вместе с тем, по мнению многих специалистов указанные НТД и некоторые связанные с ними документы, значительно устарели, а достижения последних лет отражены не в полной мере.

№	Форма диагности-	Оценка формы диагностики по	чК
п/п	ки оборудования	(с учетом веса)	a

	трансформаторной подстанции	Продолжительности проведения работ	Нарушению работы сети	Обнаружению быстро развивающихся де- фектов	Расчегу математиче- ских моделей состоя- ния оборудования	Количеству элемен- тов обследования	Эффективности обна- ружения дефекта	Затратам на обследо- вание	
		(0,05)	(0,15)	(0,3)	(0,15)	(0,05)	(0,1)	(0,2)	
1.	Периодический контроль с выво- дом контролируе- мого объекта из работы (off-line)	2	1	2	4	4	5	2	2,55
2.	Периодический контроль под ра- бочим напряжени- ем (on-line)	3	4	1	1	2	2	4	2,3
3.	Непрерывный автоматический (on-line) контроль (мониторинг)	5	5	5	4	3	4	3	4,25
4.	Комплексное ди- агностическое обследование	1	2	2	4	5	5	2	2,7

Оценка форм диагностики оборудования электрических сетей



Таблица 2 – Распределение оценок характеристики.

Оценка характеристики	Баллы, (численная оценка)		
"Удовлетворительно"	1		
"Хорошо"	2		
"Отлично"	3		
"Замечательно"	4		
"Идеально"	5		

В качестве наиболее важных недостатков НТД следует отметить:

 – документы в соответствии со своими названиями содержат лишь перечни измерений разных параметров и нормы, но в них отсутствуют указания по анализу всего комплекса результатов измерений;

– не предусматривается в качестве обязательного анализ условий (режимов) работы контролируемого оборудования в предшествующий период эксплуатации (рабочие напряжения, токи, температуры, число и уровни перенапряжений, внешних к.з. и др.); без такого анализа во многих случаях невозможно или крайне сложно определить причины появления и развития дефектов;

– оценки состояния оборудования или его элементов выполняются в основном путем сравнения результатов измерений с нормами, при этом нет требований, учитывающих анализ динамики изменения во времени (тренды) контролируемых величин, не предусматривается анализ корреляционных связей между результатами измерений величин, имеющих общие физические основы (например, сопротивление и тангенс угла диэлектрических потерь);

- не указаны правила использования рекомендаций и норм фирмизготовителей по контролю (в частности, значений испытательных напряжений) в тех случаях, когда они не совпадают с отечественными.

Устранить недостатки НТД путем доработки едва ли возможно, необходим новый комплекс нормативных документов.

Контроль работоспособности (исправности) оборудования необходим для решения практических задач, связанных с эксплуатацией оборудования и с обеспечением высоких экономических показателей и показателей надежности работы электрических сетей высокого напряжения.

Первая задача – исключение или ограничение числа внезапных отказов, сопровождающихся значительным увеличением масштабов повреждения оборудования, негативными экономическими и экологическими последствиями. Эта задача актуальна, прежде всего, для диагностики маслонаполненного оборудования (силовых и измерительных трансформаторов 110-750 кВ, шунтирующих реакторов). Для ее решения необходимы методы и технические средства контроля, обеспечивающие обнаружение опасных развивающихся дефектов на ранних стадиях и позволяющие проводить непрерывный контроль (в случае быстро развивающихся дефектов).

Вторая задача появилась в связи с принятием новых "Правил технической эксплуатации электрических станций и сетей" (2003 год), которыми отменена

действовавшая ранее в течение ряда десятилетий система плановопредупредительных ремонтов со строгой регламентацией сроков и объемов ремонта всех видов электрооборудования. Согласно новым ПТЭ объем и сроки проведения ремонтов должны устанавливать руководители предприятий в зависимости от технического состояния оборудования, т.е. практически по результатам диагностики. Это обстоятельство предъявляет новые требования к методикам и техническим средствам диагностики.

Третья задача – достоверная оценка остаточного ресурса оборудования, отработавшего свой номинальный ресурс (обычно 25 лет). Актуальность этой задачи или, точнее, проблемы обусловлена тем, что в украинских и российских электрических сетях высокого напряжения оборудование, отработавшее свой номинальный ресурс составляет значительную долю. Так например, в российских электрических сетях в настоящее время находятся в эксплуатации порядка 2500 силовых трансформаторов 110-750 кВ мощностью 120 МВА и более. Из них примерно половина уже отработала номинальный ресурс, а около 10 % проработали более 40 лет. Настоящее положение в значительной мере таит в себе опасность лавинообразного роста числа отказов, обусловленных процессами старения. Оперативная замена всего оборудования с большим сроком эксплуатации невозможна, прежде всего, по экономическим причинам.

В таких условиях экономически целесообразные очередность, объемы и сроки замены старого оборудования могут быть установлены только на основании достоверных оценок остаточных ресурсов индивидуально для каждого из рассматриваемых объектов. Такой подход к замене старого оборудования новым по результатам оценки остаточного ресурса, а не по соотношению фактической и нормированной длительности эксплуатации даст существенный экономический эффект.

Целесообразность использования корректных оценок остаточных ресурсов высоковольтного оборудования можно проиллюстрировать на простейшем примере с применением элементов теории вероятности.

Полный ресурс τ оборудования любого вида по ряду причин есть величина случайная. Имеющиеся экспериментальные данные свидетельствуют о том, что наиболее точно свойства случайной величины τ для оборудования электрических сетей высокого напряжения описывает функция распределения Вейбулла [3], которая имеет вид

$$F(\tau) = 1 - \exp\left(-(\tau/b)^c\right),$$

где *b* – параметр масштаба; *c* – параметр формы. Эти параметры связаны с основными характеристиками случайной величины следующим образом:

- математическое ожидание (среднее значение) $m_x = b\Gamma(1+1/c);$

-среднее квадратич. отклонение $\sigma = b \{ \Gamma(1+2/c) - [\Gamma(1+1/c)]^2 \}^{1/2}$ где $\Gamma(1+1/c)$ и $\Gamma(1+2/c)$ – гамма функции соответствующих аргументов.

Значения параметра формы с по разным данным лежат в интервале от 6

до 12, что соответствует отношению σ/m_x , примерно, от 0,18 до 0,10. Примем в дальнейших расчетах c=8.

Нормированное значение ресурса $\tau_{\text{норм}}$ обычно в стандартах и ТУ устанавливается равным 25 лет, однако при этом не указывается, с какой вероятностью $p_{\text{норм}}$ должно выполняться это требование (видимо, потому, что его выполнение практически невозможно проверить). Примем далее $p_{\text{норм}}$ =0,95. Это означает, что при $\tau = \tau_{\text{норм}}$ функция распределения $F(\tau_{\text{норм}})$, т.е. вероятность отказа при $\tau < \tau_{\text{норм}}$ должна быть равна $1 - p_{\text{норм}}$, т.е. 0,05. Тогда, используя приведенные выше формулы для $F(\tau)$ и m_x получим $b \cong 36$ лет, средний ресурс (срок службы) $m_x \cong 34$ года. Вероятности того, что оборудование проработает более заданного значения $\tau_{\text{наиб}}$ (при $\tau_{\text{норм}} = 25$ лет) приведены в табл. 3.

Таблица 3 – Распределение вероятности отказов оборудования по годам.

т _{наиб} , <i>лет</i>	25	30	35	40
Вероятность работы	0.948	0.792	0.450	0.098



Из табл. 3 следует, что около половины оборудования способно работать на 10 лет дольше нормированного срока, а около 10 % до 40 лет. Разумеется, это приближенные оценки вероятности нормальной длительной работы оборудования. Для точных результатов необходимы достоверные сведения о функциях распределения ресурса и параметрах этих функций. Тем не менее, полученные оценки не противоречат имеющимся опытным данным и свидетельствуют о значительных возможностях эксплуатации оборудования за пределами нормированного ресурса.

Решение вышеуказанных задач возможно за счет:

 Непрерывного контроля и анализа условий эксплуатации контролируемого оборудования в т.ч. в предшествующий период времени, анализ функциональных элементов (узлов) оборудования при различных режимах работы, в частности электрические, тепловые, механические и другие воздействия, а также комплекс метеорологический условий.

2) Измерения в реальных условиях эксплуатации диагностических па-

раметров всех элементов контролируемого оборудования.

Выполнение данных задач возможно посредством системы непрерывного контроля, что позволит значительно снизить затраты на ремонт оборудования, за счет перехода от ремонта в нормативно установленные сроки к проведению ремонтов в зависимости от фактического состояния оборудования.

 Совместного анализа результатов предыдущих этапов работы. Здесь следует особо выделить полезность анализа динамики изменения во времени диагностических параметров и поиска корреляционных связей между характеристиками воздействий и контролируемых параметров.

Такой анализ заведомо эффективнее простого сравнения результатов измерений с официальными нормами.

Заключение. На основе вышеизложенного, можно сделать выводы с выделением следующих приоритетных задач для исследования:

 Оценка состояния оборудования посредством систем непрерывного контроля является наиболее перспективным видом диагностики, обладающий значительными возможностями качественного измерения первичной информации, но наряду с тем, требующий методологической доработки с учетом современных мировых тенденций, нормативных документов, средств непрерывного контроля.

2) Необходимость разработки комплексной математической модели повышающей качество оценки состояния оборудования на основании непрерывного (on-line) потока данных.

3) Необходимость в разработке современной нормативно-технической базы on-line диагностики, с учетом накопленной статистической информации, а также лучших мировых практик.

4) Необходимость анализа рисков и эффективности эксплуатации оборудования посредством модели комплексной оценки состояния.

5) Необходимость разработки и совершенствования системы удаленного контроля состояния оборудования трансформаторной подстанции.

Список литературы: 1. COV-H EE 20.302-2007 "Нормы испытаний электрооборудования". 2. РД 34.45-51.300-97 "Объем и нормы испытаний электрооборудования". 3. *А.И. Орлов* Математика случая. Вероятность и статистика – основные факты. Учебное пособие. М.: МЗ-Пресс, 2004. 4. Надежность технических систем: Справочник / H17 Ю.К. Беляев, В.А. Богатырев, В.В. Болотин и др. Под ред. И.А. Ушакова. – М.: Радио и связь, 1985. – 608с. 5. An international survey on failures of large power transformers in service. Final Report of Working Group 05 of Study Committee 12 (Transformers). 6. Transformer Failures, Section 7, EEA/EA Technology Travel Award 2000, Ragu Balanathan, Summary Report. 7. Силовые трансформаторы. Справочная книга / Под ред. С.Д. Лизунова, А.К. Лоханина. М.: Энергоиздат, 2004. – 616 с. 8. Condition monitoring of high voltage electrical equipment (with an emphasis on transformers), Ron Park, Park Consultants Ltd. Paper presented at 3rd AVO New Zealand/LORD Consulting International Technical Conference Methven NZ, October 15-17, 2002. 9. Analysis of Transformer Failures, by William H. Bartley (The Hartford Steam Boiler Inspection and Insurance Company). Paper given to International Association of Engineering Insurers 36th Annual conference – Stockholm, 2003.

Поступила в редколлегию 15.10.2008

А.Г. СОСКОВ, д-р техн. наук, *Н.О. РАК*, аспирант

ГИБРИДНЫЙ КОНТАКТОР ПОСТОЯННОГО ТОКА С УЛУЧШЕННЫМИ ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Запропоновані нові принципи побудови гібридних контакторів постійного струму, які дозволяють створювати апарати, що за техніко-економічними показниками істотно перевершують аналогічні вироби.

Предложены новые принципы построения гибридных контакторов постоянного тока, позволяющие создавать аппараты, существенно превосходящие по технико-экономическим показателям аналогичные изделия.

Гибридные контакторы сочетают положительные качества как контактных аппаратов (малые потери мощности во включённом состоянии), так и бесконтактных (бездуговая коммутация цепи). В этих аппаратах параллельно главным контактам (ГК) подключен силовой полупроводниковый ключ (ПК), который обеспечивает бездуговую коммутацию контактов при их размыкании. Во включённом состоянии аппарата силовой ПК зашунтирован ГК. Принцип коммутации, как и для контакторов переменного тока, состоит в переводе тока из цепи контакторов во вспомогательную параллельную цепь и последующее прерывание тока. В связи с необходимостью принудительного прерывания тока во вспомогательной цепи силовые схемы и схемы их управления более многообразны и сложны по сравнению с контакторами переменного тока.

Будущее развитие гибридных контакторов постоянного тока связано с освоением силовых полностью управляемых приборов на номинальные токи до 1000 А и напряжение до 1500 В и существенным снижением их стоимости, а также с улучшением защитных характеристик варисторов.

Гибридные контакторы постоянного тока наиболее тяжёлых категорий применения DC-4 и DC-5 должны в режиме нормальных коммутаций включать и отключать токи до 2,5 $I_{\text{ном.р.}}$ при $U_{\text{ном.р.}}$ и постоянной времени T до 10 мс, в режиме редких коммутаций до 4 $I_{\text{ном.р.}}$ при 1,1 $U_{\text{ном.р.}}$ и T=15 мс [1]. Указанные режимы имеют место при включении и отключении заторможенных или медленно вращающихся электродвигателей переменного и постоянного тока, а также при их торможении противотоком.

