



Електротехніка і Електроомеханіка

Электротехника и Электромеханика

Electrical engineering & Electromechanics

2009'2



Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics

EIE

Науково-практичний журнал

2009'2

Держвидання

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

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

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ:

Головний редактор

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

Члени редколегії

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

Батигін Ю.В. д.т.н., професор кафедри автомобільної електроніки, ХНАДУ, Харків

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

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

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

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

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

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

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

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

Кириленко О.В. д.т.н., професор, академік НАНУ, директор ІЕД НАНУ, Київ

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

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

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

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

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

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

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

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

Панасенко М.В. д.т.н., професор, начальник Харківської філії ДНДЦ Укрзалізниці, Харків

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

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

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

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

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

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

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

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

АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Фрунзе, 21, м. Харків, 61002.
Тел. (057) 707-62-81. E-mail: eie@kpi.kharkov.ua

ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

Андріанов А.А., Сидорець В.Н.	Оптимизация режимов стабилизации сварочной дуги переменного тока	5
Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С.	Энергетические процессы и эффективность индукционно-динамического преобразователя ударного действия	9
Василів К.М.	Узагальнена математична модель автономної електроенергетичної системи на базі асинхронізованого генератора з безконтактним каскадним трифазно-трифазним модульованим збуджувачем за нульовою схемою	15
Васьковський Ю.Н., Шумилов Ю.А., Штогрин А.В.	Анализ вибровозмущающих осевых сил в сердечнике статора мощного турбогенератора	21
Гулевський В.Б.	Розробка магнітних відстійників для підвищення ефективності очищення мастильно – охолоджувальних рідин при ремонті деталей засобів транспорту	27
Дёгтев В.Г., Бабушанов А.В., Чеснов Я.А.	Выбор обмотки якоря бесконтактного совмещённого синхронного генератора	29
Заблодський Н.Н., Квасов В.А., Филатов М.А., Лупанов А.В.	Оценка энергетической эффективности полифункциональных электромеханических преобразователей методами неравновесной термодинамики преобразования свободной энергии	33
Кузнецов Б.И., Василец Т.Е., Варфоломеев А.А.	Система управления нелинейным динамическим объектом с нейрорегулятором nn predictive controller	39
Милых В.И., Ткаченко С.В.	Анализ магнитного поля в линейном электродвигателе для источников сейсмических колебаний	43
Петрушин В.С., Якимец А.М., Груша А.В.	Выбор асинхронных двигателей для различных режимов работы	48
Поляков М.А.	Определение и использование показателя режима нагрузки силового трансформатора в системе мониторинга и управления трансформатором	51
Шуруб Ю.В.	Дослідження автономної електромеханічної системи на базі асинхронної машини в несиметричному режимі роботи	55

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Баранов М.И.	Усовершенствование электрофизической модели шаровой молнии с электронным ядром, микродипольной водной оболочкой и электродинамика ее электрических зарядов	57
Коновалов О.Я.	Экспериментальная проверка решения задачи определения формы одновиткового соленоида для магнитно-импульсной сборки	61

Теоретична електротехніка

Байда Е.И.	К вопросу об эквивалентности замены части трехфазного токопровода магнитным моментом	66
Ювілеї		
Розанов Ю.К.	К 70-летию со дня рождения	70
Сосков А.Г.	К 70-летию со дня рождения	71
Abstracts		72
Вимоги до оформлення статей і інформаційних матеріалів у науково-практичному журналі "Електротехніка і електромеханіка"		74

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

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

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

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

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

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

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

ОПТИМИЗАЦИЯ РЕЖИМОВ СТАБИЛИЗАЦИИ СВАРОЧНОЙ ДУГИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Показана можливість знаходження оптимальної різниці фаз між початком стабілізуючого імпульсу та переходом зварювального струму через нуль, яка забезпечує мінімальні значення напруги холостого ходу трансформатора, при якому дуга горить стійко. Шляхом математичного моделювання підтверджено переважне застосування зворотної (по відношенню до зварювального струму) полярності стабілізуючого імпульсу, виявлене раніш експериментально.

Показана возможность нахождения оптимальной разности фаз между началом стабилизирующего импульса и переходом сварочного тока через нуль, которая обеспечивает минимальное значение напряжения холостого хода трансформатора, при котором дуга горит устойчиво. Путем математического моделирования подтверждено предпочтительное применение обратной (по отношению к сварочному току) полярности стабилизирующего импульса, обнаруженное ранее экспериментально.

ВВЕДЕНИЕ

Как показал практический опыт, традиционные источники питания для дуговой сварки на базе трансформаторов продолжают успешно конкурировать со сварочными источниками питания инверторного типа.

Простота и надежность работы традиционных источников питания это те свойства, которыми еще не обладают инверторные источники питания, содержащие большое количество элементов силовой электроники.

Усовершенствование традиционных сварочных источников питания идет по пути устранения их основного недостатка – большой массы сварочного трансформатора. Необходимость обеспечения высоких значений напряжения холостого хода трансформатора для обеспечения стабильного горения сварочной дуги и устойчивости всего сварочного процесса является причиной большой массы трансформатора. Одним из путей усовершенствования традиционных сварочных источников питания является применение устройств стабилизации горения дуги [1, 2], которые питают дугу импульсами тока, что обеспечивает стабильное ее горение при более низких значениях напряжения холостого хода сварочного трансформатора. Поскольку способов подачи стабилизирующих импульсов может быть много, то это открывает широкие возможности и перспективы для исследований.

Таким образом, является актуальной проблема не только исследования условий горения сварочной дуги и влияния на них режимов стабилизации, а и оптимизации этих режимов. Эта задача относится к анализу нелинейных электрических цепей, для которых методы исследования развиты недостаточно и во многом бывают индивидуальными. Разработка таких методов посвящена предыдущая работа авторов [3]. Настоящая статья посвящена оптимизации режимов стабилизации сварочной дуги переменного тока.

ПАРАМЕТРЫ И КРИТЕРИИ ОПТИМИЗАЦИИ

В качестве критерия оптимизации выберем значение напряжения холостого хода трансформатора, при котором сварочная дуга горит еще устойчиво. Этот выбор понятен, т.к. именно напряжением холостого хода определяется масса и габарит трансформатора.

Чтобы добиться минимума выбранного критерия будем варьировать такой параметр импульса как разность фаз между сварочным током и стабилизирующим импульсом. Представляет также интерес исследование влияния полярности стабилизирующего импульса относительно полярности тока, перешедшего через нуль.

В первых разработках устройств стабилизации

использовались импульсы, полярность которых совпадает с полярностью сварочного тока. Затем экспериментальным путем было установлено [1], что предпочтительнее использовать импульсы, полярность которых противоположна полярности тока.

Анализ имеющихся в литературе данных показывает, что у авторов нет единого мнения в вопросе выбора момента подачи стабилизирующего импульса. Так в работе [4] стабилизирующий импульс подается в пределах участка вольтамперной характеристики тлеющего разряда, т.е. практически сразу после перехода тока через нуль. В другом устройстве [5] введен фазовращатель, позволяющий посылать стабилизирующий импульс с произвольной фазой. Авторы [6] утверждают, что наиболее целесообразно посылать стабилизирующие импульсы при достижении напряжения на дуговом промежутке 15..20В, а в работе [7] – 20..50В.

Количественные оценки фазы подачи импульса приведены в работе [2]. Авторы ее рекомендуют подавать импульс каждый полупериод при разности фаз между напряжением и импульсом

$$\Delta\psi = \arcsin \frac{U_D}{U_m}, \quad (1)$$

где U_D – напряжение горения дуги, U_m – амплитудное значение напряжения холостого хода, что совпадает с разностью фаз между сварочным током и напряжением при моделировании дуги как противо-ЭДС.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИКИ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ СВАРОЧНОЙ ДУГИ

Как было показано в работе [8] обобщенная математическая модель динамической дуги наиболее адекватно описывает динамику электрической дуги как элемента электрической цепи. Она учитывает не только нелинейность статической вольтамперной характеристики, но и термическую инерционность столба дуги. Именно термические процессы и в первую очередь процесс ионизации-деионизации влияют на проводимость плазмы столба дуги. Столб дуги переменного тока 50 Гц при каждой смене полярности успевает деионизироваться, что требует повышенного напряжения для повторной ионизации и поддержания горения разряда. Если источник питания не может обеспечивать необходимое напряжение, дуга гаснет.

Упрощенная схема силовой части традиционных сварочных источников питания переменного тока представляет собой последовательно включенные синусоидальный источник переменного напряжения $E(t)$, сопротивление R и реактор L , подключенные к дуге A .

Для проведения исследований будем рассматри-

вать две электрической цепи с дугой, которые отличаются друг от друга контуром стабилизации. Первая (рис. 1), упрощенная, содержит подключенный параллельно дуги идеальный источник импульсного тока $J_p(t)$.

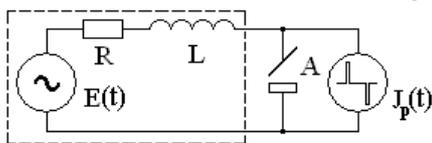


Рис. 1. Схема источника питания переменного тока со стабилизатором в виде идеального источника импульсного тока

Система дифференциальных уравнений, которые описывают эту цепь на этапе отсутствия импульса, состоит из уравнения Кирхгофа и уравнения обобщенной математической модели динамической дуги

$$L \frac{di}{dt} + Ri + u_A = E(t);$$

$$\theta \frac{di_\theta^2}{dt} + i_\theta^2 = i_A^2; \quad (2)$$

где i – ток реактора L и резистора R , $E(t)$ – напряжение источника питания, в общем случае имеющее вид $E(t) = U_m \sin \omega t$ (U_m – амплитуда напряжения холостого хода). Напряжение на столбе дуги u_A (при электродными падениями напряжения пренебрегаем) и ток дуги $i_A = i$ связаны соотношением

$$u_A = \frac{U(i_\theta)}{i_\theta} i_A, \quad (3)$$

где i_θ – ток состояния дуги [8], θ – постоянная времени дуги, функция $U(i)$ задает вид статической вольт-амперной характеристики дуги, которая имеет падающий вид. Эта функция выбиралась в виде

$$U(i) = U_0 \cdot \left(\frac{i}{I_0} \right)^n, \quad (4)$$

где U_0 и I_0 – одна из точек на статической вольт-амперной характеристике. При отрицательных значениях параметра n функция является разновидностью гиперболы, т.е. вольт-амперная характеристика падающая. Для свободно горящих дуг $n = -1/3$ (при расчете применялось именно это значение). Для дуг под флюсом $n \rightarrow 0$, оставаясь отрицательным, при этом статическая вольт-амперная характеристика становится почти независимой. Значения U_0 и I_0 использовались нами при приведении системы дифференциальных уравнений к безразмерному виду как масштабы напряжений и токов. Для удобства в качестве масштаба времени использовали величину $1/\omega$.

Для применения большинства численных методов интегрирования обыкновенных дифференциальных уравнений систему приводят к каноническому виду, решая ее относительно производных

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L} [U_m \sin t - Ri - i \cdot i_\theta^{n-1}];$$

$$\frac{di_\theta}{dt} = \frac{1}{2\theta} \cdot \frac{i^2 - i_\theta^2}{i_\theta}. \quad (5)$$

Здесь все переменные и параметры безразмерные.

Система дифференциальных уравнений, которая описывает переходные процессы на этапе импульса, получается из системы (2), если ток дуги

$$i_A = i + J(t) = i + J_m \sin \Omega(t - \Delta\psi), \quad (6)$$

где J_m и Ω – амплитуда и частота импульсов тока, $\Delta\psi$ – разность фаз между стабилизирующими импульсами и напряжением холостого хода.

Вторая схема (рис. 2) содержит контур стабилизации, который полностью соответствует применяемому на практике [1]. Конденсатор C_p запитан от дополнительной обмотки, которая моделируется источником переменного напряжения $E_p(t)$. Индуктивности рассеяния дополнительной обмотки соответствует реактор L_p . Для коммутации используется ключ K на базе тиристоров, которые будем считать идеальными.

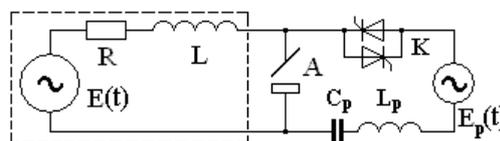


Рис. 2. Схема источника питания переменного тока со стабилизатором в виде LC-контура

Поскольку на этапе отсутствия импульса цепи на рис. 1 и 2 совпадают, то и описываются они той же системой дифференциальных уравнений (2), при условии $i_A = i$.