Анализ принципов построения гибридных контакторов постоянного тока. Современные гибридные контакторы постоянного тока содержат следующие узлы [2]: - главные контакты;

– силовой ПК, шунтирующий главные контакты контактора. В момент размыкания ток из них переходит в цепь тиристора, чем обеспечивается практически бездуговое размыкание контактов (на ГК имеет место короткая дуга в течение времени перетекания тока из их цепи в VS1, которое измеряется десятками микросекунд);

 устройство емкостной принудительной коммутации, которое предназначено для выключения основного тиристора;

– блок управления силовым ПК;

 – демпфирующую цепь, которая ограничивает скорость нарастания на пряжения на полупроводниковых приборах при подаче напряжения на силовую цепь контактора;

 диод, шунтирующий цепь нагрузки и исключающий влияние индуктивности нагрузки на цепь коммутации.

Эти контакторы обеспечивают практически бездуговую коммутацию главных контактов как при включении, так и при выключении контактора, а также гальваническую развязку между сетью и нагрузкой. Однако им свойственны следующие недостатки:

- невозможность применения в реверсивных схемах включения;

 – большие габариты устройства принудительной коммутации основного тиристора;

 – большая масса и высокая стоимость из-за использования в качестве коммутирующего конденсатора дорогого неполярного конденсатора большой емкости;

 – наличие дополнительного узла (зарядной цепи), который обеспечивает предварительный заряд коммутирующего конденсатора;

 высокий уровень коммутационных перенапряжений из-за рассеивания энергии, накопленной в индуктивности сети;

 коммутирующий конденсатор находится под напряжением сети на протяжении всего времени включенного состояния контактора.

Указанные недостатки обусловили основные проблемы, которые необходимо решать при разработке гибридных контакторов постоянного тока:

 – снижение массы, габаритов и стоимости ПК как основного узла, определяющего эти показатели для контактора в целом;

 обеспечение надёжного контакта в цепи ГК при включении контактора;

 – создание ПК с узлом принудительной коммутации основного тиристора, использующим наиболее рациональное использование энергии, запасённой в коммутирующем конденсаторе, для выключения указанного тиристора;

 обеспечение предварительного заряда коммутирующего конденсатора без применения дополнительного источника питания;

 – создание высоконадёжных СУ с управлением током, протекающим по цепи ГК, и без использования для их питания дополнительных источников; – обеспечение приемлемого для низковольтных цепей постоянного тока уровня перенапряжений в диапазоне токов, коммутируемых контактором.

В настоящее время эти проблемы наиболее полно решены в гибридных контакторах постоянного тока серии КП81 на номинальные токи 100 – 630 A и напряжение 220 В.

В этой связи разработку гибридных контакторов постоянного тока с улучшенными техническими характеристиками целесообразно вести на базе ПК, в которых в качестве СПП применяется полностью управляемый полупроводниковый прибор (IGBT-транзистор либо двухоперационный тиристор). Это позволит исключить недостатки, присущие схемам емкостной принудительной коммутации ранее используемых однооперационных тиристоров, с одной стороны, а достигнутые высокие технические характеристики полностью управляемых СПП, их приемлемая цена и доступность на мировом рынке электронной продукции, с другой, создают реальные предпосылки для создания гибридных контакторов, в которых будут максимально устранены сформулированные выше недостатки.

Результаты разработки гибридных контакторов с улучшенными характеристиками. В Харьковской национальной академии городского хозяйства на кафедре теоретической и общей электротехники в рамках госбюджетной тематики авторами работы были разработаны схемы гибридных контакторов постоянного тока, выполненные на основе изобретения [3], в которых в основном устранены приведенные выше недостатки существующих схем.

На рис. 1, а представлена электрическая первого варианта гибридного контактора постоянного тока, выполненного на базе двухоперационного тиристора (рис. 1, а) и второго варианта – на базе IGBT-транзистора (рис. 1, б), используемого в качестве силового ПК.

Гибридный двухполюсный контактор постоянного тока содержит в каждом полюсе по одному главному контакту ГК1 и ГК 2, причем растворы этих контактов отрегулированы таким образом, что второй главный контакт ГК2 размыкается после размыкания первого (время задержки составляет 7-9 мс), полностью управляемый ПК, например, двухоперационный тиристор VS1 или IGBT-транзистор VT1, включенный параллельно реле тока Р и первому главному контакту ГК1, а реле тока Р включено последовательно с главным контактом ГК1, устройство принудительной коммутации, которое состоит из коммутирующего тиристора VS2, коммутирующего конденсатора C3 и ограничивающего резистора R4, элемент задержки времени, который состоит из резистора R3 и конденсатора C4, и пороговый элемент VD3, в контактор дополнительно введены конденсатор C2 и ограничитель напряжения VD2, включенные параллельно входной цепи полностью управляемого ПК VT1 (рис. 1, а) или VS1 (рис. 1, б), диод VD1, резистор R2, зарядный резистор R6, второй замыкающий контакт К2 реле тока Р, включенный параллельно конденсатору С4 элемента задержки времени, транзисторный ключ VT2, ограничитель перенапряжений R5, подключенный между входным зажимом первого полюса и выходным зажимом второго полюса контактора, и оптронный тиристор VD4, включенный между выходными зажимами контактора, при этом входная цепь полностью управляемого ПК VT1 (рис. 1, а) или VS1 (рис. 1, б) через замыкающий контакт K1 реле тока P, диод VD1 и резистор R2 подключены параллельно главному контакту ГК1, а через ограничивающий резистор R4, входную цепь оптронного тиристора VD4 и коммутирующий тиристор VS2 – параллельно коммутирующему конденсатору C3, катод же коммутирующего тиристора VS2 через зарядный резистор R6 подключен за главным контактом ГК2 к аноду оптронного тиристора VD4, параллельно коммутирующему конденсатору C3 также подключен элемент задержки времени, конденсатор C4 которого через пороговый элемент VD3 подключен ко входной цепи транзисторного ключа VT2, а его выходная цепь через управляющую цепь коммутирующего тиристора VS2 подключен к коммутируюцему конденсатору C3.

На рис. 1, а и рис. 1, б элементы аппарата ГК1, ГК2, VT1 (рис. 1, а) или VS1 (рис. 1, б), Р образуют главную цепь аппарата, элементы C2, VD2, VD1,R2, К1 – цепь управления включением полностью управляемым ПК, а элементы VS2, R4, VT2, VD3, R3, C3, C4, К2 – цепь управления выключением полностью управляемого ПК. В качестве контактов К1 и К2 реле тока Р использованы магнитоуправляемые герметичные контакты (герконы).

В отключенном состоянии аппарата главные контакты ГК1 и ГК2 разомкнуты и все его элементы обесточены.

При включении аппарата при замыкании главных контактов ГК1 и ГК2 и протекании тока в главной цепи (цепи, содержащей главные контакты) реле тока Р срабатывает и его контакты К1 и К2 замыкаются. Коммутирующий конденсатор С3 устройства принудительной коммутации через зарядный резистор R6 с малым сопротивлением быстро заряжается практически до напряжения сети. Большая величина сопротивления резистора R3 элемента задержки времени обеспечивает малый ток, и следовательно малую мощность, потребляемую цепями управления полностью управляемым ПК во включенном состоянии контактора. В этом состоянии, когда главный контакт ГК1 замкнут, VT1 (рис. 1, а) или VS1 (рис. 1, б) обесточен, поскольку значение падения напряжения на замкнутых главных контактах ГК1 во всем диапазоне рабочих токов контактора не превышает 0,5 В, то есть управляющий сигнал на включение полностью управляемого ПК отсутствует.

При выключении аппарата при размыкании главного контакта ГК1 на нем возникает короткая дуга, в результате чего происходит резкий рост падения напряжения на нем, под действием которого через резистор R2 и диод VD1 происходит включение полностью управляемого ПК, в результате чего он переходит в полностью включенное состояние.

Ток из цепи главного контакта ГК1 и реле тока Р переходит в цепь полностью управляемого ПК. При полном перетекании тока из цепи главного

контакта ГК1 реле тока Р выключается, его контакты К1 и К2 размыкаются и цепь управления полностью управляемым ПК обесточивается.

Максимальное прямое падение напряжения на открытом полностью управляемом ПК не более 1,5-3,5 В, что является недостаточным для возникновения дуги на главном контакте ГК1. Следует отметить, что в момент перехода тока из цепи главных контактов из-за наличия индуктивности в цепи коммутации (главные контакты вместе с полностью управляемым ПК) возникает короткая дуга, однако этот процесс из-за малого значения указанной индуктивности продолжается несколько десятков микросекунд и поэтому не имеет существенного влияния на коммутационную износостойкость главных контактов.

При горении короткой дуги на главном контакте ГК1 контакты К1 и К2 реле тока Р остаются замкнутыми и размыкаются только после полного перетекания коммутируемого тока из главной цепи в шунтирующую цепь (цепь полностью управляемого ПК). Длительность протекания тока нагрузки через полностью управляемый ПК обеспечивается элементом задержки времени и составляет около 3 мс, что вполне достаточно для размыкания главных контактов ГК1 на расстояние, безопасное для электрического пробоя контактного промежутка. Главный контакт ГК2 при этом еще остается замкнутым.



Рис. 1. Электрическая схема варианта гибридного контактора постоянного тока: а) выполненного на базе IGBT-транзистора; б) выполненного на базе двухоперационного тиристора

Для поддержания в открытом состоянии IGBT-транзистора (рис. 1, а) на

это время применяется дополнительно введенный конденсатор C2, включенный параллельно входной цепи полностью управляемого ПК VT1. Напряжения, до которого был заряжен этот конденсатор в промежуток времени, когда на главных контактах ГК1 существует короткая дуга, достаточно для поддержания полностью управляемого ПК во включенном состоянии в течение вышеупомянутых 3 мс. Диод VD1 не позволяет разрядиться конденсатору C2 через резистор R2 и открывает полностью управляемый ПК VT1 в этот промежуток времени. Без этого конденсатора IGBT-транзистор работал бы в активном режиме и на нем выделялась бы значительная мощность. В отличие от IGBT-транзистора двухоперационный тиристор VS1, применяемый в качестве полностью управляемого ПК (рис. 1, б), при получении управляющего сигнала на включение автоматически остается в полностью открытом состоянии.

Полное выключение коммутируемой цепи происходит после полного перетекания тока из главной цепи в шунтирующую и расхождение главных контактов 1 на расстояние, безопасное для электрического пробоя контактного промежутка, после чего полностью управляемый ПК размыкается. Поскольку главный контакт ГК2 отрегулирован таким образом, что его размыкание произойдет через 7-9 мс позже размыкания главного контакта ГК1, он размыкается без дуги. После размыкания главного контакта ГК2 обеспечивается гальваническая развязка сети и нагрузки, а контактор полностью обесточивается.

Для исключения влияния индуктивности нагрузки на контактор в схемах применяется оптронный тиристор VD4, шунтирующий цепь нагрузки при выключении полностью управляемого ПК VT1 (рис. 1, а) или VS1 (рис. 1, б). Применение оптронного тиристора вместо диода, шунтирующего нагрузку, позволяет применять предлагаемый контактор в реверсивных схемах включения. Для снижения влияния энергии, накопленной в индуктивности сети при прерывании тока нагрузки и предотвращения возникновения перенапряжений на контакторе в схему введён ограничитель перенапряжений R5, который тоже срабатывает при выключении полностью управляемого ПК.

При вибрациях главных контактов ГК1 полностью управляемый ПК включается аналогично тому, как это описано для случая отключения контактора. Однако, конденсатор С4 элемента задержки времени за время отскока главных контактов не успевает зарядиться до напряжения, необходимого для пробоя порогового элемента VD3, управляющего подачей запирающего сигнала на полностью управляемый ПК. Таким образом, устройство принудительной коммутации при вибрациях главных контактов не работает.

Предлагаемый гибридный двухполюсный контактор постоянного тока имеет повышенный срок службы и повышенную надежность работы за счет того, что в качестве силового ПК, шунтирующего главные контакты контактора в момент их размыкания, использован полностью управляемый полупроводниковый прибор, например, двухоперационный тиристор или IGBT-транзистор, контактор имеет значительно уменьшенные габариты, массу и стоимость из-за упрощения схемы управления этими приборами, а также за счет схемного решения в качестве коммутирующего конденсатора использован полярный (электролитический) конденсатор с небольшой емкостью, в результате чего существенно снижаются габариты, масса и стоимость контактора, также в предлагаемом контакторе снижен уровень перенапряжений за счет введения ограничителя перенапряжений, предлагаемый контактор обеспечивает гальваническую развязку сети и нагрузки.

Так же предлагаемый гибридный двухполюсный контактор постоянного тока обеспечивает отсутствие зоны коммутации с дугой как при включении, так и при выключении аппарата, его работа не зависит от типа привода, который обеспечивает коммутацию контактной системы аппарата, поэтому он может применяться как аппарат управления, так и защиты. В сравнении с существующими аппаратами этого типа за счет предложенных схемных решений и экономного режима работы комплектующих у него уменьшены габариты и стоимость и повышена надежность его работы.

Схему гибридного контактора на рис. 1, а с использованием IGBTтранзистора в качестве полностью управляемого ПК целесообразно использовать при коммутации токов до 500-600 А, то есть для контакторов на номинальные токи ($I_{\text{ном}}$) до 160 А, из-за того, что они, рассчитанные на большие токи ещё не выпускаются массово, а если выпускаются, то имеют большую стоимость. В отличие от этих приборов двухоперационные тиристоры выпускаются преимущественно для работы в цепях с большими токами ($I_{\text{ном}} >$ 160 А), что и определяет область использования схемы на рис. 1, а – исходя из того, что в схеме на рис. 1, а целесообразным является использование коммутирующего конденсатора с ёмкостью 1-2 мкФ, а в схеме на рис. 1, б значительно большей ёмкости, контактор на рис. 1, а следует использовать в случаях, когда решающую роль играют массогабаритные показатели контактора.