На этапе подачи импульса ток дуги содержит два слагаемых $i_A = i + i_p$, где i_p – ток в дополнительном контуре, а уравнения системы (2) дополняются еще двумя

$$L_p \frac{di_p}{dt} + u_p - u_A = E_p(t);$$

$$C_p \frac{du_p}{dt} = -i_p; \quad (7)$$

где u_p – напряжение на конденсаторе C_p .

После приведения уравнений систем (2) и (7) к каноническому виду имеем

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L} [U_m \sin t - Ri - (i + i_p) \cdot i_\theta^{n-1}];$$

$$\frac{di_\theta}{dt} = \frac{1}{2\theta} \cdot \frac{(i + i_p)^2 - i_\theta^2}{i_\theta};$$

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{1}{L_p} [U_p \sin t - u_p + (i + i_p) \cdot i_\theta^{n-1}];$$

$$\frac{du_p}{dt} = -\frac{1}{C_p} \cdot i_p. \quad (8)$$

В системе (8) все переменные и параметры безразмерные. Масштабы напряжений, токов и времен аналогичны рассмотренным выше.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ РЕШЕНИЯ И УСЛОВИЯ СШИВКИ РЕШЕНИЙ

Решение систем дифференциальных уравнений находилось на интервале полупериода, т.е. для безразмерного времени t на промежутке $[0; \pi]$. Считали, что напряжение питания имеет нулевую фазу.

Для нахождения разности фаз между напряжением холостого хода и током сварочной дуги, т.е. момента, когда $i_A = 0$, пользовались методикой нахождения сечения Пуанкаре [9, с. 242-246], которая успешно применяется при исследовании нелинейных динамических систем. Система (2) интегрируется по времени и отслеживается момент перехода тока i_A через нуль. Как только это произошло, отбрасываем последний шаг и интегрируем следующую систему дифференциальных уравнений по току

$$\frac{dt}{di} = \frac{L}{U_m \sin t - Ri - i \cdot i_0^{n-1}}; \quad (9)$$

$$\frac{di_0}{di} = \frac{L}{2\theta} \cdot \frac{i^2 - i_0^2}{i[U_m \sin t - Ri - i \cdot i_0^{n-1}]}.$$

от значения на предпоследнем шаге до нуля. Таким образом, за один шаг интегрирования можно найти значение t_0 , когда ток дуги становится равным нулю, с заданной точностью.

Затем повторяем интегрирование системы (2) на интервале времени $[0; t_0 + \Delta\phi]$, где $\Delta\phi$ – разность фаз между током дуги и стабилизирующим импульсом. Значения переменных на последнем шаге используем в качестве начальных на этапе подачи стабилизирующего импульса.

Разница в нахождении решения на этапе подачи стабилизирующего импульса для цепей, изображенных на рис.1 и 2, состоит не только в том, что интегрируется два или четыре дифференциальных уравнения. Разные также интервалы интегрирования: в первом случае длина интервала равна π/Ω , а во втором она неизвестна. Она определялась из условия $i_p = 0$ с помощью методики описанной выше.

Третий этап аналогичен первому, а интегрирование ведется до момента времени $t = \pi$.

Сшивка решения через полпериода выполняли по условиям

$$i(0) = -i(\pi); i_0(0) = i_0(\pi); u_p(0) = -u_p(\pi). \quad (10)$$

Причем первые два условия относятся к первой и второй цепям, а второе – только ко второй.

АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕШЕНИЙ

На рис. 3 и 4 показаны временные зависимости токов и напряжений, которые являются решениями систем дифференциальных уравнений, описанных выше ($U_m = 6.5$; $R = 1.5$; $L = 0.5$; $\theta = 0.05$; $J_m = \pm 2$; $\Omega = 50$; $\Delta\phi = 7^\circ$ все параметры безразмерные). Они довольно хорошо совпадают с осциллограммами полученными экспериментально [1].

На первый взгляд особой разницы между применением стабилизирующих импульсов различной полярности нет.

РЕШЕНИЕ ОПТИМИЗАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ

Постановка оптимизационной задачи была следующей. Для каждого значения параметра $\Delta\phi$ определялось минимальное значение U_m^{\min} , при котором сварочная дуга горит устойчиво. По этим данным строился графики (рис. 5).

Из графиков, изображенных на рис. 5 видно, что обе кривые имеют минимум, т.е. оптимизация возможна. Для более точного определения минимума применялась интерполяция кубическими сплайнами [10].

Сравнительный анализ показывает, что при больших значениях разности фаз $\Delta\phi$ минимальное напряжение горения дуги в обоих случаях почти одинаково. Объясняется это тем, что при больших значениях разности фаз $\Delta\phi$ стабилизирующий импульс подается тогда, когда процессы, связанные с переходом тока через нуль уже окончены. Поэтому полярность импульса значения не имеет.

При малых значениях разности фаз $\Delta\phi$ минимальное напряжение горения дуги при полярности стабилизирующего импульса противоположной сварочному току всегда меньше, чем при полярности, совпадающей с полярностью сварочного тока. Это относится и к минимумам этих кривых, хотя в первом

случае абсцисса минимума меньше. Таким образом, применение стабилизирующего импульса с полярностью противоположной сварочному току более предпочтительно. Этот вывод подтверждается и практический опыт построения источников питания со стабилизаторами [1].

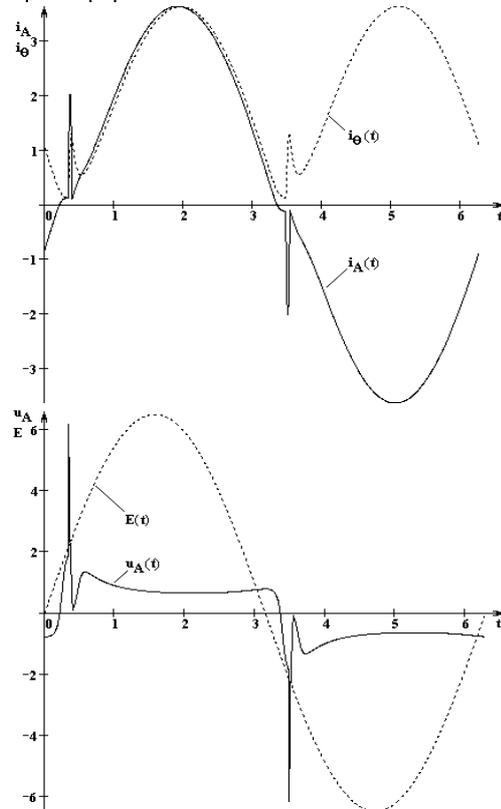


Рис. 3. Временные зависимости напряжений и токов в цепях со стабилизирующими импульсами от идеального импульсного источника тока. Полярность импульса совпадает с полярностью тока дуги

Попытаемся объяснить этот эффект.

Стабилизирующий импульс воздействует не только на дугу, но и на контур цепи основного источника питания. Это проявляется особенно при состоянии дуги близкому к погасанию, т.е. когда дуга представляет собой большое сопротивление. Временные зависимости токов, приведенные на рис. 6 и 7, помогают проиллюстрировать сказанное.

Как видно из рис.6, что импульс, полярность которого совпадает с полярностью тока дуги, приводит к уменьшению тока $i(t)$ основного источника питания, что отрицательно сказывается, когда импульс кончается.

Стабилизирующий импульс, полярность которого противоположна полярности тока дуги, приводит к повышению тока $i(t)$ основного источника питания. Поэтому после окончания импульса сам основной источник выполняет роль стабилизирующего устройства.

ВЫВОДЫ

1. Усовершенствование традиционных сварочных источников питания должно идти по пути устранения их основного недостатка – большой массы сварочного трансформатора путем оптимизации.

2. Нахождение минимума массы трансформатора может быть заменено минимизацией напряжения холостого хода за счет изменения разности фаз между током дуги и стабилизирующими импульсами.

3. Обобщенная математическая модель динамической дуги наиболее адекватно описывает динамику электрической дуги как элемента электрической цепи и позволяет не только моделировать переходные процессы в электрических цепях с дугой, исследовать вопросы устойчивости, а и решать задачи оптимизации.

4. Минимум напряжения холостого хода существует, причем для стабилизирующих импульсов различной полярности.

5. Применение стабилизирующих импульсов, полярность которых противоположна полярности тока дуги, более предпочтительно. Это может быть объяснено влиянием стабилизирующих импульсов на основной источник питания.

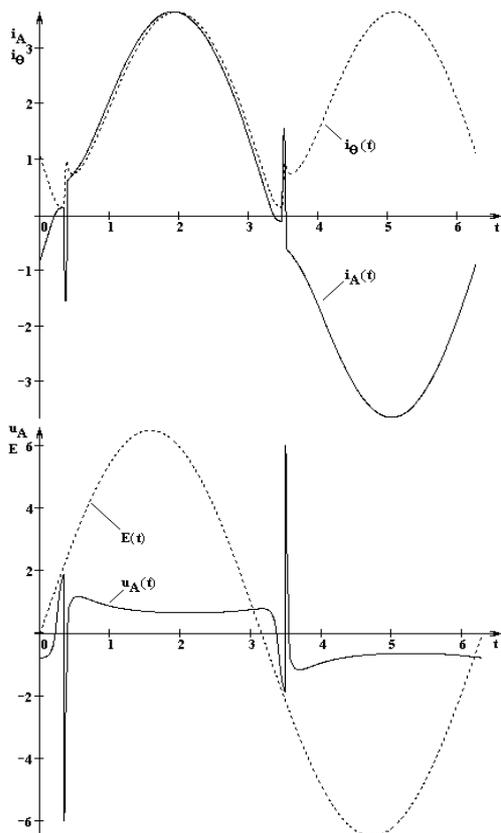


Рис. 4. Временные зависимости напряжений и токов в цепях со стабилизирующими импульсами от идеального импульсного источника тока. Полярность импульса противоположна полярности тока дуги

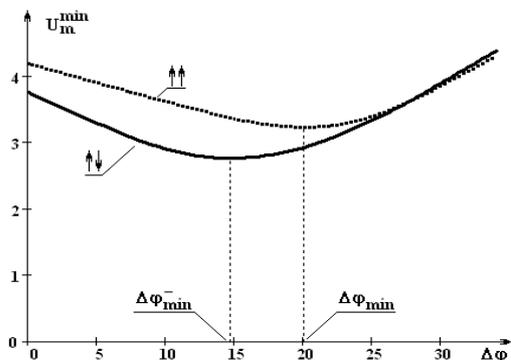


Рис. 5. Зависимости минимального напряжения холостого хода от разности фаз между током и стабилизирующим импульсом. Сплошная кривая – полярность импульса противоположна полярности тока дуги. Пунктирная кривая – полярности совпадают. Разность фаз $\Delta\varphi$ – в градусах

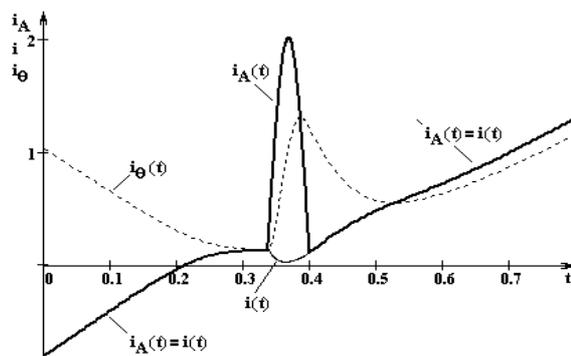


Рис. 6. Временные зависимости токов с укрупненным масштабом на этапе подачи стабилизирующего импульса. Полярность импульса совпадает с полярностью тока дуги

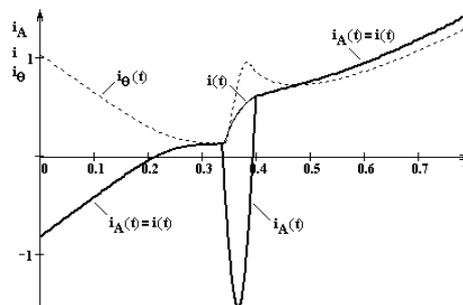


Рис. 7. Временные зависимости токов с укрупненным масштабом на этапе подачи стабилизирующего импульса. Полярность импульса противоположна полярности тока дуги