Выводы. 1. Предлагаемые гибридные контакторы постоянного тока:

 обеспечивают практически бездуговую коммутацию цепи как при включении аппарата, так и при его выключении;

- позволяют применять контакторы в реверсивных схемах включения;

 имеют значительно повышенную надежность работы из-за упрощения схемы управления полностью управляемым СПП.

2. В предлагаемых контакторах:

 – снижены масса, габариты и стоимость ПК как основного узла, определяющего эти показатели для контактора в целом;

 – узел принудительной коммутации силового ПК обеспечивает наиболее рациональное использование энергии, запасённой в коммутирующем конденсаторе, для выключения тиристора;

 предварительный заряд коммутирующего конденсатора обеспечивается без применения дополнительного источника питания; – силовой ПК управляется током, протекающим по цепи ГК без использования дополнительных источников питания.

3. Предложенные схемы обеспечивают приемлемый для низковольтных цепей постоянного тока уровень перенапряжений в диапазоне токов, коммутируемых контактором.

4. Гибридные контакторы, выполненные на базе IGBT-транзистора, целесообразно использовать на номинальные токи до 160 A, а выполненные на базе двухоперационного тиристора – на номинальные токи свыше 160 A.

5. Эти аппараты целесообразно использовать в тяжёлых режимах эксплуатации, например, при частых пусках электродвигателей, в условиях повышенных требований пожаро- и взрывобезопасности, например, в электрическом транспорте.

Список литературы: 1. ДСТУ 2846-94. Контактори електромагнітні низковольтні. Загальні технічні умови. 2. Сосков А.Г., Соскова И.А. Полупроводниковые аппараты: коммутация, управление, защита – К: Каравела, 2005 – 344 с. 3. Пат. 33171 Україна. МКИ Н 01 Н 9/30, Н 01 Н 9/54. Гібридний двополюсний контактор постійного струму / А.Г. Сосков, Н.О. Рак, Соскова И.О. – № и2008 01870; Заявлено 13.02.2008; Опубл. 10.06.2008. Бюл. № 11. – 8 с.

Поступила в редколлегию 29.09.08

ЧАН ТХИ ТХУ ХЫОНГ, аспирантка

Одесский национальный политехнический университет (г. Одесса)

МИНИМИЗАЦИЯ РЕАКТИВНОГО МОМЕНТА В ВЕНТИЛЬНОМ ДВИГАТЕЛЕ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Наведено результати пошуку мінімуму реактивного моменту вентильного двигуна з постійними магнітами та додатковими пазами на зубцях статора.

Приведены результаты поиска минимума реактивного момента вентильного двигателя с постоянными магнитами и дополнительными пазами на зубцах статора.

В [1] рассмотрены различные способы уменьшения величины момента от зубцовых гармоник магнитного поля в вентильных двигателях с постоянными магнитами (ВДПМ). Одним из таких способов является выполнение небольших по размерам пазов на полюсных наконечниках (зубцах) статора. К примеру, на рис. 1 показаны два варианта поперечных сечений ВДПМ. В первом варианте (рис. 1,а) поверхность зубцов статора – гладкая, а во втором варианте (рис. 1,б) на каждом из зубцов статора выполнено по два паза полукруглой формы, симметрично расположенных относительно оси зубца.



Рис. 1. Поперечное сечение ВДПМ

Явновыраженная зубчатость статора и явнополюсность ротора с постоянными магнитами приводят к возникновению реактивного момента, обусловленного зубцовыми гармониками магнитного поля. В случае гладкой поверхности зубцов статора (рис. 1,а) реактивный момент возникает из-за изменения проводимости воздушного зазора, обусловленного наличием шлицев между зубцами статора. Для конфигурации активной зоны ВДПМ, в которой число зубцов статора $Z_S = 6$, а число пар полюсов ротора – p = 4, период изменения реактивного момента при повороте ротора составляет $T_M = 360^0 / (Z_S \times p) = 15^0$. На рис. 2 приведена зависимость реактивного момента от угла поворота ротора $M_P = f(\Theta)$ для ВДПМ с наружным диаметром статора 81 мм и длиной пакета 45 мм. Материал постоянных магнитов – NdFeB. Номинальный момент двигателя – 1 Нм.



Рис. 2. Зависимость $M_P = f(\Theta)$ для ВДПМ с гладкой поверхностью зубцов статора

Длина воздушного зазора двигателя составляет $\delta = 1,2$ мм, длина дуги магнита $\alpha_{max} = 35^0$, длина дуги шлица $\alpha_{max} = 8^0$.

По расчету амплитуда реактивного момента составляет 5,24 % от номинального момента. Разложение зависимости $M_P = f(\Theta)$ в ряд Фурье показывает, что доминирующие гармоники представлены следующими величинами: $M_{P_{v=1}} = 0,0464$ Hm (100 %), $M_{P_{v=2}} = 0,0092$ Hm (19,8 %), $M_{P_{v=3}} = 0,003$ Hm (6,5 %).

Для снижения величины реактивного момента на каждом зубце статора ВДПМ выполнено два дополнительных паза, имеющих такую же длину дуги, что и шлиц, и размещенных на одинаковом расстоянии как друг от друга, так и от шлица (рис. 1,б). При этом оси дополнительных пазов и шлица смещены друг относительно друга на 20 механических градусов или по первой зубцовой гармонике на 120 электрических градусов. Предполагая, что выполненные на зубцах статора пазы создают дополнительные зубцовые моменты, аналогичные моментам от действия шлицов, такое расположение может привести к компенсации гармоник моментов, не кратных трем. Расчетная зависимости $M_P = f(\Theta)$ для данного случая в сопоставлении с исходной для ВДПМ с гладкими зубцами статора представлена на рис. 3.



Рис. 3. Сопоставление зависимосте
й $M_P=f(\Theta)$ для двух конфигураций зубца статора ВДПМ

Из рис. З видно, что наличие дополнительных пазов привело к снижению амплитуды реактивного момента в 7,2 раза. При этом амплитуда первой зубцовой гармоники уменьшилась в 18,5 раза, второй – в 2 раза, а амплитуда третей гармоники осталась без изменения. Таким образом, небольшое изменение конструкции активной зоны ВДПМ привело к существенному снижению зубцовых реактивных моментов без применения скоса зубцовой зоны или сдвига магнитов на роторе.

Список литературы: 1. Bolognani S., Bianchi N., Malesani L., Zigliotto M., Cervaro S. Brushless motor drives for ventilation // Department of Electrical Engineering, University of Padova, Italy, 2003.

Поступила в редколлегию 15.09.08

УДК 621.314-213.34

И.Я. ЧЕРНОВ, инж., *С.В. КАРАСЬ*, д-р техн. наук

ПОИСК И РЕАЛИЗАЦИЯ ПУТЕЙ ПОВЫШЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКОГО УРОВНЯ ВЗРЫВОБЕЗОПАСНЫХ КТП ПРИ ПОВЫШЕНИИ МОЩНОСТИ ДО 1600 кВ·А

Проведено пошук і реалізовані шляхи підвищення технічного рівня комплектних пересувних вибухобезпечних трансформаторних підстанцій для електрозабезпечення потужних вуглевидобувних комплексів шахт при підвищенні їхньої одиничної потужності до 1600 кВ·А.

Проведен поиск и реализованы пути повышения технического уровня комплектных передвижных взрывобезопасных трансформаторных подстанций для электрообеспечения мощных угледобывающих комплексов угольных шахт при повышении их единичной мощности до 1600 кВ-А.

Постановка проблемы. Современный этап развития топливноэнергетического комплекса Украины характеризуется ориентацией на увеличение доли каменного угля в общем объёме добычи и производства энергоносителей.

Увеличение угледобычи возможно за счет концентрации горных работ, применения современного оборудования (высокопроизводительных очистных и проходческих комплексов) в высоконагруженных лавах, позволяющих выдавать из них по 5 и более тыс. тонн угля в сутки [1].

Важнейшим элементом системы шахтного электроснабжения мощных угледобывающих комплексов, включающей в себя практически все элементы существующего электрооборудования – силовые коммутационные аппараты, устройство преобразования электроэнергии, элементы управления, защиты, сигнализации и контроля, является передвижная комплектная взрывобезопасная трансформаторная подстанция (КТП), создание которой является важной и актуальной научно-технической задачей.

Анализ исследований и публикаций. Развитие угольной отрасли в двадцатом веке, как в нашей стране, так и за рубежом, в большой степени обязано последовательной замене энергии пара и пневматической энергии на электрическую.

Электрификация угольных предприятий прошла поэтапно применение электроэнергии, вначале на поверхностном комплексе, в околоствольных дворах и в других местах, где отсутствует взрывоопасная атмосфера, вплоть до полной механизации и автоматизации, как отдельных процессов, так и технологических комплексов угледобычи и доставки горной массы на поверхность.

Основными препятствиями широкому применению электрической энергии в шахтах явились наличие рудничного взрывоопасного газа метана и угольной пыли, опасность возникновения пожара в условиях ограниченного пространства, поражение персонала электрическим током. Рудничное взрывобезопасное электрооборудование, включающее в себя передвижные КТП, коммутационную и защитную электроаппаратуру, если не исключило полностью опасность ведения горных работ, то в значительной степени ослабило её влияние и явилось важным фактором развития и неуклонного роста энерговооруженности труда и производительности угольных предприятий.

На начальном этапе внедрения электроэнергии на угольных шахтах электроснабжение угледобывающих участков осуществлялось от стационарной трансформаторной подстанции, размещенной в камере, закреплённой огнестойким материалом, в которой устанавливался маслонаполненный трансформатор [2].

Из-за высокой стоимости перемещение подстанций (камеры и находящегося в ней электрооборудования) осуществлялось один или два раза в год, что приводило к увеличению длины кабельных линий и к снижению напряжения на зажимах электроприёмников, предопределяя снижение эффективности механизации и автоматизации производства.

Начиная с пятидесятых годов прошлого столетия, в нашей стране и за рубежом велись исследовательские работы по поиску технических решений, обеспечивающих глубокий ввод напряжения 6 кВ, создание взрывобезопасных КТП, располагаемых вблизи лавы и перемещаемых вслед за ней.

В конце пятидесятых годов в МакНИИ были проведены детальные исследования свойств кварцевого заполнителя для создания безмасляных КТП и определены исходные данные для проектирования взрывобезопасных кварценаполненных трансформаторов. Конструкция этих трансформаторов и созданных на их основе передвижных подстанций типа ТКШВП, не требующих специальных камер, представлена на рис. 1. В процессе разработки таких подстанций был применен ряд технических решений, направленных на обеспечение их надёжности и безопасности применения в условиях взрывоопасной среды и повышенной влажности. Был предложен способ гидрофобизации песка и обоснована необходимость его классификации, усовершенствована система изоляции, разработана электрическая схема, обеспечивающая безопасность эксплуатации КТП в шахтных условиях [3].

На основе опыта и достижений науки и техники в нашей стране и за рубежом в 1957 г. была создана первая опытная партия сухих с воздушным охлаждением трансформаторов и подстанций, оборудованных автоматическим выключателем, в которых были предусмотрены: защита от утечек тока на землю, максимальная токовая защита, необходимые блокировки.

С конца шестидесятых годов выпуск сухих с воздушным охлаждением трансформаторов и КТП был сосредоточен на Донецком энергозаводе (ДЭЗ).



Рис. 1. Кварценаполненная передвижная трансформаторная подстанция типа ТКШВП мощностью 320 кВ·А (1960 г.)

За это время ДЭЗ выпущена серия трансформаторов типа ТСШВ и КТП типа ТСШВП. С восьмидесятых годов эта серия трансформаторов и КТП была заменена серией ТСВ и ТСВП. Выпуск которых на ДЭЗ достигал 2,5-3 тысяч изделий в год.

С целью прогнозирования потребности в новых разработках КТП Укр-НИИВЭ произведен ретроспективный анализ динамики энерговооруженности очистных работ угольных шахт стран СНГ и создания соответствующих КТП. На рис. 2 приведены данные об установленной мощности электродвигателей добычных технологических комплексов основного забойного оборудования с учетом применения высокопроизводительных добычных комбайнов, проанализированы основные этапы создания КТП [4].

Поскольку совершенствование систем электроснабжения выемочных участков определялось соответствующим созданием и внедрением новых машин и технологий угледобычи, в [5] прослеживаются следующие основные этапы их развития (рис. 2):



- период до 1950 г. – завершена механизация зарубки угля с помощью врубмашин (с необдуваемыми двигателями МА, МАД) при буровзрывной его отбойке, ручной навалке и доставке качающимися конвейерами;

- период 1951-1960гг. – внедрение широкозахватных угольных комбайнов, в основном, с необдуваемыми двигателями МА, МАД и ЭДК на напряжение 380/660 В, а также разборных скребковых конвейеров;

 период 1961-1975 гг. – внедрение узкозахватных добычных комбайнов с двигателями водяного и воздушного охлаждения ЭКВ и ЭДКО на напряжение 660 В, с механизированными крепями и передвижными изгибающимися скребковыми конвейерами;

- период 1975-1995 гг. – совершенствование механизированных комплексов второго поколения и применение электродвигателей на напряжение 660/1140 В;

- период с 1995 г. – реструктуризация углепрома с закрытием нерентабельных шахт и внедрением на перспективных шахтах механизированных комплексов третьего поколения; создание двигателей ЭКВ с увеличенной мощностью в т.ч. с поперечным расположением их на комбайне, дальнейшее увеличение энерговооруженности угледобывающей техники.