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сварочные источники питания с импульсной стабилизацией горения дуги / Б.Е. Патон, И.И. Заруба, В.В. Дименко, А.Ф. Шатан –К.: ЕкоТехнологія, 2007. – 248 с.
2. Заруба И.И., Андреев В.В., Дименко В.В. Усовершенствование трансформаторов для ручной дуговой сварки // Автоматическая сварка. –2001. – №3. –С. 45-48
3. Сидорец В.Н., Андрианов А.А. Методы анализа режимов стабилизации сварочной дуги переменного тока // Технічна електродинаміка, 2007, Тематичний випуск, Силова електроніка та енергоефективність. Частина 5. –С. 71-74
4. А.с. 179860 СССР В23К 9/10. Способ стабилизации сварочной дуги переменного тока / С.М.Катлер, Ю.Е.Алексеев, С.М.Белинский, Б.Я.Темкин – Оpub. 1966. Б.И. №6.
5. А.с. 633685 А1 СССР В23К 9/06. Устройство для стабилизации сварочной дуги переменного тока / Н.М.Трофимов, В.В.Коряжкин, В.Н.Лукашов, А.М. Зайцев – Оpub. 25.11.1978. Б.И. №43. – 2 с.
6. Патон Б.И., Завадский В.А. Импульсное зажигание дуги при газoeлектрической и ручной дуговой сварке // Автоматическая сварка. –1956. –№3. –С. 26-35.
7. Пат. 3328637 А1 США В23К 9/06. Alternating current arc power source / В.І. Aldenhoff –Оpub. 27.06.1967. – 6 с.
8. Пентегов И.В., Сидорец В.Н. Энергетические параметры в математической модели динамической сварочной дуги // Автоматическая сварка. –1988. –№11. –С. 36-40.
9. Методы анализа нелинейных математических моделей. / М. Холодниок, А. Клич, М. Кубичек, М. Марек –Москва: Мир, 1991. –368 с.
10. Майер Р.В. Расчет электрических цепей в системе MathCAD. –Г.лазов: ГГПИ, 2007. – 44 с.

Поступила 21.07.08

Андрианов Александр Анатольевич,
Сидорец Владимир Николаевич, к.т.н.
Институт электросварки им. Е.О.Патона НАН Украины,
Украина, 03680, Киев-150, ул. Боженко, 11, ИЭС
им. Е.О.Патона, тел. (044) 271-2349, e-mail: sidvn@ua.fm

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ И ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИНДУКЦИОННО-ДИНАМИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ УДАРНОГО ДЕЙСТВИЯ

Показано, что характер протекания энергетических процессов индукционно-динамического преобразователя ударной дѣи существенно определяется формой импульсу струму возбуждения. Розглянуті схеми збудження індуктора від ємнісного накопичувача, що реалізують перемінно-полярний, однопіперіодний і аперіодичний імпульси. Проаналізовані критерії ефективності, що враховують: корисну роботу та втрати в активних елементах; корисну роботу та енергію джерела; прискорювальну масу, енергію джерела та імпульс аксіальної сили, яка діє на якорь, а також залишкову енергію в ємнісному накопичувачі.

Показано, что характер протекания энергетических процессов индукционно-динамического преобразователя ударного действия во многом определяется формой импульса тока возбуждения. Рассмотрены схемы возбуждения индуктора от емкостного накопителя, реализующие переменнo-полярный, однопериодный и аперіодический импульсы. Проанализированы критерии эффективности, учитывающие: полезную работу и потери в активнo-х элементах; полезную работу и энергию источника; ускоряемую массу, энергию источника и импульс аксиальной силы, действующий на якорь, а также остаточную энергию в емкостном накопителе.

ВВЕДЕНИЕ

Ударные электромеханические преобразователи являются одними из наиболее эффективных устройств, предназначенных для ускорения различных массивных объектов до высоких скоростей или возбуждения силовых импульсов повышенной мощности. Среди указанного класса устройств особое место занимает индукционно-динамический преобразователь (ИДП) ударного действия, обеспечивающий индукционное взаимодействие стационарного индуктора, который импульсно возбуждается от емкостного накопителя энергии (ЕНЭ), и электропроводящего якоря, установленного с возможностью аксиального перемещения относительно индуктора [1, 2]. В результате такого взаимодействия на начальном этапе рабочего процесса происходит импульсное отталкивание электропроводящего якоря от стационарного индуктора.

На основе ИДП разрабатываются различные линейные ускорители массивных объектов, называемые в иностранной литературе *coil-gun*, и ударные индукционно-динамические электродвигатели, развивающие значительные механические нагрузки импульсного характера [3, 4]. Эти преобразователи характеризуются кратковременным рабочим циклом, высокими скоростными показателями, развиваемыми на коротком активном участке, и удельными параметрами, обусловленными интенсивными импульсными нагрузками при незначительной массе, что связано с отсутствием специального магнитопровода.

Однако для ИДП характерна низкая эффективность преобразования накопленной энергии ЕНЭ в механическую, совершаемую подвижным якорем. Полезная механическая работа может представлять собой, например, разгон исполнительного элемента до высокой скорости, быстрое объемное сжатие газа, ударное деформирование жесткого объекта, срабатывание пускового механизма, возбуждение силового импульса, например, в земле при сейсморазведке, в активном объеме испытательного стенда и др.

Из-за невысокой эффективности электромеханического преобразования в ИДП возникают вопросы: куда уходит значительная часть энергии, обуславливая повышенные потери, и каким образом эту энергию можно перенаправить в полезную работу.

В отличие от электромеханических преобразователей продолжительного действия для ИДП ударного действия не разработаны общепринятые критерии оценки эффективности их работы.

Целью статьи является анализ энергетических процессов и оценка критериев эффективности, учитывающая различные аспекты преобразования энергии в ИДП.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

При возбуждении неподвижного индуктора от ЕНЭ в коаксиально установленном электропроводящем якоре наводятся вихревые токи, взаимодействие которых с магнитным полем индуктора приводит к возникновению аксиальной электродинамической силы, приводящей к отталкиванию якоря от индуктора. Для учета неравномерности распределения индуцированных токов в массивном ускоряемом якоре в электрической схеме замещения якорь можно представить совокупностью N элементарных короткозамкнутых контуров, равномерно распределенных по поверхности диска и имеющих изменяемую магнитную связь с первичным контуром – индуктором, подключаемым к емкостному накопителю. В таком случае электрические процессы в ИДП можно описать системой дифференциальных уравнений [5]:

$$R_0(T_0) \cdot i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_0 dt + M_{01}(z) \frac{di_1}{dt} + \dots + M_{0k}(z) \times \\ \times \frac{di_k}{dt} + V(t) \left(i_1 \frac{dM_{01}}{dz} + \dots + i_k \frac{dM_{0k}}{dz} \right) = U_0; \\ R_1(T_1) \cdot i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{01}(z) \frac{di_0}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} + \dots + M_{1k} \frac{di_k}{dt} + \\ + V(t) \left(i_0 \frac{dM_{01}}{dz} + i_2 \frac{dM_{12}}{dz} + \dots + i_k \frac{dM_{1k}}{dz} \right) = 0; \\ R_k(T_k) \cdot i_k + L_k \frac{di_k}{dt} + M_{0k}(z) \frac{di_0}{dt} + M_{1k} \frac{di_1}{dt} + \dots + M_{k-1k} \times \\ \times \frac{di_{k-1}}{dt} + V(t) \left(i_0 \frac{dM_{0k}}{dz} + i_1 \frac{dM_{1k}}{dz} + \dots + i_{k-1} \frac{dM_{k-1k}}{dz} \right) = 0,$$

где i_0, L_0, R_0 – соответственно ток, индуктивность и сопротивление индуктора; i_k, L_k, R_k – соответственно ток, индуктивность и сопротивление элементарного короткозамкнутого k -го контура якоря, перемещающегося со скоростью $V(t)$ вдоль оси z относительно индуктора; M_{kp} – взаимоиנדуктивность между соответствующими токовыми контурами ($k \neq p$); T_k – температура k -го токового контура; C, U_0 – соответственно емкость и напряжение ЕНЭ.

Аксиальное перемещение Δz якоря с исполни-

тельным элементом возникает под действием электродинамической силы

$$f_z(t) = i_0(t_n) \cdot \sum_k^N i_k(t_n) \frac{dM_{0k}}{dz}(z),$$

и их скорость можно представить в виде рекуррентного соотношения:

$$V(t_{n+1}) = V(t_n) + \frac{t_{n+1} - t_n}{m_1 + m_2} i_0(t_n) \cdot \sum_k^N i_k(t_n) \frac{dM_{0k}}{dz} - K_P \times \\ \times \Delta Z(t_n) - K_T \cdot V(t_n) - 0,125 \cdot \pi \cdot \gamma_a \beta_a D_{2m}^2 V^2(t_n),$$

где m_1, m_2 - масса якоря и исполнительного элемента, соответственно; K_P - коэффициент упругости пружины; K_T - коэффициент динамического сопротивления; γ_a - плотность воздуха; β_a - коэффициент аэродинамического сопротивления; D_{2m} - наружный диаметр силовой пластины.

Для определения температуры индуктора или якоря, изменяемой в течение рабочего процесса и распределенной по сечению, используется нелинейное уравнение теплопроводности

$$c^*(T) \cdot \gamma \frac{\partial T}{\partial t} = \lambda_w(T) \left(\frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + j^2(t) \cdot k_z \cdot \rho(T),$$

где $c^*(T)$ - усредненная удельная теплоемкость; γ - усредненная плотность материала; $j(t)$ - плотность тока; $\lambda_w(T)$ - коэффициент теплопроводности; k_z - коэффициент заполнения индуктора; $\rho(T)$ - удельное сопротивление.

Рассмотрим ИДП, обеспечивающий стремительный разгон исполнительного элемента и сжатие упругой пружины. В качестве базового варианта принят преобразователь, индуктор и якорь которого выполнены в виде коаксиально расположенных дисков с наружным диаметром 100 мм. Индуктор представляет собой пропитанный эпоксидной смолой плоский диск высотой 10 мм, который плотно намотан в два ряда медной шиной прямоугольного сечения. Якорь выполнен в виде медного диска толщиной 2,0 мм. Для возбуждения индуктора используется ЕНЭ с базовыми параметрами $U_0=500$ В и $C=3000$ мкФ. Масса ускоряемого исполнительного элемента составляет $m_2=0,25$ кг. В исходном состоянии якорь плотно прижат к индуктору при помощи возвратной пружины, которая взаимодействует с исполнительным элементом и имеет коэффициент упругости $K_P=75$ кН/м.

При расчетах будем полагать отсутствие деформации элементов преобразователя и отдачи индуктора, считая перемещения якоря строго аксиальным. Влиянием вспомогательных элементов преобразователя, в частности подводящих и соединительных проводов, электронных приборов пренебрегаем.

Рассмотрим три схемы возбуждения индуктора:

- "переменно-полярный импульс" (ППИ), при которой реализуется полный разряд ЕНЭ с возникновением колебательно-затухающего тока;
- "однополупериодный импульс" (ОИ), при которой реализуется полярный однополупериодный импульс тока с помощью тиристора при сохранении заряда в ЕНЭ;
- "аперриодический импульс" (АИ), при которой реализуется полярный аперриодический импульс тока с помощью тиристора при шунтировании индуктора обратным диодом и отсутствии остаточного заряда в ЕНЭ.

На рис. 1 представлены плотность тока в неподвижном индукторе j_1 и усредненная плотность тока в перемещаемом якоре j_2 при использовании указанных схем возбуждения индуктора.

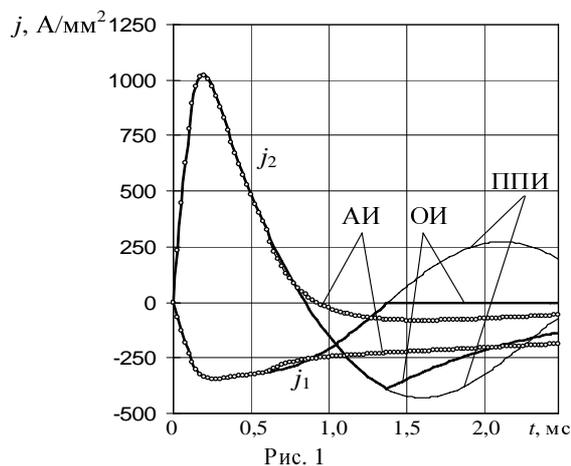


Рис. 1

Характер протекания токов в активных элементах преобразователя во многом определяется схемой возбуждения индуктора. Однако различия в токах проявляются лишь через определенное время (0,6...0,7 мс) после начала рабочего процесса. При этом в схемах ОИ и АИ ток индуктора не меняет полярности, а ток якоря изменяет полярность через 0,8...0,9 мс. Вследствие этого электродинамическая сила между якром и индуктором меняет характер взаимодействия из отталкивания на притяжение. При этом необходимо учитывать, что на якорь помимо электродинамической действуют и иные силы, прежде всего – это сила сжатия пружины, направленные противоположно силе отталкивания якоря от индуктора.

На рис. 2 представлены результирующая сила f , действующая на якорь, который перемещается на расстояние ΔZ со скоростью V , а также значения превышений температур индуктора θ_1 и якоря θ_2 для схемы ППИ (жирные линии), схемы ОИ (тонкие линии) и схемы АИ (линии с метками).

Аксиальная сила, действующая на якорь, имеет импульсный характер, обусловленный электродинамическим отталкиванием от индуктора, с последующим изменением знака, связанного в основном с воздействием сжимаемой пружины (рис. 2,а). Из-за изменения полярности аксиальной силы начинает сразу же снижаться скорость, которая через определенное время меняет знак. Якорь вместе с исполнительным элементом перемещается на некоторое максимальное расстояние от индуктора ΔZ_m , после чего следует обратное движение (рис. 2,б).

При всех схемах возбуждения начальные электромеханические и тепловые параметры одинаковы, в том числе максимальные значения силы f и скорости V , однако в последующем наблюдается значительное различие. Так максимальное перемещение якоря и скорость в конце рассматриваемого временного интервала наблюдаются при использовании схемы ППИ. Однако при такой схеме наблюдается наибольший нагрев якоря, в то время как индуктор наиболее нагревается при использовании схемы АИ (рис. 2,в).

Рассмотрим энергетические диаграммы рассматриваемого преобразователя при использовании указанных схем возбуждения. На рис. 3 показана динамика изменения основных составляющих энергий в ИДП в течение рабочего процесса при использовании схем возбуждения индуктора: ИИП (а), ОИ (б) и АИ (в).

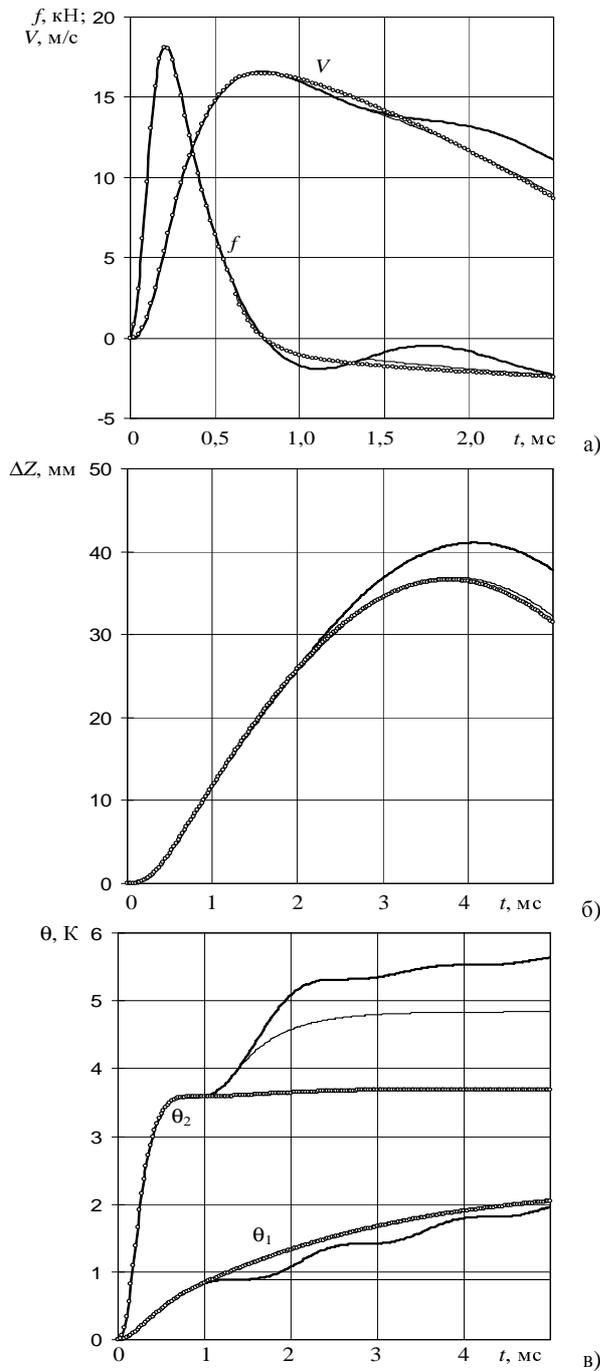


Рис. 2

Составляющими энергиями являются:

$$W_{p1} = \int_0^t i_0^2(t) R_0 dt - \text{потери в индукторе};$$

$$W_{p2} = \sum_k \int_0^t i_k^2(t) R_k dt - \text{потери в якоре};$$

$$W_m = 0,5 \sum_{k=0}^{N+1} L_k i_k^2(t) + \sum_{k=0}^{N+1} \sum_{n=1}^N M_{kn}(z) \cdot i_k(t) \cdot i_n(t), \quad (k \neq n) - \text{магнитная энергия};$$

$$W_{kin} = 0,5(m_1 + m_2) \cdot V^2(t) - \text{кинетическая энергия};$$

$$W_c = 0,5 \cdot C \cdot u_c^2(t) - \text{энергия ЕНЭ};$$

$$W_{pr} = 0,5 \cdot K_p \Delta Z^2(t) - \text{энергия сжатия пружины}.$$

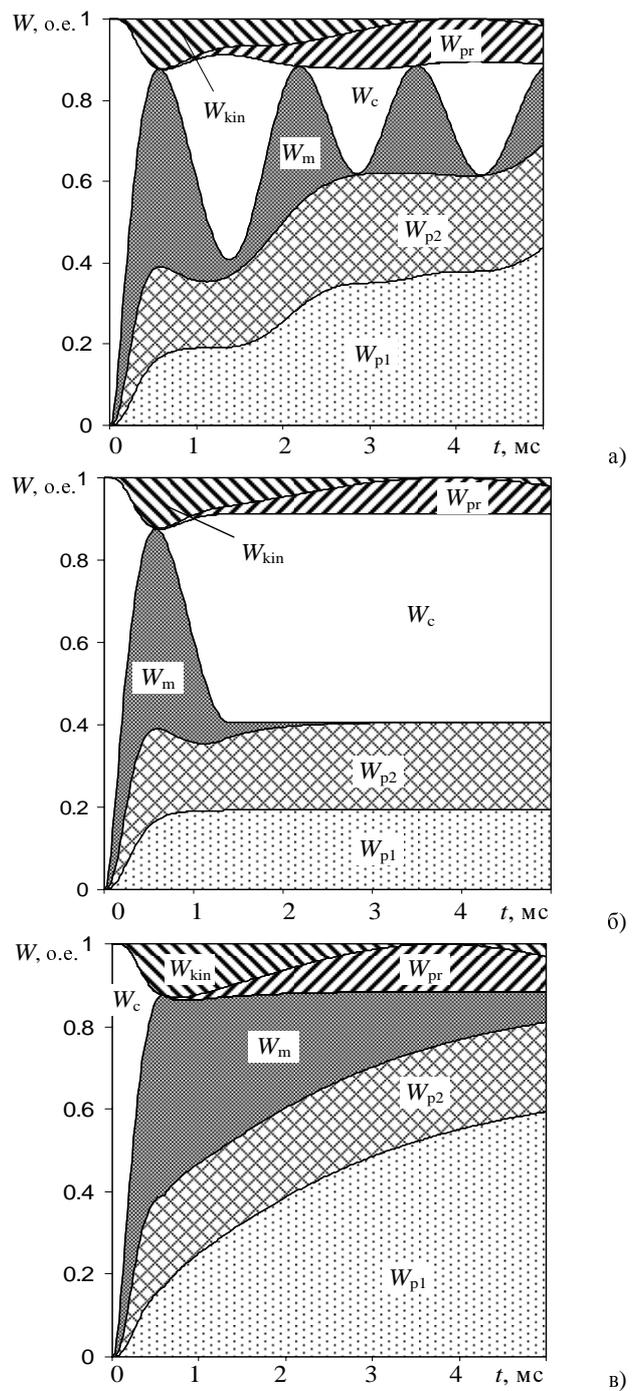


Рис. 3

Как следует из рис. 3 характер изменения различных составляющих энергий во многом зависит от схемы возбуждения преобразователя.

Так, при использовании схемы ППИ, реализующей полный разряд ЕНЭ, к концу рассматриваемого рабочего интервала основными становятся все возрастающие потери в индукторе W_{p1} и якоре W_{p2} . Здесь наблюдается колебательный процесс между энергией магнитного поля W_m и энергией ЕНЭ W_c , оказывающий влияние и на остальные составляющие энергий (рис. 3а).

При использовании схемы ОИ, реализующей однополоупериодный импульс, потери в индукторе и якоре выходят на стабильный уровень уже через 1,5...2 мс, не достигая столь значительных величин, как в схеме ППИ. При этом энергия магнитного поля W_m быстро затухает, и к концу рассматриваемого рабоче-

го интервала основной становится сохраненная энергия в ЕНЭ W_c (рис. 3,б).

При использовании схемы АИ, реализующей аperiodический импульс, основная часть энергии идет на нагрев индуктора, энергия магнитного поля затухает, но постепенно, в то время как энергия емкостного накопителя обнуляется практически в начале (0,8 мс) рабочего процесса (рис. 3,в).

Отметим, что кинетическая энергия W_{kin} и энергия сжатия пружины W_{pr} в процессе работы ИДП, перераспределяется между собой, переходя из одной в другую, практически сохраняя неизменную их суммарную величину. Однако при отсутствии пружины эта суммарная энергия, представляющая собой лишь кинетическую энергию, снижается по сравнению с их суммарным значением, что объясняется более существенным уменьшением магнитной связи между индуктором и якорем.

КРИТЕРИИ ЭФФЕКТИВНОСТИ

Для оценки эффективности работы ИДП используем ряд критериев, оценивающих его работу с различных аспектов. В традиционных электрических машинах продолжительного действия в качестве критерия эффективности для двигателей используется КПД – отношение полезной механической к подведенной электрической мощности. При этом оперируют усредненными во времени значениями мощностей, например за период, не учитывая изменений для каждого конкретного момента времени.

Для ИДП ударного действия использовать понятия мощности не целесообразно. Здесь необходимо оперировать понятиями энергии, анализируя, каким образом энергия заряженного ЕНЭ преобразуется в кинетическую или иную механическую энергию за рабочий цикл. При этом можно использовать начальные и конечные значения энергий для ИДП. Однако более перспективным является представление критериев эффективности не в виде одного значения, а в виде динамически изменяемой величины, что позволяет оценивать потенциальные возможности преобразователя на основе, например, максимальных значений критериев, предусматривая возможность прерывания рабочего процесса, например, путем ограничения тока в индукторе при помощи электронной схемы.

Поскольку преобразование энергии емкостного накопителя в полезную работу (ускорение якоря и сжатие пружины) сопровождается потерями в неподвижном индукторе и ускоряемом якоре, первый критерий эффективности можно выразить следующим образом:

$$\eta_1(t) = \frac{100 \cdot [(m_1 + m_2) \cdot V^2(t) + K_p \cdot \Delta Z^2(t)]}{(m_1 + m_2) \cdot V^2(t) + 2 \sum_{k=0}^{N+1} \int i_k^2(t) R_k(T_k) dt + K_p \cdot \Delta Z^2(t)}, \%$$

Аналогичное выражение для критерия эффективности ИДП использовано в работах [1, 6].