Цель статьи. Поиск путей повышения единичной мощности передвижных КТП до 1600 кВ·А во взаимоувязанной системе "угледобыча – энерговооруженность угледобывающей техники – мощность КТП", расширение функциональных возможностей, эксплуатационной надежности и безопасности.

Результаты исследований. С увеличением единичной мощности до 1600 кВ·А, при существующих электромагнитных нагрузках активных материалов (плотности тока в обмотках и индукции в магнитопроводе) их масса возрастает пропорционально кубу линейных размеров, а внешняя охлаждающая поверхность растёт пропорционально квадрату линейных размеров, поэтому рост охлаждающей поверхности активной части недостаточен при растущих единичной мощности и мощностях потерь, что требует повышения эффективности охлаждения. Рост потерь мощности в активной части влечёт за собой необходимость снижения влияния выделяемого тепла на сопряжённые полости корпуса, в связи с тем, что установленная в РУНН и РУВН аппаратура допускает нагрев до определенных значений.

Для обеспечения взрывобезопасности КТП с увеличением её мощности ужесточаются требования к конструкции корпуса и технологии его изготовления.

Многовекторность рассматриваемых задач по удовлетворению требований обеспечения взрывобезопасности, эффективного охлаждения активной части и сопряженных с корпусом трансформатора оболочек, обусловливает необходимость комплексного подхода к решению этих вопросов.

Отметим, что закон роста мощности трансформатора, установленный М.О. Доливо-Добровольским и окончательно сформулированный М. Видмаром, фактически не приемлем для трансформаторов, размещаемых в герметичных оболочках. Многочисленные исследования серийных, макетных и опытных образцов КТП показывают, что мощность активной части, помещённой во взрывонепроницаемую оболочку, снижается на 27...34 %. В связи с этим возникает необходимость разработки системы охлаждения, позволяющей снизить экранирующее влияние оболочки на тепловое состояние активной части. Причем, обеспечение технических характеристик передвижных КТП возможно не только путём разработки передовых конструкторских решений, но и за счёт применения современных технологий и электротехнических материалов.

С увеличением мощности КТП и ростом мощности короткого замыкания шахтной системы электроснабжения до 100 МВ-А определенную трудность представляет собой разработка устройств крепления обмоток на стержнях магнитопровода трансформатора в связи со значительными электродинамическими усилиями, возникающими при пусках асинхронных электродвигателей соизмеримых с трансформатором мощностей и значительных токах короткого замыкания в шахтных электрических сетях.
Остановимся на наиболее, как представляется, значимых вопросах.

Взрывобезопасные передвижные трансформаторные подстанции традиционно состоят из трех основных частей: – силового трансформатора; – распределительного устройства высшего напряжения (РУВН); – распределительного устройства низшего напряжения (РУНН).

Все составные части соединены между собой взрывонепроницаемыми соединениями и расположены на общей раме.

Силовые трансформаторы для подстанций типа КТПВ выполнены на электротехнических материалах, производимых в конце 80-х гг. прошлого столетия. Это электротехнические стали с удельными потерями не ниже 1,2 ÷1,4 Вт/кг, электроизоляционные материалы не выше класса нагревостойкости H.

На сегодняшний день серийно выпускаются новые электротехнические материалы, активно использующиеся в современных конструкциях: электротехнические стали с удельными потерями до 0,9 Вт/кг, электроизоляционные материалы класса нагревостойкости 220 с высокой электрической прочностью.

Заметных успехов достигла технология изготовления элементов конструкции общепромышленных трансформаторов, а именно:

- изготовление магнитопровода с "косым стыком" (по типу Step – Lap);

- пропитка обмоток методом "вакуум-давление";

 применение обмоточных проводов с изоляцией арамидной бумагой, полиимидной пленкой, работающих в длительном режиме при температуре более 200 °C;

- применение конструкций обмоток прямоугольной и овальной формы;

– применение обмоток из медной ленты, благодаря чему существенно повышается их электродинамическая стойкость.

Имеются сведения, что рядом производителей КТП критерием оценки мощности принимается срок службы трансформатора, определяемый с учетом графика нагрузки. В связи с этим, при создании взрывобезопасных трансформаторов повышенной единичной мощности (1000, 1250 и 1600 кВ·А) можно заметно увеличить электромагнитные нагрузки на элементы конструкции трансформатора и тем самым снизить расход активных материалов, трудозатраты, массу и габариты силового трансформатора, и, таким образом, при снижении потерь и увеличении электродинамической стой-кости сохранить неизменной мощность.

На рис. 3 и 4 показано изменение расхода меди и электротехнической стали в трансформаторах подстанций ТСШВП (1974 г), КТПВ (2002 г) и трансформаторов нового поколения. Согласно предварительным расчетам с учетом предлагаемых конструктивных решений расход активных материалов может быть снижен: меди до 10 %, электротехнической стали до 12 %.

Для выбора оптимизированных конструкций силовых трансформаторов (в зависимости от их типоразмера) с учетом существующих тенденций развития трансформаторостроения [6, 7] были проведены аналитические исследования (на примере силового трансформатора мощностью 1000 кВ·А) по эффективности:

 применения электротехнической стали с низкими удельными потерями (например, 3409) и систем электроизоляционных материалов высоких классов нагревостойкости (например, 200, 220);

 – разработки конструкции трансформатора, обеспечивающей минимальные потери холостого хода и короткого замыкания.



Рис. 3. Расход обмоточного провода



Рис. 4. Расход электротехнической стали

 перераспределения электромагнитных нагрузок и совершенствования конструкции трансформатора с учетом изменившейся ценовой политикой на электротехнические материалы;

- создания новых систем изоляции и охлаждения;

- совершенствования технологии изготовления трансформатора;

Из всего многообразия вариантов расчета с изменением марки стали, индукции в стержнях магнитопровода, плотности тока в обмотках, марок провода и электроизоляционных материалов были отобраны наиболее приемлемые варианты конструкции трансформатора.

За основу анализа приняты расчетные данные четырех вариантов конструкции активной части трехфазного трансформатора (рис. 5), в которых варьировался диаметр стержня, вид магнитопровода, обмоток, индукция и плотность тока.

На рис. 6 приведены диаграммы потерь холостого хода и короткого замыкания по пяти расчетным вариантам, а также каталожные данные трансформатора фирмы Siemens (вариант 4б), как изделия с заявленными низкими электромагнитными потерями и сравнение их с расчетным вариантом 1, а также диаграммы расхода электротехнических материалов по пяти расчетным вариантам и сравнение их с расчетным вариантом 1 (серийной конструкцией).

На диаграммах показан характер изменения массы электротехнических материалов, потерь холостого хода и короткого замыкания в зависимости от варианта конструкции активной части, дающий общее представление о достоинствах каждого из них.

Для оценки анализируемых вариантов расчета трансформатора с позиций их инвестиционной привлекательности выполнен расчет техникоэкономического эффекта от внедрения трансформаторов.

1. Экономический эффект у изготовителя определяется по разнице затрат на изготовление заменяемого и нового трансформаторов (трудозатраты принимаются одинаковыми и в расчете не учитываются):

 $\mathcal{P}_{u} = \mathcal{U}_{Cl} \ge G_{Cl} - \mathcal{U}_{C2} \ge G_{C2} + \mathcal{U}_{Ml} \ge G_{Ml} - \mathcal{U}_{M2} \ge G_{M2} + \mathcal{U}_{ul} - \mathcal{U}_{u2};$ (1) где \mathcal{P}_{u} – экономия затрат за счет нового трансформатора у изготовителя, грн; \mathcal{U}_{Cl} – цена электротехнической стали заменяемого трансформатора, грн; \mathcal{U}_{C2} – цена стали нового трансформатора, грн; \mathcal{U}_{Ml} , \mathcal{U}_{M2} – цена меди заменяемого и нового трансформаторов, грн; \mathcal{U}_{ul} , \mathcal{U}_{u2} – стоимость изоляционных материалов заменяемого и нового трансформаторов, грн; \mathcal{G}_{Cl} , \mathcal{G}_{C2} , \mathcal{G}_{Ml} , \mathcal{G}_{M2} – соответственно масса стали и обмоточной меди заменяемого и нового трансформаторов, кг.

2. Экономический эффект у потребителя определяется как разность затрат заменяемого и нового трансформатора на потребляемую электроэнергию (потери в стали и меди):

$$\mathcal{P}_{u} = P_{1} \times \mathcal{U}_{\mathcal{P}} \times \mathcal{Q} - P_{2} \times \mathcal{U}_{\mathcal{P}} \times \mathcal{Q}; \qquad (2)$$

где \mathcal{D}_u – экономия у потребителя, грн; P_I , P_2 – потребление электроэнергии заменяемым и новым трансформаторами, кВт; $\mathcal{U}_{\mathcal{D}}$ – стоимость электроэнергии, грн/кВт·ч; Q – продолжительность работы трансформатора, ч.

При этом следует учитывать, что потери в стали трансформатора не изменяются с течением времени (смена, сутки), а потери в меди пропорциональны квадрату тока нагрузки, поэтому зависимость (2) приобретает вид:

$$\overline{\mathcal{Q}}_{n} = \left[\left(P_{10} \times \overline{\mathcal{Q}}_{0} + P_{1\kappa} \times \overline{\mathcal{Q}}_{n} \times \overline{\boldsymbol{b}}^{2} \right) - \left(P_{20} \times \overline{\mathcal{Q}}_{0} + P_{2\kappa} \times \overline{\mathcal{Q}}_{n} \times \overline{\boldsymbol{b}}^{2} \right) \right] \times \underline{\mathcal{U}}_{3},$$

$$(3)$$

где P_{10} , P_{20} – соответственно потери в стали заменяемого и нового трансформатора, кВт; Q_0 – продолжительность работы на холостом ходу, ч; $P_{1\kappa}$, $P_{2\kappa}$ – соответственно потери в меди заменяемого и нового трансформатора, кВт; Q_{μ}

– продолжительность нагрузки, ч; $\beta = \frac{I_{harp}}{I_{h}}$ – коэффициент нагрузки (отно-

шение тока нагрузки к номинальному току);



Трансформат ор с круглым стержнем, слоевой обмот кой HH и непрерывной кат ушечной обмот кой BH



Трансформат ор с овальным ст ержнем, овальными слоевыми обмот ками BH и HH



слоевыми обмот ками ВН и НН





Трансформат ор с овальным ст ержнем, спиральной овальной обмот кой НН из рулонной медной лент ы и слоевой овальной обмт кой ВН

Рис. 5. Конструкции активных частей трансформаторов



1400



Рис. 6. Потери короткого замыкания, холостого хода, расход электротехнических материалов.

1 – серийный трансформатор; 1а – стержень вписан в круг, обмотка НН слоевая цилиндрическая, обмотка ВН – непрерывная катушечная; 2 – стержень вписан в круг, обмотки НН и ВН слоевые цилиндрические; 3 – стержень вписан в овал, обмотки НН и ВН слоевые овальные; 4 – стержень вписан в овал, обмотка НН спиральная из медной ленты, обмотка ВН – слоевая овальная; 4а – трансформатор с уменьшенными потерями КЗ; 4б – трансформатор фирмы Siemens.

Экономию за год можно рассчитать, используя следующую формулу:

$$\Im_{n^2} = \Im_n \times 365 \times N$$
, (4)

где: Э_{*n*²} – экономия за год, грн; *N* – количество подстанций, шт.

Принимая $Q_0 - 24$ ч.; $Q_{\mu} - 17$ ч.; $\beta - 0.8$; тариф на электроэнергию – 0,285 грн/кВт.ч зависимость (3) может быть записана как:

$$\mathcal{P}_{n} = \left\| \left[24P_{10} + 10,88P_{1\kappa} \right] - \left[24P_{20} + 10,88P_{2\kappa} \right] \right\| \times 0,285 \tag{5}$$

Для наглядности результаты расчета экономического эффекта от внедрения трансформаторов представлены виде диаграммы (рис. 7).





Анализ конструкций сухих трансформаторов отечественного и зарубежного производства убеждает, что только благодаря применению современных материалов и передовых технологий возможно достижение высокого технического уровня КТП.

Корпус трансформатора должен:

 – обладать необходимой взрывоустойчивостью и взрывонепроницаемостью; и соответствующей защищенностью от воздействия факторов внешней среды (IP 54);

- обеспечивать требуемую эффективность теплоотдачи;

- иметь высокую технологичность и низкую себестоимость;

- быть компактным и не превышать допустимых размеров;

– иметь необходимые узлы для транспортировки, передвижки и др.

Принято считать, что в общем случае эффективность охлаждения прямо пропорциональна площади наружной поверхности корпуса. Наиболее характерные варианты конструкции взрывобезопасного корпуса трансформатора на примере КТП мощностью 1000 кВ·А, представленные в табл. 1.

С целью обеспечения единой базы в оценке вариантов конструкций корпусов при всех тепловых расчетах была принята одна и та же активная часть трансформатора мощностью 1000 кВ·А, имеющая магнитопровод с комбинированным стыком, электротехническую сталь марки 3408 толщиной 0,35 мм, стержень вписан в круг. Обмотка НН – двухслойная цилиндрическая, обмотка ВН – многослойная цилиндрическая.