Второй критерий эффективности использует отношение полезной работы к исходной энергии ЕНЭ

$$\eta_2(t) = 100 \frac{(m_1 + m_2) \cdot V^2(t) + K_p \Delta Z^2(t)}{C \cdot U_0^2}, \%$$

Аналогичное выражение для критерия эффективности ИДП использовано в работах [7, 8].

Третий критерий эффективности можно выразить через значение импульса аксиальной силы, действующей на якорь в течение всего рабочего процесса, что важно, например, для силового воздействия

на сжимаемую пружину [9]

$$\eta_3(t) = \frac{100 \cdot C^{-1} U_0^{-2} \left(\int_0^t f(t, z) dt \right)^2}{m_1 + m_2}, \%$$

Рассмотрим динамику изменения этих критериев при использовании схемы ППИ (а), ОИ (б) и АИ (в) (рис. 4).

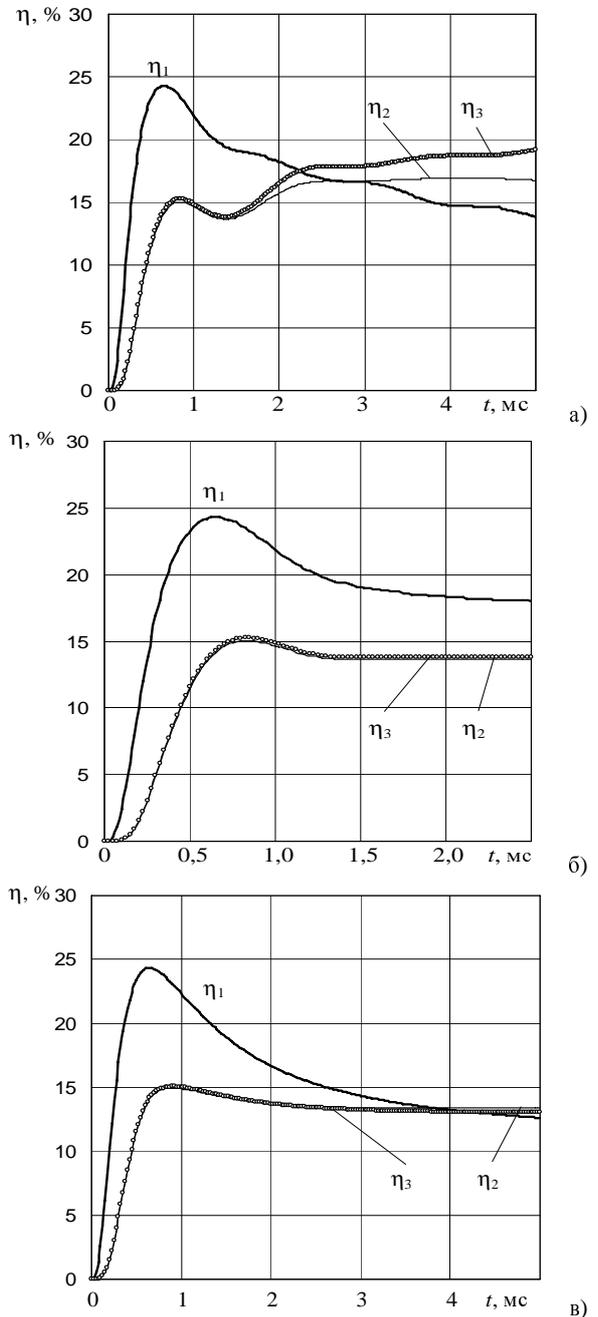


Рис. 4

Все критерии эффективности резко возрастают в начале работы преобразователя, после чего наблюдается их понижение. Критерий η_1 , учитывающий потери в индукторе и якоре, возрастает до наибольшей величины (около 24%), но он и сильнее снижается. Критерии η_2 и η_3 в начале рабочего процесса практически совпадают, а различие между ними проявляется позже. До первого максимума характер поведения всех критериев не зависит от схемы возбуждения индуктора, однако в конце

наблюдается интересная особенность – возрастание критерия η_1 при использовании схемы ППИ, в то время как в остальных схемах величина этого критерия со временем понижается.

Таким образом, по всем указанным выше критериям наиболее эффективной является схема ППИ, а наименее эффективной – схема АИ. Заметим, что только при использовании схемы АИ можно применять полярный ЕНЭ, выполненный на базе компактных электролитических конденсаторов большой емкости [5].

В схеме возбуждения ОИ после рабочего цикла сохраняется значительная часть энергии в ЕНЭ, которую можно использовать для последующего рабочего цикла. Если учитывать только потраченную энергию ЕНЭ на рабочий цикл, второй и третий критерии можно видоизменить следующим образом:

$$\eta_2^* = 100 \frac{(m_1 + m_2) \cdot V^2(t) + K_p \Delta Z^2}{C \cdot (U_0^2 - U_1^2)}, \%,$$

$$\eta_3^* = \frac{100 \cdot C^{-1} (U_0^2 - U_1^2)^{-1} \left(\int_0^t f(t, z) dt \right)^2}{m_1 + m_2}, \%,$$

где U_1 – остаточное напряжение ЕНЭ после рабочего цикла.

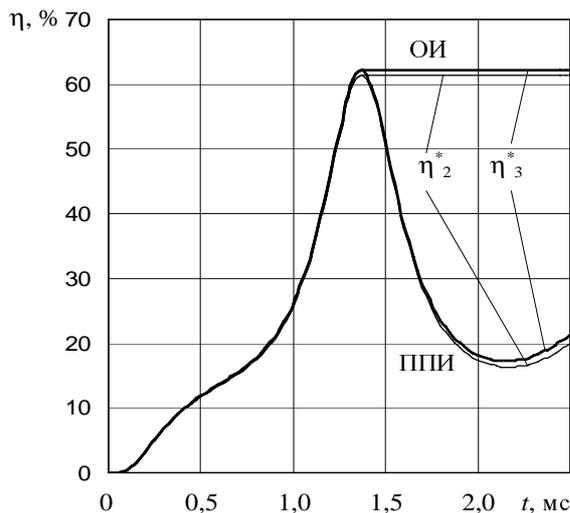


Рис. 5

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ИДП НА ЕГО ЭФФЕКТИВНОСТЬ

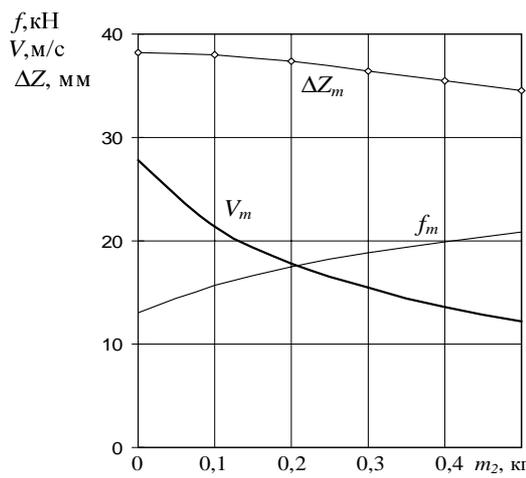
Рассмотрим влияние массы ускоряемой нагрузки и соотношений параметров ЕНЭ на эффективность работы преобразователя, возбуждаемого по схеме ОИ.

На рис. 6,а представлены зависимости максимальных значений аксиальной силы f_m , скорости V_m и перемещения ΔZ_m якоря в зависимости от массы ускоряемого исполнительного элемента m_2 . С увеличением массы ускоряемого исполнительного элемента m_2 максимальные значения скорости и перемещения якоря снижаются, но при этом величина действующей на якорь электродинамической силы возрастает. Последнее обстоятельство объясняется более сильным магнитным взаимодействием якоря и индуктора.

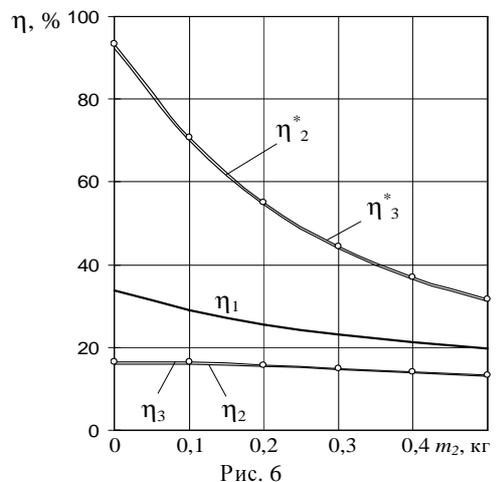
В результате увеличения массы ускоряемого исполнительного элемента от 0 до 0,5 кг эффективность ИДП по всем критериям снижается, даже критериев η_3 и η_3^* , учитывающих импульс электродинамической силы, действующей на якорь (рис. 6,б). Однако степень уменьшения этих критериев различна: η_1 – на 41

%, $\eta_{2,3}$ – на 18 %, $\eta_{2,3}^*$ – на 66 %. Заметим, что критерии η_2 и η_3 изменяются практически синхронно, хотя учитывают различные аспекты работы ИДП.

Параметры емкостного накопителя – напряжение U_0 и емкость C , при сохранении его энергии существенно влияют на эффективность работы электромеханического преобразователя (рис. 7). С увеличением емкости и соответствующим уменьшением зарядного напряжения снижаются все электромеханические параметры преобразователя: максимальные значения аксиальной силы f_m , скорости V_m и перемещения ΔZ_m якоря (рис. 7,а). В результате такого перераспределения параметров источника уменьшаются и все критерии эффективности ИДП.



а)



б)

Рис. 6

Поскольку при минимальных значениях емкости и массы ускоряемого исполнительного элемента рассматриваемого диапазона параметров эффективность преобразователя максимальна, рассмотрим энергетические процессы ИДП, который возбуждается от ЕНЭ с энергией 375 Дж и емкостью 1 мФ при отсутствии исполнительного элемента ($m_2 = 0$) (рис. 8). По сравнению с базовым вариантом (рис. 2,б) критерии эффективности данного преобразователя существенно повышаются: η_1 – на 40,6%, η_2 – на 56,7%, η_3 – на 57,5%. Это достигается за счет снижения потерь в индукторе W_{p1} на 33,6 % и в якоря W_{p2} – на 22%, что можно объяснить более короткими токовыми импульсами. А механическая энергия, представляющая собой сумму энергий кинетической W_k и сжатия пружины W_{pr} , возрастает на 40 %.

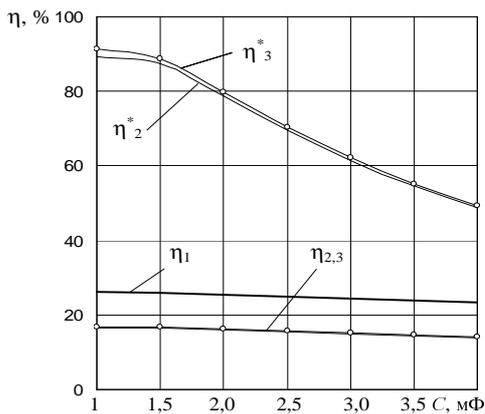
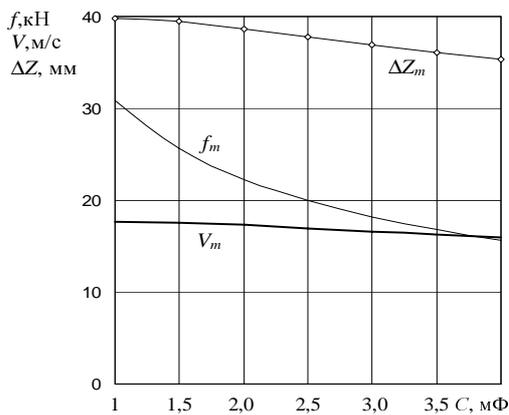


Рис. 7

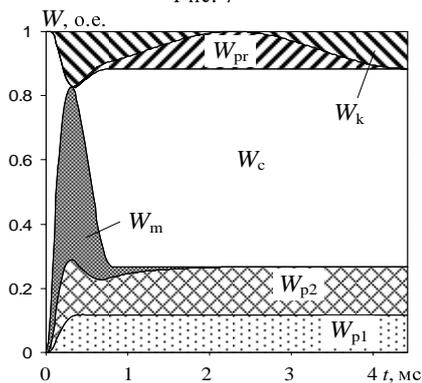


Рис. 8

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Характер протекания энергетических процессов ИДП ударного действия во многом определяется схемой возбуждения индуктора от ЕНЭ, реализующей переменного-полярный, однополупериодный или аperiodический импульс тока.

Проанализированы критерии эффективности, учитывающие: полезную работу и потери в активных элементах; полезную работу и энергию ЕНЭ; ускоряемую массу, энергию ЕНЭ и импульс аксиальной силы, действующий на якорь. Исследована динамика изменения этих критериев для основных схем возбуждения индуктора.

Показано, что при использовании схемы, обеспечивающей однополупериодный импульс тока в индукторе, энергия в ЕНЭ частично сохраняется после рабочего цикла, и критерий эффективности ИДП, учитывающий остаточную энергию, превышает 60%.

Установлено, что при минимальных значениях емкости и массы ускоряемого исполнительного элемента эффективность преобразователя максимальна, что объясняется более короткими, но мощными силовыми импульсами, действующими на якорь.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. J.A.Andrews, J.R.Devine, "Armature design for coaxial induction launchers", IEEE Trans. Magnetics, vol. 27, № 1, pp. 639-643, 1991.
2. Ю.Н.Васьковский, С.М.Рогач, В.Т.Чемерис, "Математическое моделирование индукционно-динамического ударного двигателя", Техн. электродинамика, № 4, С. 42-48, 1984.
3. R. Kaye, "Operational requirements and issues for coilgun electromagnetic launchers", IEEE Trans. Magnetics, vol. 41, № 1, pp. 194-199, 2005.
4. В.А. Тюткин, "Магнитно-импульсный способ разрушения сводов и очистки технологического оборудования от налипших материалов", Электротехника, № 11, С. 24-28, 2002.
5. В.Ф.Болух, А.М.Марков, В.Ф.Лучук, И.С.Щукин, "Теоретические и экспериментальные исследования индукционно-динамического двигателя, возбуждаемого от полярного емкостного накопителя", Техн. электродинамика. Тем. выпуск: Проблемы сучасної електротехніки, Ч. 2, сс. 65-70, 2006.
6. B.M.Novac, P.Senior, I.R.Smith et al, "Studies of a very high efficiency cryogenic launcher", IEEE Trans. Magnetics, vol. 37, № 1, pp. 123-128, 2001.
7. M.Liao, Z.Zabar, D.Czarkowski et al, "On the design of a coilgun as a rapid-fire grenade launcher" // IEEE Trans. Magnetics, vol. 35, № 1, pp. 148-153, 1999.
8. В.П.Гальетов, Е.Г.Иванов, "Повышение эффективности электромагнитного индукционного ускорителя проводников", Журнал прикладной механики и техн. физики, № 4, С. 105-108, 1979.
9. В.Ф.Болух, "Эффективность электромеханических импульсных преобразователей индукционного типа. Критерии и анализ", Электротехніка і електромеханіка, № 3. - С. 13-18, 2004.

Поступила 26.09.08

Болух Владимир Федорович, д.т.н., проф.,
 Марков Александр Михайлович, с.н.с.,
 Лучук Владимир Федосеевич, к.т.н., с.н.с.,
 Щукин Игорь Сергеевич, к.т.н., доц.
 Национальный технический университет
 "Харьковский политехнический институт"
 Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ",
 каф. "Общая электротехника" и "Электрические машины",
 тел. (057) 70-76-427, e-mail: bolukh@kpi.kharkov.ua,
 tech@tetra.kharkiv.com.

УЗАГАЛЬНЕНА МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ АВТОНОМНОЇ ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНОЇ СИСТЕМИ НА БАЗІ АСИНХРОНІЗОВАНОГО ГЕНЕРАТОРА З БЕЗКОНТАКТНИМ КАСКАДНИМ ТРИФАЗНО-ТРИФАЗНИМ МОДУЛЬОВАНИМ ЗБУДЖУВАЧЕМ ЗА НУЛЬОВОЮ СХЕМОЮ

Запропонована математична модель автономної електроенергетичної системи на базі асинхронізованого генератора з безконтактним каскадним модульованим збуджувачем, яка дає змогу моделювати динамічні електромагнітні та електромеханічні процеси з врахуванням функціонування рущія ротора генератора, а також взаємного впливу структурних елементів системи та функціонування систем автоматичного керування швидкості ротора генератора та амплітуди фазної напруги або струму статора генератора. Наведено результати моделювання процесів під час робочого циклу системи, який охоплює розгін генератора та вмикання і відмикання споживачів.

Предложена математическая модель автономной электроэнергетической системы на базе асинхронизированного генератора с бесконтактным каскадным модулированным возбудителем, которая дает возможность моделировать динамические электромагнитные и электромеханические процессы с учетом функционирования движителя ротора генератора, а также взаимного влияния структурных элементов системы и функционирования системы автоматического управления скоростью ротора генератора и амплитуды фазного напряжения или фазного тока статора генератора. Приведены результаты моделирования процессов во время рабочего цикла системы, охватывающего разгон генератора и включение и отключение потребителей.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМИ

Потужності автономних електроенергетичних систем (АЕЕС) становлять вагомую частку глобальної системи генерування та споживання електричної енергії, оскільки їх використання достатньо широко практикується майже у всіх галузях народного господарства.

Автономним електроенергетичним системам з погляду умов експлуатування та принципу функціонування притаманна низка специфічних особливостей, до основних з яких належать: робота генератора у режимі граничних навантажень, що робить актуальною проблемою надійності функціонування генератора, а також істотне коливання швидкості обертання рущія, що спричинює іншу складну проблему – нестабільність частоти напруги.

Аналіз наукової літератури та практичних рішень показують, що ці складні і актуальні проблеми можуть бути ефективно вирішені використанням у АЕЕС асинхронізованих генераторів (АСГ). Впровадження АСГ стало позитивною тенденцією у розвитку електроенергетики загалом та автономної електроенергетики зокрема. Ідея АСГ перебуває у стані постійного еволюційного розвитку. На сьогодні один із перспективних варіантів створення АСГ вбачається у формуванні системи АСГ на базі безконтактних каскадних модульованих збуджувачів (БКМЗ) [5]. Саме АСГ на базі БКМЗ дають змогу забезпечити високу надійність роботи генератора завдяки безконтактному варіанту виконання та ефективно вирішити іншу важливу проблему – стабілізування частоти напруги при змінній швидкості обертання рущія.

АНАЛІЗ ОСТАННІХ ДОСЛІДЖЕНЬ

Автор протягом останніх років виконав значний обсяг робіт, пов'язаний з розробкою математичних моделей автономних електроенергетичних систем на базі генераторів з БКМЗ, а також разом з науковцями НТУУ "КПІ" виконує роботу з дослідження значачених систем, зокрема на комп'ютері методом математичного моделювання. Так, у [2] розроблено математичну модель автономної електроенергетичної системи на базі асинхронізованого генератора з трифазно-трифазним БКМЗ. У [1] розроблено математичну модель аналогічної автономної електроенергетичної системи на базі

асинхронізованого генератора з двофазно-трифазним БКМЗ. Ці математичні моделі АЕЕС на базі БКМЗ дають змогу виконувати всебічні дослідження стосовно вивчення закономірностей перебігу електромагнітних процесів, які відбуваються у згаданих системах. Але цим моделям властиві певні обмеження, які полягають у тому, що дослідження можуть виконуватися лише за умови постійного ковзання, хоча і для різних його значень. Безумовно, що такі обмеження становили істотний недолік математичних моделей. Тому на наступному етапі були розроблені математичні моделі, які дають змогу моделювати динамічні електромагнітні та електромеханічні процеси (тобто при змінній швидкості обертання ротора генератора), які відбувалися у АЕЕС на базі АСГ з трифазно-трифазними [4] та двофазно-трифазними [3] БКМЗ.

ЗАДАЧІ ДОСЛІДЖЕНЬ

Математичні моделі АЕЕС на базі АСГ з БКМЗ [3], [4] істотно розширили діапазон можливостей стосовно аналізу електромагнітних та електромеханічних процесів. Але практика дослідження показує, що для повноцінного аналізу процесів, які відбуваються у АЕЕС на базі АСГ з БКМЗ як таких, необхідно моделювати процеси не лише у частині силового електричного кола, але й у структурному складникові, який стосується рущія. Потреба саме у таких математичних моделях проявляється при дослідженні АЕЕС з приводом від двигунів внутрішнього згорання.

Враховуючи те, що АЕЕС на базі АСГ з БКМЗ та приводом від двигунів внутрішнього згорання належать до важливого сектора систем генерування такого класу, то вивчення поведінки систем саме з врахуванням рущія є безумовно необхідною для розвитку теорії та практики задачею, а розробка відповідних математичних моделей АЕЕС на базі АСГ з БКМЗ та ретельне вивчення динамічних процесів, які відбуваються у таких системах, є актуальною науковою проблемою.

Отже, метою статті є розробка математичної моделі АЕЕС на базі АСГ з БКМЗ з врахуванням наявності рущія ротора генератора для дослідження на комп'ютері динамічних електромагнітних та електромеханічних процесів, які відбуваються у цій системі.

ВИКЛАД ОСНОВНОГО МАТЕРІАЛУ

Об'єктом дослідження є АЕЕС на базі АСГ з трифазно-трифазним БКМЗ, комутатором у якому слугує безпосередній тиристорний перетворювач частоти за нульовою схемою. Схема силового електричного кола такої АЕЕС зображена на рис. 1. Структурними елементами АЕЕС слугують: трифазно-трифазний модулятор, який складається з двох асинхронних машин АМ1 та АМ2, фазні обмотки роторів яких розділені на три гілки; джерела живлення цих машин Е1 та Е2 відповідно; безпосередній тиристорний перетворювач частоти (БТПЧ); генератор АГ, яким слугує асинхронна машина, обмотки ротора якої з'єднані у зірку. До системи також входять споживачі: три асинхронні двигуни АД1, АД2, АД3; активно-індуктивне навантаження Н, фільтр Ф, яким слугує батарея конденсаторів. Передбачена можливість роботи АСГ паралельно з трифазною електричною мережею М.

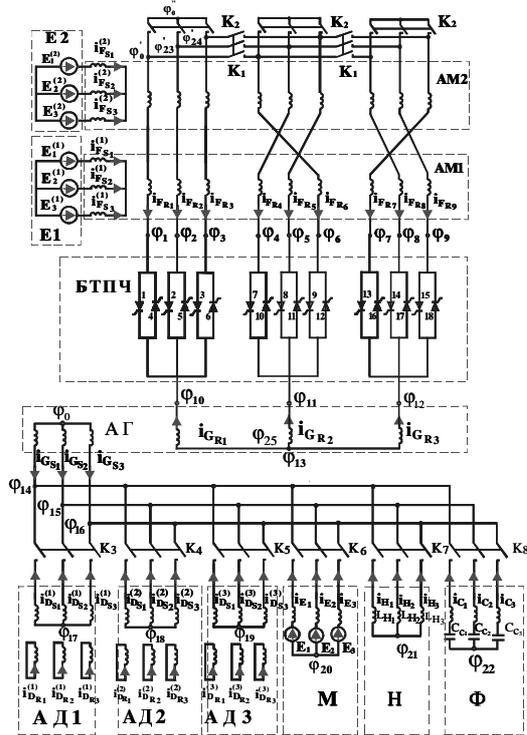


Рис. 1. Схема силового електричного кола АЕЕС

Окрім описаних вище ідентифікаторів структурних елементів АЕЕС, на схемі рис. 1 прийняті відповідні позначення електричних величин та інших компонентів схеми. Літерами φ , I , E , L , C позначено: потенціали, струми, електрорушійні сили, індуктивності та ємності, а літерою K – ключі схеми. Літерами F , G , D , M , H , S у нижніх індексах відповідно позначено належність величин до модулятора, генератора, асинхронних двигунів, електричної мережі з боку статора генератора, активно-індуктивного навантаження та фільтра. На схемі та у подальших викладах літерами S , R у нижніх індексах позначено належність відповідних величин до статора і ротора електричних машин. Цифрами у нижніх індексах позначено номери електричних гілок у межах кожного із структурних елементів, а цифрою 0 у нижньому індексі – вузли з нульовим потенціалом. Цифрами у круглих дужках (1) і т. д. у верхньому індексі позначено належність відповідних величин до АМ1, АМ2, джерел живлення модулятора $E1$ і $E2$ та асинхронних двигунів АД1, АД2, АД3. Кількість штрихів у верхньому індексі відпові-

дає номеру варіанта з'єднань фазних гілок обмоток ротора АМ2.