Таблица 1 – Характеристики анализируемых корпусов КТП

Howana	Конструктивные особен-	Площади корпусов, участвующие в теплопе- редаче (теплообмене с внешней средой), м ²			
корпусов	корпусов трансформато- ра	наружной конвективной поверхности	внутренней конвективной поверхности	наружной излучающей поверхности	
1	Вертикальные гофриро- ванные боковые стенки и внутренние вентиляцион- ные трубы	21,9	19,9	11,1	
2	Вертикальные гофриро- ванные боковые стен-ки без внутренних вентиля- ционных труб	20,4	17,7	10,1	
3	Гофрированные стенки по всему периметру без внутренних вентиляци- онных труб	28,4	28,1	9,8	
4	Вертикальные гофриро- ванные боковые стенки без внутренних вентиля- ционных труб и гофриро- ванный верх в виде двух стенок, расположенных под углом	23,7	20,0	10,4	
5	Вертикальные гофриро- ванные стенки без внут- ренних вентиляционных труб и гофрированный верх в виде полуцилинд- ра	23,9	20,6	12,5	

Для анализа теплоотдающей способности корпусов и выбора наиболее приемлемого варианта на стадии эскизного проектирования, разработана методика теплового расчета силового трансформатора, в основу которой положен метод тепловых эквивалентных схем, разработано программное обеспечение, позволяющее оценить тепловое состояние корпусов различных конструкций с различными конфигурациями их гофрированных поверхностей (рис. 8) – расчетные средние превышения температур активной части в ее узловых точках над окружающей средой.

РУВН. Анализ существующих конструкций подстанций предлагаемых различными разработчиками и изготовителями показывает, что имеются:

– подстанции без РУВН;

 подстанции с РУВН, в которых установлен либо разъединитель холостого хода, способный отключить ток ненагруженного трансформатора, либо высоковольтный коммутационный аппарат, способный отключить ток короткого замыкания.

В первом случае и РУВН с разъединителем холостого хода функция защиты от токов короткого замыкания возложена на высоковольтную ячейку, устанавливаемую отдельно от подстанции, позволяющую также снимать напряжение с подстанции в случае ее ремонта или профилактических осмотров.



Рис. 8. Средние превышения температур активной части (номера кривых соответствуют номерам корпусов табл. 2)

РУВН с разъединителем холостого хода позволяет снять напряжение с подстанции для ремонта и осмотров, замены комплектующих изделий и т.п. В этом случае упрощается обслуживание подстанции, обеспечивается более безопасная работа с подстанцией.

РУВН с высоковольтным выключателем обеспечивает в полной мере защиту подстанции от токов короткого замыкания, позволяет снять напряжение с подстанции для ремонтов и осмотров. Однако при этом увеличиваются габариты, масса и стоимость подстанции.

В РУНН, как правило, имеется комплект коммутационной аппаратуры (автоматический выключатель, способный отключить ток короткого замыкания в низковольтной сети), аппаратуры защиты от токов коротких замыканий, защиты от токов утечки и контроля сопротивления изоляции, источник питания цепей защиты, сигнализации и местного освещения.

Вместе с тем имеются значительные отличия в электрических схемах РУНН. Так, в Украине, России и других странах СНГ обязательным является наличие защиты от токов утечки, обеспечивающей защиту персонала от поражения электрическим током, контроль сопротивления изоляции, компенсацию емкостных токов утечки, а также шунтирование поврежденной фазы на землю. Кроме того, такая защита контролирует сопротивление изоляции отключенной линии, блокируя подачу напряжения на линию с сопротивлением изоляции ниже допустимого предела, выполняя функцию блокировочного реле утечки.

В зарубежных подстанциях в РУНН, как правило, применяется быстродействующая аппаратура контроля изоляции, отключающая линию при снижении сопротивления изоляции ниже допустимого.

В последнее время, особенно в подстанциях больших мощностей (1000 кВ А и выше) получило применение РУНН с несколькими (два-восемь) отходящими фидерами, причем все фидера выполнены в виде контакторных модулей, каждый из которых снабжен полным набором аппаратов защиты, перечисленных выше.

Кроме перечисленных вариантов конструкции, имеются РУНН без коммутационного аппарата, а его функции переданы высоковольтному выключателю в РУВН, на который воздействуют аппараты максимальной токовой защиты, контроля сопротивления изоляции и др.

Схемные решения. Электрическая схема взрывобезопасных отечественных КТП помимо функции электроснабжения токоприемников добычных машин и механизмов выполняет ряд защитных функций, обеспечивающих безопасность работ, при этом РУНН содержит:

- автоматический выключатель (AB) типа А3700;

 – аппарат защиты, обеспечивающий контроль изоляции сети НН относительно земли, как при включенном, так и отключенном (обесточенном) отходящем присоединении и защиту от токов утечки на землю;

- блок максимальной токовой защиты с трансформаторами тока;

- трансформатор питания цепей защиты и местного освещения;

– аппарат защиты выходных цепей напряжением 36 В от токов утечки и короткого замыкания.

– другие приборы, обеспечивающие функционирование, защиту и контроль работы подстанции.

На отводах обмотки силового трансформатора установлены тепловые реле с размыкающими контактами для защиты трансформатора от перегрева.

В РУНН основным исполнительным аппаратом является AB, снабженный нулевым, независимым и электромагнитным расцепителями, срабатывающими от действия защит, предусмотренных техническими требованиями к взрывобезопасной трансформаторной подстанции, а также защиту от отключения высоковольтного разъединителя при нагруженном трансформатора и контроль содержания метана в месте установки подстанции (газовая защита).

Одна из последних, освоенных в серийном производстве, подстанций, это КТПВ-1250/6-1,2 (рис. 9), в которой:

– контроль и защиту от тока утечек на "землю" выполняет аппарат АЗУР-4, который включен в цепь первой линии L1 отходящего присоединения низшего напряжения, защита от тока утечек линии L2 осуществляется тем же аппаратом АЗУР-4 через силовые контакты автоматических выключателей А1 и А2, алгоритм работы которых не позволяет включить выключатель А2 при отключенном выключателе А1;



– для реализации функции защитного шунтирования повреждённой фазы на "землю", выполняемой аппаратом АЗУР-4, в схему введён контактор типа КВ-1-160-1,14, который при возникновении тока утечки на "землю" посредством блока управления контактором БУК на несколько секунд подключает аппарат АЗУР-4 к отходящей линии L2;

 контроль сопротивления изоляции в отходящей кабельной сети линии L1 осуществляется аппаратом АЗУР-4, а в отходящей кабельной сети линии L2 – блоком БКЗ-3;

 – блоки БКЗ-3 совместно с датчиками тока ДТ-5 выполняют функцию защиты отходящих кабельных линий от токов короткого замыкания;

 тепловой контроль силового трансформатора осуществляется двумя дифференциальными реле температуры типа MO2-125;

 – цепь дистанционного отключения подстанции выполнена на основе блока БДУ-4-3, имеющего искробезопасные выходные цепи;

 визуальный контроль за уровнем напряжения осуществляется стрелочным вольтметром V электромагнитной системы, а величина тока в фидерах отображается на светодиодных панелях индикации ПИ в процентном отношении к номиналу;

 – блоки индикации БИН выполняют функцию преобразования выходного сигнала с датчиков ДТ-5 в сигнал управления светодиодами панели индикации.

Стендовые и промышленные испытания. КТПВ-1000/6-1,2 (рис. 10) и КТПВ-1250/6-1,2 (табл. 2) были подвергнуты всесторонним испытаниям в условиях лабораторной базы УкрНИИВЭ и МакНИИ. На (рис. 11) приведено распределение среднего превышения температуры обмоток ВН и НН над температурой окружающей среды [8], определенное экспериментально по изменению их омического сопротивления, которое подтверждает соответст-

вие расчетных и реальных технических характеристик, а также правильность принятых основных конструкторских и схемных решений [9] в подстанциях повышенных единичных мощностей.

	Наименование параметра	Нормированное значение		
		КТПВ-1000	КТПВ-1250	
1	Номинальная мощность, кВ·А	1000	1250	
2	Номинальное первичное напряжение, В	6000	6000	
3	Номинальное вторичное напряжение, В	1200	1200	
4	Схема и группа соединения обмоток	Y/Y-0	Y/Δ-11	
5	Способ и диапазон регулирования напряже-	ПБВ, ±5	ПБВ, ±5	
	ния, %			
6	Напряжение короткого замыкания, %	5,0	5,2	
7	Потери КЗ трансформатора при t=115 °C, кВт	7,25	7,7	
8	Ток холостого хода, %	1,0	0,95	
9	Потери XX трансформатора, кВт	2,8	3,2	
10	Габариты, LxBxH, мм	3700x1080x1400	3950x1170x1475	
11	Масса, кг	6000	6950	

Таблица 2 – Основные технические данные передвижных КТП



Рис. 10. Трансформаторная подстанция КТПВ-1000/6-1,2 во время проведения стендовых экспериментальных исследований

В 2002 и 2006 гг. КТПВ-1000/6-1,2 и КТПВ-12500/6-1,2 [10] соответственно успешно прошли промышленные испытания в условиях шахты "Красноармейская-Западная №1" и приняты ОАО "ДЭЗ" к серийному производству.



Рис. 11. Распределение среднего превышения температуры обмоток ВН и НН КТПВ-1000/2-1,2 над температурой окружающей среды в зависимости от нагрузки

Пользующиеся спросом КТП повышенной единичной мощности (рис. 12) успешно выпускаются ОАО "Донецкий энергозавод".



Рис. 12. Подстанции КТПВ-630, 1000, 1250/6-1,2 на выставке "Уголь-мйнинг", Донецк, 2004 г.

Постоянно совершенствуя взрывобезопасные шахтные КТП [11, 12], УкрНИИВЭ совместно с ОАО "ДЭЗ" (НПК "Горные машины ведет разработку подстанции нового технического уровня ТВКП-1000/6-1,2, отличительной особенностью которой являются: меньшие габаритные размеры, более низкие электромагнитные потери трансформатора, наличие коммутационного аппарата на высокой стороне, а также наличие дополнительной аппаратуры управления, диагностики, учета электроэнергии, контроля и передачи информации о состоянии КТП.

Выводы. Требования эксплуатации обусловливают необходимость постоянного совершенствования взрывобезопасных передвижных КТП. Это достигается путем: обеспечения более высоких технических характеристик (при повышенной единичной мощности в ограниченных габаритных размерах), снижения удельного расхода активных и изоляционных материалов, технических решений, повышающих надёжность и безопасность применения КТП, удобства их обслуживания и расширения функциональных возможностей, что и воплощено в КТП мощностью 1000, 1250 и 1600 кВ·А.

Список литературы: 1. Сургай Н.С. Перспективы и направления развития угольной промышленности // Уголь Украины. – 2004. – № 12. – С. 11-13. 2. Нагорный М.А., Чернов И.Я. и др. Трансформаторные источники электроснабжения угледобывающих участков // Использование электроэнергии в горной технологии. Национальный научный центр горного производства – Институт горного дела им. А.А.Скочинского. Научные сообщения. Выпуск № 329/2005. 3. Зайиев И.И., Кубрак А.И., Плетнёв А.И., Шилов В.В. Кварценаполненные взрывобезопасные шахтные трансформаторы и подстанции (Серия "Трансформаторы" вып. 21). // – М.: Энергия, 1970. – 176 с. 4. Чернов И.Я., Ландкоф Л.Б., Харченко В.Д. Динамика энерговооруженности и основных экономических показателей очистных забоев // Уголь Украины. – 2004. – № 1. – С. 18-20. 5. Разумняк Н.Л., Мышляев Б.К. Основные направления развития технологий и средств комплексной механизации очистных работ для отработки пологих угольных пластов // Уголь. – 2001. – № 1. - С. 34-40. 6. Лизунов С.Д., Лоханин А.К. Проблемы современного трансформаторостоения в России // Электричество. – 2000. – № 8. – С. 2-10; № 9. – С.4-12. 7. Пуйло Г.В., Кузьменко В.С., Тонгалюк В.В. Современные тенденции совершенствования распределительных трансформаторов // Електротехніка і електромеханіка. – 2008. – № 2. – С. 48-52. 8. Чернов И.Я., Грушко В.М., Волков Н.А. Экспериментальные исследования теплового состояния трансформаторной подстанции КТПВ 1000/6-1,2. // Взрывозащищенное электрооборудование: Сб. науч. тр. Укр-НИИВЭ. – Донецк: ООО "Юго-Восток Лтд, 2003. – С. 50-61. 9. Патент на корисну модель. № 18567. Украина. МПК (2006) Н01F 27/08. Вибухозахищена трансформаторна підстанція / Вареник Є.О., Чернов І.Я., Налбатов В.Е., та ін. – № и200605095; Заявл. 10.05.2006; Опубл.15.11.2006. Бюл. № 11, 2006 р. 10. Патент на промисловий зразок. № 9870. Україна. Підстанція тран-сформаторна рудникова вибухобезпечна пересувна / Чернов І.Я., Вареник Є.О., Грушко В.М. та ін. – №2003071335; Заявл. 28.07.2003; Опубл. 15.02.2005. Бюл. № 2. 11. Патент на корисну модель. № 32827. Украина. МПК (2006) H01F 27/00. Корпус трансформатора / Чернов І.Я., Вареник С.О., Налбатов В.Е., та ін. – № и200802867; Заявл. 05.03.2008; Опубл.26.05.2008. Бюл. № 10, 2008 р. 12. Патент №2299506. Российская Федерация. МПК НО2В 13/00 (2006.01). Рудничная взрывобезопасная трансформаторная подстанция / М.А. Нагорный, Г.Л. Локтионов, И.Я. Чернов и др. № 2005111623/09; Заявл. 19.04.2005; Опубл. 20.05.2007. Бюл. № 14.