У схемі модулятора передбачено два варіанти з'єднання роторних обмоток АМ2. Перший з них забезпечує комбіноване з'єднання ($K_F=1$), коли ключі K_2 розімкнені, а ключі K_1 замкнені. При цьому у схемі з'являється три вузли з потенціалами: φ'_0 , φ'_{23} , φ'_{24} . У другому варіанті ($K_F=2$) передбачає з'єднання всіх фазних гілок обмоток ротора АМ2 у один спільний вузол з нульовим потенціалом $\varphi''_0=0$, тобто ключі K_1 та K_2 замкнені. Решта ключі $K_3 \div K_8$ призначені для вмикання та відмикання споживачів. При цьому ключами $K_3 \div K_5$ вмикаються та відмикаються три асинхронні двигуни АД1–АД3 відповідно, а вимикачами $K_6 \div K_8$ – решта споживачі: електрична мережа, статичне навантаження та фільтр відповідно.

Математичною моделлю АЕЕС слугує система диференціальних рівнянь електричної рівноваги, яка описує схему силового електричного кола, система диференціальних рівнянь механічної рівноваги, яка описує динаміку зміни швидкості обертання вала АСГ, диференціальні рівняння, які описують зміну частоти напруги заповнення та кута вентилів БТПЧ, а також система логічних рівнянь, які описують роботу системи керування БТПЧ та рівняння, які моделюють роботу систем автоматичного керування (САК) напруги або струму генератора та САК швидкості обертання ротора генератора.

Диференціальні рівняння електричної рівноваги структурних елементів силової схеми електричного кола піддослідної системи записані на підставі законів Кірхгофа та згідно з методом вузлових потенціалів [6]. Рівняння для електричних машин записані з врахуванням всіх наявних електромагнітних зв'язків між контурами кожної з машин. Рівняння електричної рівноваги АЕЕС значною мірою збігаються з аналогічними рівняннями, описаними у [2] та [4].

Повна система рівнянь електричної рівноваги АЕЕС у базисі електричних потенціалів незалежних вузлів для схеми силового електричного кола АЕЕС у матричній формі має такий вигляд:

$$A \cdot \varphi + B = 0, \quad (1)$$

де A – матриця коефіцієнтів, B – вектор вільних членів, $\varphi = (\varphi_1 \div \varphi_{22})$ – вектор електричних потенціалів незалежних вузлів схеми силового електричного кола системи.

Більш докладно описувати систему рівнянь електричної рівноваги, а також інші системи рівнянь, які входять у математичну модель АЕЕС за винятком рівняння механічної рівноваги для генератора нема потреби, оскільки вони описані у публікаціях [2] та [4]. Тому зараз перейдемо безпосередньо до опису частини математичної моделі, яка стосується механічного рушія ротора генератора включно з САК швидкості обертання ротора генератора.

Отже рушій ротора генератора представимо джерелом механічного моменту, крутний механічний момент якого прикладається до вала ротора генератора. Тому механічну рівновагу ротора генератора опишемо диференціальним рівнянням, яке має такий вигляд:

$$J \cdot p\omega_G + M_H + M_F + M_G - M_R = 0, \quad (2)$$

де J – сумарний момент інерції обертових махових мас, розміщених на валі генератора (маса ротора генератора, маси роторів асинхронних машин модулятора та маса рушія ротора генератора); M_H – статичний

момент навантаження (сумарний момент, який відповідає втратам механічної енергії, наприклад момент тертя); M_F – сумарний електромагнітний момент машин модулятора; M_G – електромагнітний момент генератора; M_R – крутний механічний момент рушія вала ротора генератора.

Невідомим у цьому рівнянні слугує $p\omega_G = \frac{d\omega_G}{dt}$ – похідна за часом t кутової швидкості обертання вала генератора. Момент інерції оберткових махових мас J та статичний момент навантаження M_H тут розглядаються як сталі та відомі величини.

Для визначення похідної швидкості обертання вала ротора генератора необхідно мати вирази для електромагнітного моменту генератора M_G та сумарного електромагнітного моменту машин модулятора M_F . Запишемо формули для визначення електромагнітного моменту генератора. На підставі [6] вона має такий вигляд:

$$M_G = \frac{3}{2} \cdot P_{G_0} \cdot \frac{L_{G_m}}{K_{G_i}} \cdot (T_{G_X} \cdot T_{G_{Y_R}} - T_{G_Y} \cdot T_{G_{X_R}}), \quad (3)$$

де $P_{G_0}, L_{G_m}, K_{G_i}$ – кількість пар полюсів, робоча індуктивність та коефіцієнт трансформації АСГ;

$$T_{G_X} = \frac{2}{3} \cdot \left(i_{G_{S_1}} - \frac{i_{G_{S_2}}}{2} - \frac{i_{G_{S_3}}}{2} \right); \quad T_{G_Y} = \frac{i_{G_{S_2}} - i_{G_{S_3}}}{\sqrt{3}};$$

$$T_{G_{X_R}} = \frac{2}{3} \times$$

$\times [i_{G_{R_1}} \cos(\gamma_G) + i_{G_{R_2}} \cos(\gamma_G - \rho) + i_{G_{R_3}} \cos(\gamma_G + \rho)]$
 $T_{G_{Y_R}} = \frac{2}{3} [i_{G_{R_1}} \sin(\gamma_G) + i_{G_{R_2}} \sin(\gamma_G - \rho) + i_{G_{R_3}} \sin(\gamma_G + \rho)]$
 а $i_{G_{S_1}}, i_{G_{S_2}}, i_{G_{S_3}}, i_{G_{R_1}}, i_{G_{R_2}}, i_{G_{R_3}}, \gamma_G$ – фазні струми статора, ротора та електричний кут повороту ротора генератора; $\rho = \frac{2}{3} \cdot \pi$ – електричний кут зсуву між фазами статора і між фазами ротора генератора.

Аналогічно записується формула для визначення сумарного електромагнітного моменту машин модулятора АМ1 та АМ2, яка має такий вигляд:

$$M_F = M_F^{(1)} + M_F^{(2)}, \quad (5)$$

де $M_F^{(1)} = M_{F_1}^{(1)} + M_{F_2}^{(1)} + M_{F_3}^{(1)}; M_F^{(2)} = M_{F_1}^{(2)} + M_{F_2}^{(2)} + M_{F_3}^{(2)}$ (6) – електромагнітні моменти першої та другої машин модулятора.

З рівняння (6) видно, що електромагнітні моменти кожної з двох машин АМ1 та АМ2 мають по три складові, оскільки роторні обмотки цих машин розділені на три фазні гілки. Тому сумарний електромагнітний момент кожної з цих двох машин утворюється трьома складовими, кожна з яких виникає внаслідок взаємодії електромагнітного поля обмотки статора і електромагнітного поля кожної з трьох систем фазних гілок роторів машин модулятора. Оскільки ці формули отримані з аналогічних міркувань та згідно з [6], як і для генератора, а самі вони відносно громіздкі, то наводити їх тут не доцільно.

Перейдемо до розгляду САК, призначення якої полягає у стабілізованні швидкості обертання ротора генератора. Вище йшлося про те, що у АЕЕС функціонує САК стабілізування швидкості обертання ротора генератора, завдання якої полягає у підтриманні зада-

ного значення швидкості обертання вала ротора генератора шляхом регулювання величини крутного механічного моменту. Структурна схема САК швидкості ротора АСГ зображена на рис. 2, на якому ω_{G_3} , ω_G – задана та реальна швидкості ротора генератора відповідно;

$$\Delta\omega_G = \omega_{G_3} - \omega_G \quad (7)$$

– відхилення швидкості ротора АСГ від заданого її значення.

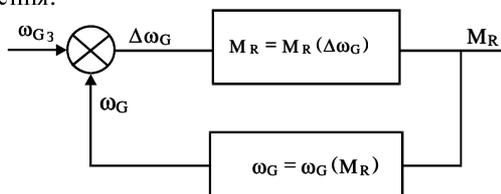


Рис. 2. Структурна схема САК швидкості ротора генератора

Система автоматичного стабілізування швидкості обертання ротора генератора зrealізована пропорційно-інтегральним регулятором. Виходячи з цього та рис. 2, механічний крутний момент визначається за такою формулою:

$$M_R = K_p^\omega (\omega_{G_3} - \omega_G) + K_i^\omega [(\omega_{G_3} - \omega_G) dt + M_0], \quad (8)$$

де K_p^ω, K_i^ω – коефіцієнти пропорційного та інтегрального регуляторів швидкості обертання ротора АСГ; M_0 – початкове значення крутного механічного моменту.

Стосовно опису математичної моделі рушія та САК швидкості обертання ротора генератора зазначимо, що задане значення швидкості ω_{G_3} фігурує у математичній моделі АЕЕС як функція часу, яка задається у вигляді таблиці. Таким чином, математична модель дає змогу моделювати процеси, які відбуваються у піддослідній АЕЕС, виходячи з бажаної швидкості обертання (наприклад синхронної), що актуально для АЕЕС, генератори яких приводяться в рух двигунами внутрішнього згорання чи газовими турбінами, або задаючи довільний закон зміни функції ω_{G_3} і у такий спосіб моделювати довільну апріорі очікувану функцію заданого значення швидкості, що відповідає умовам роботи вітрових електроенергетичних установок (ВЕЕУ).

На завершення опису математичної моделі піддослідної АЕЕС зазначимо, що ця математична модель циклоконвертора, на відміну від попередніх аналогів, розроблена, виходячи з вихідних допущень, які дають змогу врахувати фактор явища відновлення властивостей вентилів для їх запертого стану під час комутовання. Окрім цього, тут також виконується процедура вузлових уточнень струмів, яка дає змогу уникнути складної проблеми числової нестійкості.

Таким чином, окрім наявності рушія ротора генератора, запропонована математична модель АЕЕС завдяки двом останнім вдосконаленням (моделювання комулятора та уточнення струмів) відрізняється від своїх аналогів вищим рівнем адекватності стосовно моделювання електромагнітних та електромеханічних процесів.

Вхідними даними для розрахунку електромагнітних та електромеханічних процесів слугують такі величини: параметри електричних машин (АСГ, АМ1, АМ2, АД1, АД2, АД3), параметри мережі, активно-індуктивного навантаження, фільтра та вентилів. Функціональна залежність від часу заданого значення

амплітуди напруги або струму статора генератора, функціональна залежність від часу заданого значення швидкості обертання ротора генератора, коефіцієнти регуляторів, масив стану вентилів ІТ розмірністю 18, а також початкові умови, які входять до вектора інтегрованих змінних V . Сам вектор інтегрованих змінних V має таку структуру:

$$V = (i_{F_S}^{(1)}, i_{F_S}^{(2)}, i_{F_R}, \gamma_F^{(1)}, \gamma_F^{(2)}, \omega_F, i_T, \\ i_{G_S}, i_{G_R}, \gamma_G, \omega_G, i_{D_S}^{(1)}, i_{D_R}^{(1)}, \gamma_D^{(1)}, \omega_D^{(1)}, \\ i_{D_S}^{(2)}, i_{D_R}^{(2)}, \gamma_D^{(2)}, \omega_D^{(2)}, i_{D_S}^{(3)}, i_{D_R}^{(3)}, \gamma_D^{(3)}, \omega_D^{(3)}, \\ i_M, i_H, i_C, u_C, \int (\omega_{G_3} - \omega_G) dt, \int (i_{G_3}^v - i_3) dt, \\ \int (u_{G_S}^v - u_3) dt, f_z, \gamma_z, t), \quad (5)$$

де $i_{F_S}^{(1)} = (i_{F_{S1}}^{(1)}, i_{F_{S2}}^{(1)}, i_{F_{S3}}^{(1)})$, $i_{F_S}^{(2)} = (i_{F_{S1}}^{(2)}, i_{F_{S2}}^{(2)}, i_{F_{S3}}^{(2)})$ – вектори струмів контурів статорів АМ1, АМ2; $i_{F_R} = (i_{F_{R1}}, i_{F_{R2}}, i_{F_{R3}}, i_{F_{R4}}, i_{F_{R5}}, i_{F_{R6}}, i_{F_{R7}}, i_{F_{R8}}, i_{F_{R9}})$ – вектор струмів контурів ротора модулятора; i_T – вектор розмірністю 18 струмів тиристорних гілок БТПЧ; $i_{G_S} = (i_{G_{S1}}, i_{G_{S2}}, i_{G_{S3}})$, $i_{G_R} = (i_{G_{R1}}, i_{G_{R2}}, i_{G_{R3}})$ – вектори струмів контурів статора і ротора генератора; $i_{D_S}^{(1)} = (i_{D_{S1}}^{(1)}, i_{D_{S2}}^{(1)}, i_{D_{S3}}^{(1)})$ – вектори струмів контурів статора АД1; $i_{D_R}^{(1)} = (i_{D_{R1}}^{(1)}, i_{D_{R2}}^{(1)}, i_{D_{R3}}^{(1)})$ – вектори струмів контурів ротора АД1; $i_{D_S}^{(2)}, i_{D_R}^{(2)}, i_{D_S}^{(3)}, i_{D_R}^{(3)}$ – вектори струмів АД2 та АД3 (аналогічно до АД1 див. схему рис. 1); i_M, i_H, i_C – вектори струмів електричної мережі, активно-індуктивного навантаження та фільтра; $\gamma_F^{(1)}, \gamma_F^{(2)}, \gamma_G, \gamma_D^{(1)}, \gamma_D^{(2)}, \gamma_D^{(3)}$ – електричні кути повороту роторів АМ1, АМ2, АГ та асинхронних двигунів АД1, АД2, АД3 відповідно; $\omega_F, \omega_G, \omega_D^{(1)}, \omega_D^{(2)}, \omega_D^{(3)}$ – механічна частота обертання роторів машин модулятора, генератора та асинхронних двигунів; $i_{G_S}^v, u_{G_S}^v$ – модулі зображувальних векторів струму та напруги статора генератора; t – час інтегрування.