Поступила в редколлегию 26.10.2008

УДК 621.314

ШУТЕНКО О.В.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт" (г. Харьков)

КОМПЛЕКСНЫЙ КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ТРАНСФОРМАТОРНОГО МАСЛА

В статті наведені результати комплексного кореляційного аналізу показників якості трансформаторного масла. Проаналізовано результати спостережень по 249 трансформаторам напругою 110 кВ і номінальною потужністю від 6,3 до 63 МВА. Загальний об'єм вибірки склав понад 44 тисяч значень по двадцяти показниках масла. Запропоновано фізичну інтерпретацію отриманих результатів.

В статьи приведены результаты комплексного корреляционного анализа показателей качества трансформаторного масла. Проанализированы результаты наблюдений по 249 трансформаторам напряжением 110 кВ и номинальной мощностью от 6,3 до 63 МВА. Общий объем выборки составил свыше 44 тысяч значений по двадцати показателям масла. Предложена физическая интерпретация полученных результатов.

Постановка проблемы. Одним из путей повышение эффективности процедур принятия решений при оценке состояния трансформаторных масел, является обеспечение максимальной адекватности между используемой моделью принятия решения и физической моделью функционирования объекта. Достижение такой адекватности производится как за счет учета влияния режимов эксплуатации трансформаторов, физических особенностей поведения показателей качества масла на длительных интервалах эксплуатации, так и за счет учета статических связей между показателями.

Анализ публикаций. В настоящее время вопросам исследования статистической связи между показателями качества масла посвящено достаточное количество публикаций [1-4]. В [1] исследована корреляционная связь между пробивным напряжением и тангенсом угла диэлектрических потерь масла. В [2] исследована связь между содержанием водорода и тангенсом угла диэлектрических потерь масла, в [3] – между температурой вспышки масла от суммарного содержания газов углеводородного ряда. В [4] отмечено наличие связей между кислотным числом и цветом масла, интенсивностью люминесценции и тангенсом угла диэлектрических потерь, пробивным напряжением, а также между спектрами пропускания масел и их температурой вспышки. Статистические связи исследованы между отдельными показателями, а комплексный анализ – отсутствует.

Цель статьи – комплексный корреляционный анализ, выполненный по

всем регламентированным показателям качества масла. Использованы результаты длительных наблюдений (40 и более лет), охватывающие шесть областей Украины.

Метод решения. Для оценки статистической связи между двумя случайными величинами обычно используется значение коэффициента парной корреляции. Значения которого определяется как:

$$r = \frac{\dot{a}_{i=1}^{n} (x_{i} - \bar{x}) \times (y_{i} - \bar{y})}{\sqrt{\dot{a}_{i=1}^{n} (x_{i} - \bar{x})^{2} \times \dot{a}_{i=1}^{n} (y_{i} - \bar{y})^{2}}},$$
(1)

где x_i , y_i – текущие значения показателей; \overline{x} , \overline{y} – математические ожидания показателей; n – объем выборочных значений.

Однако этот параметр характеризует лишь степень линейной связи между случайными величинами и не может характеризовать связь через моменты более высокого порядка. Информацию о нелинейной связи между случайными величинами можно получить, используя значения эмпирического корреляционного отношения:

$$\mathbf{\hat{h}}_{y/x} = \frac{\overset{N}{\mathbf{\dot{a}}} n_i \times (\overline{y}_i - \overline{y})^2}{\overset{i=1}{\mathbf{\dot{a}}} \overset{n_j}{\mathbf{\dot{a}}} (\widetilde{y}_{ij} - \overline{y})^2},$$
(2)

где \tilde{y}_{ij} – результаты наблюдений в *i*-той экспериментальной точке; $\bar{y}_i = \frac{1}{n_i} \sum_{j=1}^{n_i} \tilde{y}_{ij}$ – условное среднее, полученное для значений x_i при $j = \overline{1, m_j}$; $\bar{y} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} \bar{y}_i$ – общее среднее по всем экспериментальным точкам; N – объем

выборки.

Поскольку $\eta_{y/x} \neq \eta_{x/y}$ то выполнялся расчет как прямого ($\eta_{y/x}$) так и обратного ($\eta_{x/y}$) значений корреляционных отношений.

Для принятия решения о значимости рассчитанных коэффициентов парной корреляции можно использовать как их критические значения, так и значения нижней *r*_н и верхней *r*_в границ доверительного интервала при заданной доверительной вероятности *P*. Расчет значений нижней и верхней границ доверительного интервала производился в следующей последовательности:

а) выполнено z – преобразование оценки r:

$$z = \frac{1}{2} \cdot \ln\left(\frac{1+r}{1-r}\right);\tag{3}$$

б) вычислены две вспомогательных величины:

$$\Psi_{\rm H} = z - \frac{U}{\sqrt{n-3}}; \ \Psi_{\rm B} = z + \frac{U}{\sqrt{n-3}},$$
(4)

где U = 1,96 для доверительной вероятности P = 0,95;

в) выполнено обратное преобразование Фишера для расчета *r*_н и *r*_в:

$$r_{\rm H} = \frac{e^{2\cdot\Psi_{\rm H}} - 1}{e^{2\cdot\Psi_{\rm H}} + 1}; \ r_{\rm B} = \frac{e^{2\cdot\Psi_{\rm B}} - 1}{e^{2\cdot\Psi_{\rm B}} + 1}.$$
 (5)

Анализ результатов. В качестве исходных данных использовались результаты периодических испытаний трансформаторного масла и хроматографического анализа растворенных в масле газов (по Донецкой, Луганской, Полтавской, Сумской, Харьковской областям Украины, а также АР Крым). Всего были проанализированы результаты наблюдений по 249 трансформаторам напряжением 110 кВ и номинальной мощностью от 6,3 до 63 MBA. Общий объем выборки составил свыше 44 тысяч (44728 значений по двадцати показателям масла).

Для удобства анализа результаты разбиты на три группы. В первую вошли характеристики связи между физико-химическими показателями качества масла; во вторую – между результатами хроматографического анализа растворенных в масле газов; в третью – между физико-химическими и хроматографическими показателями.

1. Корреляция между физико-химическими показателями масла. Результаты исследований стохастической связи между указанными показателями приведены в табл. 1. Как видно из таблицы, наиболее коррелированными оказались показатели, которые характеризуют степень окисления масла. Основными продуктами окисления являются (в последовательности образования): перекисные соединения, свободные кислоты, спирты, фенолы, соединения карбонильной группы (альдегиды, кетоны), вода, летучие кислоты и углекислый газ [5].

Укажем показатели, для которых выявлены наиболее значимые связи: кислотное число масла (характеризует содержание органических кислот) – содержание водорастворимых кислот (характеризует содержание в масле низкомолекулярных кислот) – цвет масла (характеризует содержание смолистых соединений) – тангенс угла диэлектрических потерь масла (характеризует содержание коллоидных частиц) – влагосодержание масла (рис. 1 а, б, в). Таким образом, связь между показателями масла фактически отображает протекание окислительных реакций и накопление продуктов окисления.

Выполненный анализ показал наличие связи между значениями тангенса угла диэлектрических потерь масла, измеренными при различных значениях температуры (рис 1, г). Между пробивным напряжением и влагосодержанием масла строгая связь практически отсутствует (рис. 1, ∂). Это соответствует установленному факту, что пробивное напряжение масла в большей степени зависит не от концентрации влаги, а от ее состояния (в растворенном виде или в виде эмульсии).

Показатели масла	n	Значения коэффициента парной корреляции, нижней и верхней границ доверительного ин- тервала			Корреляционное отношение	
		r _H	ρ	r _B	η_{x1-x2}	η_{x2-x1}
Твсп-КОН	3703	-0,137	-0,105	-0,168	0,206	0,344
Твсп-Ипр	3701	-0,044	-0,011	0,021	0,099	0,101
Твсп-tgб при 20°С	268	-0,194	-0,075	0,044	0,150	0,117
Твсп-tgб при 70°С	397	-0,223	-0,127	-0,029	0,311	0,437
Твсп-tgб при 90°С	570	-0,168	-0,087	-0,005	0,099	0,101
Твсп-Цвет масла	2104	-0,129	-0,086	-0,044	0,180	0,168
Твсп-РВВ	1191	-0,100	-0,043	0,014	0,149	0,208
Твсп-	1635	-0,156	-0,108	-0,06	0,183	0,173
Влагосодержание						
Твсп-Уд. вес	70	0,110	0,336	0,529	0,405	0,485
КОН-Ипр	3745	-0,345	-0,316	-0,287	0,407	0,367
КОН-tgб при 20°С	268	0,096	0,213	0,325	0,374	0,333
КОН-tgб при 70°С	397	0,213	0,328	0,413	0,445	0,442
КОН-tgб при 90°С	570	0,219	0,296	0,369	0,410	0,575
КОН-Цвет масла	2108	0,526	0,556	0,585	0,642	0,572
КОН-РВВ	1191	0,539	0,578	0,615	0,699	0,629
КОН-	1635	0,168	0,215	0,261	0,334	0,342
Благосодержание	70	0.420	0.227	0.0094	0.420	0.402
KOH-УД. вес	70	-0,439	-0,227	0,0084	0,430	0,402
Unp-tgo при 20°C	208	0,238	-0,122	-0,002	0,408	0,360
Опр-тдо при 70°С	597	-0,142	-0,044	0,055	0,348	0,335
Uпр-tgð при 90°С	570	-0,191	-0,111	-0,029	0,362	0,372
Uпр-Цвет масла	2118	-0,265	-0,225	-0,184	0,386	0,292
Опр-РВВ	1191	0,037	0,093	0,150	0,396	0,273
Опр- Влагосодержание	1649	-0,112	-0,064	-0,016	0,383	0,246
Ипр-Уд. вес	70	-0,190	0,047	0,279	0,580	0,464
tgб при 20°С-tgб при 70°С	258	0,782	0,825	0,860	0,877	0,885
tgб при 20°С-tgб при 90°С	150	0,814	0,862	0,898	0,871	0,865
tgð при 20°С-цвет масца	202	0,256	0,381	0,493	0,578	0,565
tgð при 20°С-РВВ	214	0.200	0.325	0.440	0.377	0.591
tgð при 20°С- Влагосодерж.	268	0,208	0,320	0,424	0,398	0,411
tgб при 70°С-tgб при 90°С	193	0,963	0,972	0,979	0,987	0,981

Таблица 1 – Результаты исследования стохастической связи между физикохимическими показателями качества трансформаторного масла

tgб при 70°С-Цвет	247	0,204	0,321	0,429	0,589	0,514
масла						
tgð при 70°С-РВВ	397	0,185	0,278	0,366	0,445	0,474
tgð при 70°С-	390	0,021	0,120	0,217	0,377	0,325
Влагосод.						
tgð при 90°С-Цвет	509	0,217	0,298	0,375	0,692	0,316
масла						
tgð при 90°С-РВВ	562	0,086	0,168	0,247	0,385	0,303
tgδ при 90°С-	553	0,027	0,110	0,192	0,383	0,320
Влагосод.						
Цвет масла-РВВ	580	0,236	0,311	0,383	0,358	0,528
Цвет масла-	1267	-0,022	0,033	0,088	0,128	0,171
Влагосод.						
Цвет масла-Уд. вес	70	-0,246	-0,012	0,224	0,129	0,254
PBB-	661	0,339	0,405	0,467	0,608	0,534
Влагосодержание						











Рис. 1. Корреляционные зависимости между физико-химическими показателями качества трансформаторного масла: а – содержание водорастворимых кислот от кислотного числа масла; б – цвета от кислотного числа масла; в – влагосодержания от содержания в масле водорастворимых кислот; г – тангенса угла диэлектрических потерь масла при 90°C от тангенса угла диэлектрических потерь измеренного при 70°C; д – влагосодержания от пробивного напряжения трансформаторного масла; е – тангенса угла диэлектрических потерь масла.

Также не выявлено значимой связи между температурой вспышки и другими показателями, за исключением, удельного веса масла. Это свидетельствует о том, что изменение температуры вспышки масла в большей степени обусловлено не столько окислительными процессами, сколько процессами ионизационного старения и термической деструкции. Следует также обратить внимание на отсутствие значимой связь между температурой вспышки и тангенсом угла диэлектрических потерь масла (рис. 1 *е*). Причина, по-видимому, в том, что тангенс угла диэлектрических потерь чувствителен как к процессам ионизационного старения, так и к окислительным процессам в масле (табл. 1).

2. Корреляция между растворенными в масле газами. Значения коэффициентов парной корреляции, нижних и верхних границ доверительных интервалов коэффициентов парной корреляции, значений прямого и обратного корреляционного отношения между газами приведены в табл.2. Анализируя табл.2, видим отсутствие значимой связи между газами углеводородного ряда с одной стороны и оксидом и диоксидом углерода с другой (рис. 2 *a*). При этом имеется тенденция к росту концентрации СО с увеличением содержания CO₂ (рис. 2. δ). Это свидетельствует о том, что причины роста концентраций CO и CO₂ с одной стороны и газов углеводородного ряда с другой, отличаются по своей природе. Если рост концентраций оксида и диоксида углерода может происходить в результате термоокислительных реакций в масле, то рост концентраций газов углеводородного ряда, как правило, происходит вследствие, процессов ионизационного старения и термической деструкции в масле и основной изоляции трансформаторов.

Наиболее значимая (практически функциональная связь) была выявлена межлу солержанием в масле этилена и суммой газов углеводородного ряда (рис. 2 в). Это может быть объяснено, тем, что среди всех газов углеводородного ряда максимальное значение концентраций получено как раз для этилена. Наличие же связи между газами углеводородного ряда выявлено для следующих пар газов (рис. 2 г d e): CH₄ - C₂H₄, CH₄ - C₂H₆, C₂H₄ - C₂H₆, C₂H₄ - $C_{2}H_{2}$ и $C_{2}H_{2} - H_{2}$. Т.е. кроме пар газов $CH_{4} - C_{2}H_{4}$ и $CH_{4} - C_{2}H_{6}$ все остальные используются в известных критериальных отношениях. Эти отношения (отношения содержания определенных пар газов) применяются при интерпретации результатов хроматографического анализа в большинстве современных методов: МЭК 599, методика IEEE (по стандарту ANSI/IEEE Std С57.104-1991), методика СЕСВ (отношения по Роджерсу), методика Шлизингера, методика Дорненбурга и др. Выявленная связь, между газами углеводородного ряда, обусловлена тем, что основной причиной газовыделения является деструкции углеводородов, т.е. данные показатели характеризуют один и тот же процесс. Более того, исследования выполненные в [6], позволяют использовать наличие корреляции между газами углеводородного ряда при обнаружении дефектов в трансформаторах.

3. Корреляция между физико-химическими показателями масла и растворенными в масле газами. Анализируя связи между физикохимическими показателями масла и растворенными газами, следует отметить, что наибольшие значения коэффициентов парной корреляции и корреляционных отношений выявлены между показателями качества масла характеризующими степень окисления и диоксидом углерода (табл. 3). Это следующие пары показателей: кислотное число масла – CO_2 (рис. 3 *a*); содержание водорастворимых кислот – CO_2 (рис. 3 *б*) и пробивное напряжение масла – CO_2 (рис. 3 *в*). Достаточно высокие значение показателей тесноты связи имеют пары: tgδ при 90°C – CH_4 и tgδ при 90°C – C_2H_4 (рис. 3 *г*),. В тоже время связь между tgδ при 90°C и содержанием водорода выражена слабее, что кстати также отмечено в работе [2].

Показатели масла	n	Значения коэфф нижней и верхи	Корреляционное отношение			
		r _H	ρ	r _B	η_{x1-x2}	η_{x2-x1}
CO-CO ₂	2598	0,183	0,220	0,256	0,389	0,408
CO-CH ₄	2598	0,053	0,0915	0,130	0,253	0,282
CO-C ₂ H ₂	2598	0,017	0,0553	0,094	0,108	0,178
CO-C ₂ H ₄	2598	0,094	0,132	0,170	0,271	0,334
CO-C ₂ H ₆	2598	-0,0039	0,0346	0,073	0,088	0,152
CO-C _x H _y	2598	0,081	0,119	0,157	0,143	0,206
CO-H ₂	652	-0,048	0,0285	0,105	0,181	0,236

Таблица 2 – Результаты исследования стохастической связи между растворенными в масле газами

CO ₂ -CH ₄	3813	0,021	0,0524	0,084	0,125	0,271
CO_2 - C_2H_2	3909	-0,047	-0,016	0,016	0,111	0,204
CO_2 - C_2H_4	4125	-0,042	-0,011	0,019	0,147	0,214
$CO_2-C_2H_6$	3739	-0,021	0,0109	0,043	0,192	0,260
CO ₂ -C _x H _y	3978	-0,037	-0,006	0,025	0,237	0,256
CO ₂ -H ₂	652	-0,07	0,0068	0,084	0,077	0,175
CH ₄ -C ₂ H ₂	3747	0,062	0,0933	0,125	0,281	0,235
CH ₄ -C ₂ H ₄	3803	0,253	0,283	0,312	0,338	0,652
CH ₄ -C ₂ H ₆	3723	0,153	0,184	0,215	0,198	0,655
CH ₄ -C _x H _y	3803	0,340	0,368	0,395	0,408	0,722
CH ₄ -H ₂	652	-0,025	0,0521	0,128	0,342	0,207
$C_2H_2-C_2H_4$	3937	0,286	0,314	0,342	0,350	0,462
$C_2H_2-C_2H_6$	3759	-0,0052	0,0268	0,059	0,261	0,249
$C_2H_2-C_xH_y$	3937	0,461	0,485	0,509	0,501	0,648
$C_2H_2-H_2$	652	0,148	0,222	0,294	0,320	0,387
$C_2H_4-C_2H_6$	3773	0,238	0,268	0,297	0,417	0,348
$C_2H_4-C_xH_v$	3993	0,954	0,957	0,960	0,980	0,981
C ₂ H ₄ -H ₂	652	-0,057	0,0195	0,096	0,112	0,216
C ₂ H ₆ -C _x H _y	3773	0,412	0,438	0,463	0,480	0,462
C ₂ H ₆ -H ₂	652	-0,024	0,0530	0,129	0,192	0,211
C _x H _v -H ₂	652	-0,024	0,0530	0,129	0,092	0,220









Рис. 2. Корреляционные зависимости между содержаниями растворенных в масле газов: *а* –метана от содержания диоксида углерода; *б* –диоксида углерода от оксида углерода; *в* –этилена от метана; *г* –этана от этилена; *д* –водорода от ацетилена; *е* –





Рис. 3. Корреляционные зависимости между физико-химическими и хроматографическими показателями: *a* − содержания диоксида углерода от кислотного числа масла; *б* − содержания диоксида углерода от содержания в масле водорастворимых кислот; *в* − содержания диоксида углерода от пробивного напряжения масла; *c* − содержания этилена от тангенса угла диэлектрических потерь масла, измеренного при 90°С; *∂* − содержания этилена от температуры вспышки масла; *e* − содержания водорода от влаго-содержания масла.

химическими и хроматографическими показателями						
Показатели масла	n	Значения коэффициента парной корре- ляции, нижней и верхней границ дове- рительного интервала			Корреляционное отношение	
		r _H	ρ	r _b	η_{x1-x2}	η_{x2-x1}
Твсп-СО	290	-0,110	0,0053	0,120	0,319	0,178
всп-СО2	394	-0,185	-0,087	0,011	0,211	0,238
Твсп-СН ₄	397	0,067	0,164	0,258	0,240	0,290
Твсп-С2Н2	397	-0,115	-0,017	0,082	0,147	0,253
Твсп-С ₂ Н ₄	397	0,092	0,189	0,282	0,335	0,338
Твсп-С2Н6	391	-0,150	-0,052	0,047	0,191	0,138
Твсп-С _х Н _у	397	0,069	0,166	0,260	0,319	0,314
Твсп-Н2	397	-0,135	-0,037	0,062	0,0823	0,0818
КОН-СО	290	-0,101	0,0148	0,130	0,396	0,439
KOH-CO ₂	394	0,275	0,364	0,447	0,528	0,541
KOH-CH ₄	397	-0,166	-0,069	0,030	0,095	0,077
$KOH-C_2H_2$	397	-0,125	-0,027	0,072	0,073	0,333
KOH-C ₂ H ₄	397	-0,201	-0,105	-0,006	0,109	0117
KOH-C ₂ H ₆	391	-0,134	-0,036	0,064	0,116	0,347
KOH-C _x H _y	397	-0,204	-0,108	-0,009	0,109	0,101
KOH-H ₂	397	-0,181	-0,084	0,015	0,096	0,103
Ипр-СО	290	-0,241	-0,129	-0,014	0,274	0,366
Uпр-CO ₂	394	-0,312	-0,220	-0,124	0,377	0,408
Uпр-CH ₄	397	-0,206	-0,110	-0,012	0,302	0,286

Габлица 3 – Результаты исследования стохастической связи между ф	ризико-
химическими и хроматографическими показателями	

Uпр-C ₂ H ₂	397	-0,163	-0,066	0,033	0,197	0,241
Uпр-C ₂ H ₄	397	-0,148	-0,049	0,049	0,083	0,119
Uпр-C ₂ H ₆	391	-0,191	-0,094	0,0053	0,098	0,123
Uпр-C _x H _y	397	-0,148	-0,051	0,048	0,096	0,111
Uпр-H ₂	397	-0,052	0,046	0,144	0,097	0,0595
tgб при 90°С-СО	74	-0,149	0,082	0,305	0,307	0,200
tgб при 90°С-СО2	112	-0,205	-0,020	0,166	0,170	0,130
tgб при 90°С-СН ₄	115	0,029	0,211	0,379	0,450	0,504
tgб при 90°С-С2H2	115	-0,116	0,0688	0,249	0,157	0,204
tgб при 90°С-С ₂ Н ₄	115	0,032	0,214	0,382	0,421	0,423
tgб при 90°С-С ₂ Н ₆	114	-0,194	-0,010	0,174	0,155	0,114
tgð при 90°C-C _x H _y	115	-0,015	0,169	0,342	0,443	0,556
tgδ при 90°С-Н ₂	115	-0,054	0,130	0,306	0,406	0,159
Цвет масла-СО	198	-0,0065	0,133	0,267	0,273	0,246
Цвет масла-CO ₂	270	-0,023	0,097	0,214	0,358	0,296
Цвет масла-CH ₄	273	-0,0017	0,117	0,232	0,165	0,316
Цвет масла-C ₂ H ₂	273	-0,037	0,0823	0,199	0,245	0,207
Цвет масла-С ₂ Н ₄	273	-0,05	0,0691	0,186	0,134	0,437
Цвет масла-C ₂ H ₆	267	-0,065	0,0558	0,175	0,143	0,293
Цвет масла-С _х Н _у	273	-0,02	0,0987	0,215	0,148	0,413
Цвет масла-H ₂	273	-0,027	0,0925	0,209	0,193	0,142
PBB-CO	290	-0,133	-0,018	0,097	0,296	0,197
PBB-CO ₂	394	0,299	0,386	0,467	0,468	0,589
PBB-CH ₄	397	-0,168	-0,070	0,028	0,408	0,483
PBB-C ₂ H ₂	397	-0,101	-0,002	0,096	0,344	0,408
PBB-C ₂ H ₄	397	-0,189	-0,093	0,0059	0,150	0,135
PBB-C ₂ H ₆	391	-0,118	-0,019	0,08	0,406	0,399
PBB-C _x H _y	397	-0,187	-0,092	0,0078	0,235	0,240
PBB-H ₂	397	-0,135	-0,037	0,062	0,102	0,0501
Влагосодержание-	290	-0,180	-0,066	0,049	0,124	0,165
CO						
Влагосодержание-	394	-0,162	-0,064	0,035	0,124	0,115
CO_2						
Влагосодержание-	397	-0,141	-0,043	0,055	0,072	0,112
CH ₄						
Влагосодержание-	397	-0,119	-0,021	0,077	0,028	0,235
C_2H_2						
Влагосодержание-	397	-0,166	-0,069	0,030	0,092	0,133
C ₂ H ₄						
Влагосодержание-	391	-0,056	0,0435	0,142	0,377	0,318
C ₂ H ₆						
Влагосодержание-	397	-0,153	-0,056	0,043	0,177	0,188
C _x H _y						
Влагосодержание-	397	-0,138	-0,041	0,058	0,0456	0,0512
H_2						

В ходе анализа не выявлено значимой связи между растворенными в масле газами и температурой вспышки (рис. 3,д), хотя в работе [3] приведены данные о наличии такой связи. Подобное расхождение может быть объяснено диффузией газов из масла в атмосферу в процессе отбора, транспортировки и хранения проб масла. Выявлено также практически полное отсутствие связи между влагосодержанием и содержанием в масле газов, что наглядно иллюстрирует рис. 3,е. Наибольшие значения коэффициентов парной корреляции и корреляционных отношений получены для цвета трансформаторного масла и оксида углерода и метана, что впрочем, характерно для окислительных реакций.

Полученные результаты могут быть использованы как при оптимизации процедур контроля, так и при построении моделей прогноза значений показателей.

Выводы:

1. Впервые выполнено комплексное исследование как линейной, так и нелинейной связи между всеми показателями качества трансформаторного масла, которые контролируются в процессе эксплуатации.

2. Статистические связи выявлены только между теми показателями, которые характеризуют один и тот же процесс старения масел (окислительные процессы, коллоидное старение, термическая деструкция, ионизационное старение) или основной изоляции.

3. Полученные результаты позволяют оптимизировать математические модели принятия решений при оценке состояния масел, за счет учета наличия связей между показателями.

4. Выявленные связи позволяют синтезировать оптимальные математические модели для прогнозирования значений показателей качества масла, а следовательно и его остаточного ресурса.

Список литературы: 1. Штегер Г. Электроизоляционные материалы М., Госэнергоиздат 1961 г. – 264 с. 2. Носулько Д. Р., Соколов В. В., Назаров А. И. Опыт эксплуатации герметичных маслонаполненных вводов силовых трансформаторов // Электрические станции. – 1987. – № 3. – С. 54-58. 3. Мищенко Э. Н., Шинкаренко Г. В. Хроматографический контроль масла вводов силовых трансформаторов // Электрические станции. – 1986. . – № 3. – С. 64-67. 4. Валиуллина Д. М., Гарифуллин М.Ш., Козлов В.К. Перспективные методы в диагностике состояния маслонаполненного оборудования // Тезисы докладов IX Международного симпозиума "Электротехника 2030. Перспективные технологии электроэнергетики" М. – ТРАВЭК, 2007 г. – доклад 4.07. 5. *Липитейн Р.А., Шахнович М.И.* Трансформаторное масло М., Энергоатомиздат 1983 г. – 296 с. 6. Шутенко О. В. Интерпретация результатов хроматографического анализа растворенных в масле газов, при обнаружении дефектов в изоляции трансформаторов // Вестник НТУ "ХПИ". Электроэнергетика и преобразовательная техника. – Харьков: НТУ "ХПИ", 2006. – № 34. – С. 101-115.

Поступила в редколлегию 12.09.08

ABSTRACTS

Branspiz Ju.D., Kashtanov A.Ju. 3 ABOUT ONE METHOD OF LAPLACE EQUATION SOLUTION FOR SCALAR POTENTIAL IN THE FLAT-MERIDIAN FIELD.

It is shown on an example, that solution of the Laplace equation for potential flat-meridian field in the single radius circle using offered transformation of co-ordinates coincides with the decision at the proper scope terms.

Index terms – Laplace equation, scope terms, single radius circle, transformation of co-ordinates.

Bukreev V.V.

9

MATHEMATICAL MODEL OF FIELD IN IRON SEPARATOR WITH PERMANENT MAGNETS.

A mathematical model of magnetic field in the scratch area of iron separator with permanent magnets is examined. The model is based on Fredholm integral equation of the first kind. For numeral solving of the equation the modified squaring method is used provides good stability for various configurations of the magnetic system.

Index terms – iron separator, permanent magnets, magnetic field, mathematical model.

Galaiko L.P.

13

CHOICE OF GEAR LAYER SIZES IN A SWITCH-RELUCTANCE INDUCTIVE MOTOR OF SMALL POWER.

Choice of stator and rotor poles width is considered in a switchreluctance inductive motor used in a washing-machine of 90 W. The analyses taking into account such criteria as maximum of efficiency factor, maximum of a power coefficient, minimum of a phase maximal current and minimum of pulsations coefficient. It is resulted that at diminishing of stator pole width of the motor its winding width is increasing and other sizes are constant. The number of coil loops and diameter of winding wire are choused providing to preset power. The six variants of the motor are considered and defined a diapason of active resistance changing from 0,14 to 0,242 in relative units.

Index terms – switch-reluctance inductive motor, gear layer sizes, active resistance.

Galinovsky A.M., Dubchak E.M., Kovalenko S.V., Lenskaja E.A. 17 ELECTRIC AND EQUIVALENT CIRCUITS, RESEARCH OF WORK THREE-SINGLE-PHASE ELECTRICAL MOTORS-SEMICON-DUCTOR CONVERTERS WITH MODULATED VOLTAGES. Methods of computation of output characteristics and determination of parameters in equivalent circuits are resulted for three-phase rectifiers, threesingle-phase converters and frequency converters with DC unit and modulated voltages, pretended for electric motors of double feed. The results are obtained using of circuitry modeling system.

Index terms – double feed motors, semiconductor converters, equivalent circuits, output characteristics, computation.

Galinovsky A.M., Kozinec A.S., Lenskaja E.A. 36 SWITCHING OVERVOLTAGES IN ROTATING THYRISTER RECTIFIERS DEPENDING ON CIRCUIT AND CONTROL PARAMETERS OF CONTACTLESS SYNCHRONOUS MOTORS.

Influence on switching overvoltages of transformation circuit, duration of control pulses, voltage resonance in rotating three-phase thyristor rectifiers is investigated in contactless synchronous motors at their starting. Circuits of these rectifiers with short control signals are offered at reduced switching overvoltages.

Index terms – contactless synchronous motors, rotating thyrister rectifiers, switching overvoltages, short control signals.

Grishchuk Ju.S., Majevskij V.A.

49

MODERNIZATION OF ELECTROMAGNETIC DRIVE IN THE MC1221A CONTACTOR.

Modernization of an electromagnetic drive in the MC1221A contactor which is applied in BelAZ autodumpers is carried out on the basis of review and analysis their constructions. Its design data are determined in view of improvement size, mass, technical and economic parameters.

Index terms - contactor, electromagnetic drive, modernization.

Grishchuk Ju.S., Melezhik Ju.N.

54

60

APPLICATION OF SUBSTANCES WITH FORM MEMORY IN MELTABLE ELEMENTS OF FAST FUSES.

Review and analysis of safety fuses with form memory, their constructions and principles of action are resulted. Their design features, lacks, advantages and expediency of their application for modernization of the electromagnetic drive and improvement of its technical and economic characteristics in high-speed safety fuses are revealed.

Index terms – high-speed safety fuses, memory of the shape.

Gulyj M.V.

FEATURES OF A SWITCH RELUCTANCE ELECTRIC MOTOR WITH MILLER POWER BRIDGE.

A natural mechanical characteristic of a quadriphase switch reluctance

motor working in a structure of Miller electronic switch is considered. The reasons of additional current pulses occurrence and their influence on characteristics of the motor are investigated.

Index terms – switch reluctance motor, mechanical characteristic, Miller electronic switch, current pulses.

Zhuchenko N.A., Tarasenko O.V., Priadchenko D.V. 67 FERROPROBE DEVICE FOR DEFECTS CHEKING IN DETAILS AND SAMPLES OF COMPLEX FORM.

The block diagram and principle of work of a ferroprobe device used for defects cheking in details and samples of complex form are described. The device used additional ferroprobe and compensator that enables to define the fitness of these details and samples for further maintenance. The chart of the output signal of ferroprobes processing is offered.

Index terms – defects cheking, magnetic field, ferroprobe, signal compensation.

Zinovkin V.V., Volkova O.G.

71

78

82

TECHNICAL DIAGNOSTICS OF SWITCHING DEVICES CONTACTS BY METHOD BASED ON AN INVERSE PROBLEM OF HEAT CONDUCTIVITY.

The technical diagnostics of switching devices contacts, based on mathematical model of a temperature condition in their electric contacts working surfaces is offered using an inverse problem of heat conductivity.

Index terms – switching devices, contacts, working surface, temperature, technical diagnostics.

Kireeva J.A., Kireev V.A., Poliakov I.V.

ADMITTANCES OPTIMIZATION IN COMPONENTS OF RADIO-ELECTRONIC DEVICES.

Method of admittances optimization in components of radio-electronic devices, combining the theory of sensitiveness and penalty functions is considered and realized. An example allowing to judge about efficiency of the offered method is resulted.

Index terms – radio-electronic devices, components, admittances, optimization, theory of sensitiveness, penalty functions.

Konohov N.N., Sivokobylenko V.F.

INFLUENCE OF CONSTRUCTION AND SUPPLY VOLTAGE ASYMMETRYES IN ELECTRIC MOTORS ON THEIR MATERIAL AND POVER CONSUMPTION EFFICIENCY.

Influence constructive and voltage asymmetry in electric motors on their material and power consumption efficiency is considered. Among sources of constructive asymmetry the main is warm-ventilating system resulted weight and sizes parameters of the motor. It is judged necessity of the complex approach to the asymmetry reduction problem.

Index terms – electric motors, asymmetric, power consumption, efficiency.

Korban N.P.

MATHEMATICAL MODEL OF ELECTROMAGNETIC SYSTEM USED IN A FERROPROBE DEFECTOSCOPE.

A method of field parameters measuring is developed based on analyses of combined permanent and variable magnetic fields influence on a ferromagnetic speciment with a defect. Mathematical model of the magnetic field formed in ferroprobe core is proposed. A transformation function of the probe is set up. A numerical experiment is made.

Index terms – ferromagnetic speciment, ferroprobe defectoscope, magnetic fields, mathematical model.

Latynin Ju.M., Lupikov V.S.

98

90

GENERATION OF TEXTBOOKS IN ELECTRICAL ENGI-NEERING FROM INITIAL TO HIGH EDUCATIONAL SCHOOLS AND EFFICIENCY OF STUDIES.

Problems of textbooks generation from initial to high educational schools in electrical engineering is considered for schools, colleges, and higher educational technical establishments. General principles of performance of electrical engineering studying materials are offered.

Index terms – electrical engineering, textbooks, generation, general principles.

Pentegov I.V., Volkov I.V., Bezruchko V.M., Rymar S.V., Krivenko G.S., Kaban V.P., Matveev V.Ju. 111

FEATURES OF A THREE-TWO-PHASE TRANSFORMATION IN A FILTER OF ZERO SEQUENCE CURRENT.

Features of a three-two-phase transformation in a filter of zero sequence current are described for a dissymetric autotransformator filter. In its new construction one of phase windings is replaced by sections, connected in an open triangle.

Index terms – autotransformator, filter of zero sequence current, three-two-phase transformation.

Rassalsky A.N., Luchko A.R., Guk A.A., Konograj S.P. 121 MODERN METHODS OF EQUIPMENT DIAGNOSTICS IN TRANSFORMER SUBSTATIONS OF 220-750 kV.

In clause the basic methods and means of equipment diagnostics are

considered for transformer substations of 220-750 kV. problems. Methods of their solving. Statement of research tasks.

Index terms - transformator, diagnostics, methods, means.

Soskov A.G., Rak N.O.

129

HYBRID DC CONTACTOR WITH THE IMPROVED TECHNICAL AND ECONOMIC CHARACTERISTICS.

New principles of construction hybrid DC contactors are offered, allowing to create the devices essentially surpassing on technical and economic parameters similar products.

Index terms – hybrid dc contactor, principles of designing, technical and economic parameters.

Chan Thi Thu Hyong

138

MINIMIZATION OF THE REACTIVE MOMENT IN SWITCH-RELUCTANCE MOTOR WITH PERMANENT MAGNETS.

Investigations on determination of a reactive moment minimum in a brushless DC motor with permanent magnets and added slots on its stator teeth are resulted.

Index terms – switch-reluctance motor, permanent magnets, reactive moment, minimization.

Chernov I.J., Karas S.V.

141

SEARCH AND REALIZATION OF METHODS INCREASING TECHNOLOGICAL LEVEL OF EXPLOSION-PROOF COMPLETE TRANSFORMER SUBSTATIONS AND THEIR CAPACITY UP TO 1600 kV·A.

Search is lead and ways increasing technological level of explosionproof complete mobile transformer substations are realized for increasing their individual capacity up to 1600 kV·A in view of electromaintenance of powerful coal-mining complexes of collieries.

Index terms - transformer substations, technological level, capacity.

Shutenko O.V.

160

COMPLEX CORRELATION ANALYSIS OF QUALITY PARAMETERS IN THE TRANSFORMER OIL.

In close complex correlation analysis between quality parameters in transformer oil are resulted. Dates of supervision gain on 249 transformers of 110 kV and rated power from 6,3 up to 63 MV·A are presented. The total amounts of samples equate 44 thousand meanings on twenty parameters of oil. Physical interpretation of the received results is offered.

Index terms – transformer, transformer oil, quality parameters, complex correlation analysis.

СОДЕРЖАНИЕ

Бранспиз Ю.А, Каштанов А.Ю. Об одном способе решения уравнения
Лапласа для скалярного потенциала плоскомеридианного поля
Букреев В.В. Математическая модель поля железоотделителя на посто-
янных магнитах9
Галайко Л.П. Выбор размеров зубцового слоя в вентильно-индукторном
двигателе малой мощности13
Галиновский А.М., Дубчак Е.М., Коваленко С.В., Ленская Е.А. Элек-
трические и эквивалентные схемы, исследование работы трехфазно-
однофазных электромашинно-вентильных преобразователей с модулиро-
ванным напряжением17
Галиновский А.М., Козинец А.С., Ленская Е.А. Коммутационные пере-
напряжения вращающихся тиристорных выпрямителей бесконтактных
синхронных машин в зависимости от схемы и параметров управления36
<i>Грищук Ю.С., Маевский В.А.</i> Модернизация электромагнитного привода
контактора МК1221А
Грищук Ю.С., Мележик Ю.М. Аналіз конструкцій запобіжників з еле-
ментами з пам'яттю форми54
Гулый М.В. Особенности работы вентильно-реактивного электродвига-
теля с силовым мостом Миллера60
Жученко Н.О., Тарасенко О.В. Ферозондовий пристрій для контролю
дефектів деталей та виробів складної форми67
Зиновкин В.В., Волкова О.Г. Диагностика технического состояния контак-
тов переключающих устройств методом обратной задачи теплопроводности71
Киреева Ж.А., Киреев В.А, Поляков И.В. Оптимизация допусков на ком-
поненты радиоэлектронных устройств
Конохов Н.Н., Сивокобыленко В.Ф. Влияние несимметрии конструкции
электрических машин и питающего напряжения на эффективность мате-
риало-энергопотребления
Корбан Н.П. Математическая модель электромагнитной системы ферро-
зондового дефектоскопа90
Латинін Ю.М., Лупиков В.С. Спадкоємність підручників з електротех-
ніки від школи до ВНЗ і ефективність навчання
Пентегов И.В., Волков И.В., Безручко В.М., Рымар С.В., Кривенко Г.С.,
Кабан В.П., Матвеев В.Ю. Особенности работы трехфазно-двухфазного
фильтра токов нулевой последовательности111
Рассальский А.Н., Лучко А.Р., Гук А.А., Конограй С.П. Современные
методы диагностики оборудования трансформаторных подстанций клас-
са напряжения 220-750 кВ
Сосков А.Г., Рак Н.О. Гибридный контактор постоянного тока с улуч-
шенными технико-экономическими характеристиками
Чан Тхи Тху Хыонг. Минимизация реактивного момента в вентильном

двигателе с постоянными магнитами	138
Чернов И.Я., Карась С.В. Поиск и реализация путей повышения тех	ни-
ческого уровня взрывобезопасных КТП при повышении мощности	до
1600 кВ-А	141
Шутенко О.В. Комплексный корреляционный анализ показателей к	аче-
ства трансформаторного масла	160
ABSTRACTS	173