Нааявні інформації цілком достатньо для викладу алгоритму розрахунку електромагнітних та електромеханічних процесів, які відбуваються у підслідній АЕЕС.

Алгоритм розрахунку електромагнітних та електромеханічних процесів є таким:

- На підставі каталожних параметрів структурних елементів АЕЕС, початкових умов для відповідного моменту часу (вектора V) та стану вентилів (масиву ІТ) формується система рівнянь електричної рівноваги (1), яка розв'язується стосовно вектора потенціалів незалежних вузлів ϕ .
- Формується та розв'язується система рівнянь механічної рівноваги всіх машин, які входять до АЕЕС.
- На зворотному шляху визначається вектор інтегрування pV , який є похідною вектора V за часом t .
- Одним із явних методів числового інтегрування системи диференціальних рівнянь визначаються нові

значення вектора інтегрованих змінних V для заданого кроку інтегрування Δt , а також новий стан вентилів комутатора (масив ІТ).

- Формується та розв'язується система рівнянь вузлових уточнень струмів.

- Цей процес триває у межах заданого вхідними даними кінцевого значення часу інтегрування.

На підставі описаної вище математичної моделі розроблено програмний комплекс мовою програмування FORTRAN.

За допомогою математичної моделі та відповідного комплексу програм на комп'ютері досліджено принципіві теоретичні положення, на яких ґрунтується функціонування АЕЕС на базі АСГ з БКМЗ.

Для ілюстрації адекватності математичної моделі та дієздатності програмного комплексу наводимо результати розрахунку електромагнітних і електромеханічних процесів, які відбуваються у АЕЕС на базі АСГ потужністю 100 кВт. Суть дослідження полягає у розрахунку електромагнітних та електромеханічних процесів, результатом якого є отримання розрахункових функціональних залежностей від часу миттєвих значень всіх координат, які входять у вектор інтегрованих змінних V , а також електричних напруг, електромагнітних моментів та деяких інших координат.

Результати розрахунку основних координат АЕЕС у вигляді графіків зображено на рис. 3–12.

Моделювання процесів виконаємо для режиму, у якому задане значення ковзання ротора генератора є постійним і таким, що відповідає синхронній швидкості, тобто дорівнює нулю. На початковій стадії робочого циклу АЕЕС вмикається рушій та виконується розгін ротора генератора. При досягненні швидкості обертання ротора генератора близької до синхронної вмикається напруга живлення машин модулятора, тобто вмикається збудження. На наступній стадії робочого циклу системи виконується почергове вмикання асинхронних двигунів і статичного навантаження, а на останньому етапі виконується почергове вимкнення раніше ввімкнених споживачів. Протягом цілого робочого циклу функціонують САК для стабілізування швидкості обертання ротора та амплітуди фазної напруги АСГ.

Зазначимо, що саме такого режиму необхідно дотримуватися при пуску АСГ у реальній АЕЕС, щоби уникнути стрибків напруг у контурах машин модулятора та самого генератора.

На рис. 3 відображено розрахункові залежності заданого та реального ковзання АСГ від часу, а на рис. 4 зображена ω_G кутова швидкість обертання ротора АСГ. Як видно з цього рисунку, синхронного значення швидкість досягає у околі моменту часу $t=4$ с, а надалі (при вмиканні та вимиканні споживачів) система відповідним чином реагує на ці події. Реакція проявляється у коливанні швидкості обертання ротора та ковзання АСГ, що видно з рис. 3 та 4. На рис. 5 зображено розрахункові залежності модулів зображувальних векторів фазних напруг і струмів статора та струмів ротора АСГ. З цього рисунку видно, що САК підтримує стабільну амплітуду напруги, але спостерігаються коливання її значення у околі моментів часу вмикання та відмикання споживачів.

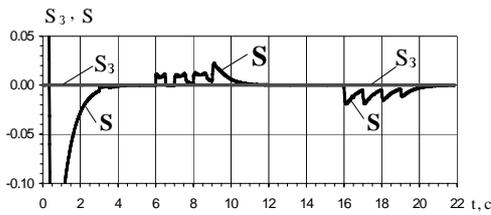


Рис. 3. Задане та реальне ковзання генератора

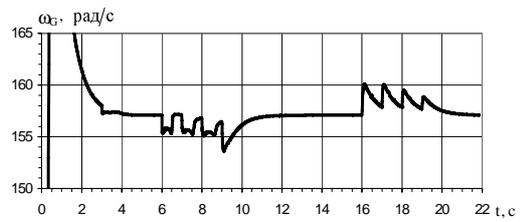


Рис. 4. Кутлова швидкість ротора генератора

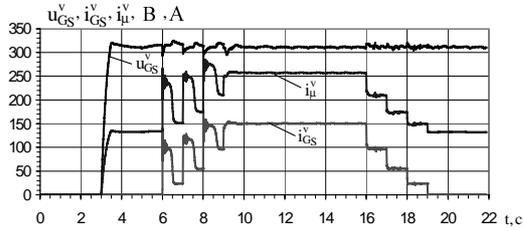


Рис. 5. Модулі зображувальних векторів фазних напруг і струмів статора та струмів ротора АСГ

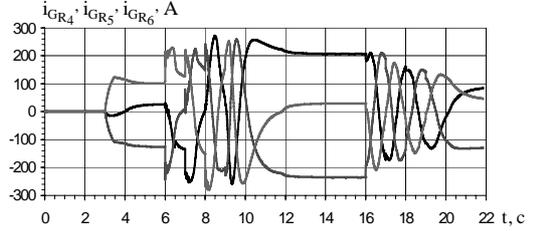


Рис. 6. Фазні струми ротора генератора

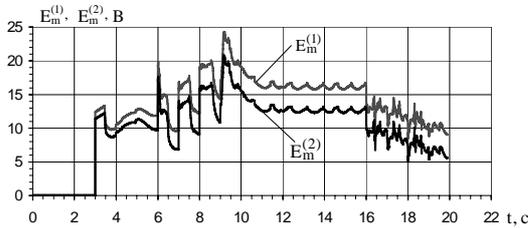


Рис. 7. Амплітуди електрорушійних сил джерел живлення статорів машин модулятора

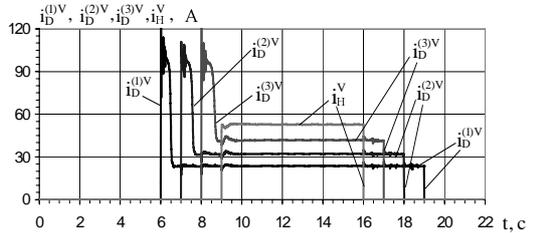


Рис. 8. Модулі зображувальних векторів струмів статорів асинхронних двигунів: АД1, АД2, АД3 та активно-індуктивного навантаження

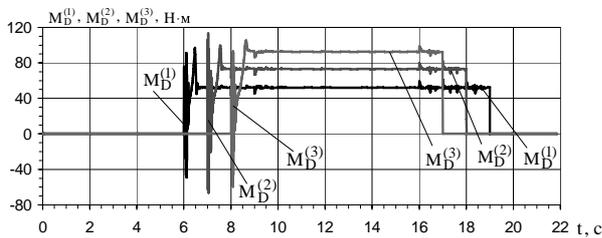


Рис. 9. Електромагнітні моменти асинхронних двигунів: АД1, АД2, АД3

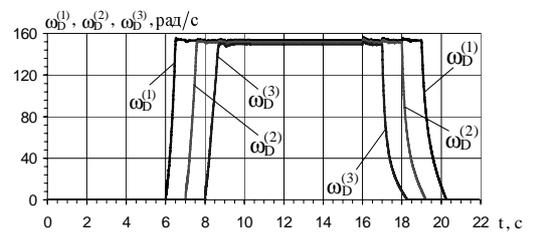


Рис. 10. Кутові швидкості обертання роторів асинхронних двигунів: АД1, АД2, АД3

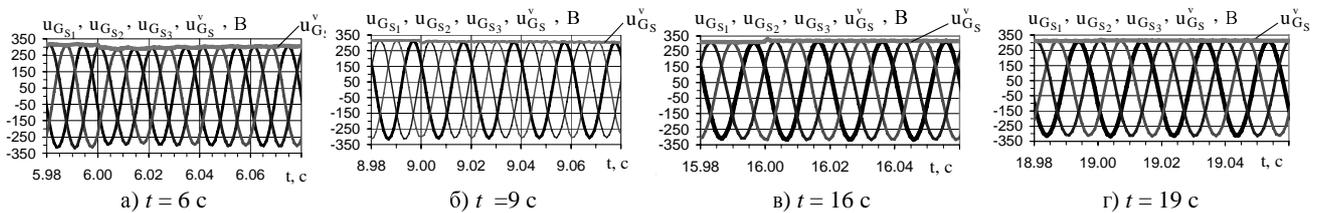


Рис. 11. Фазні напруги та модуль зображувального вектора фазних напруг статора генератора у околі моменту часу вмикання ($t = 6, 9$ c) та відмикання ($t = 16, 19$ c) споживачів відповідно

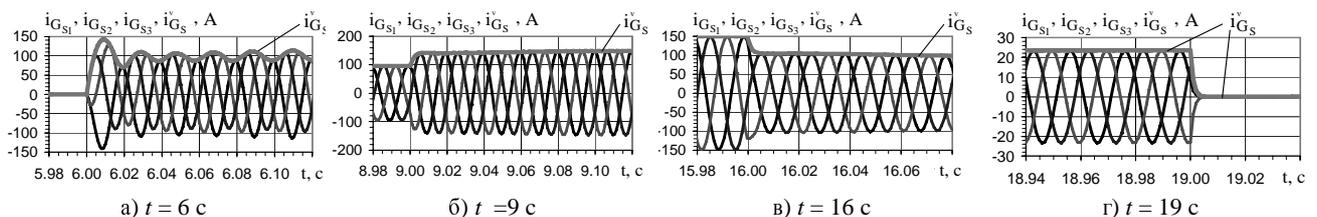


Рис. 12. Фазні струми та модуль зображувального вектора фазних струмів статора генератора у околі моменту часу вмикання ($t = 6, 9$ c) та відмикання ($t = 16, 19$ c) споживачів відповідно

На рис. 6 зображено розрахункові залежності фазних струмів ротора АСГ. Ці струми мають періодичний характер лише на проміжках часу, коли швидкість ротора АСГ відмінна від синхронної, а при синхронній швидкості вони є постійними, що відповідає фізиці процесів, які відбуваються у подібних системах.

На рис. 7 зображено розрахункові залежності амплітуд електрорушійних сил джерел живлення статорів машин модулятора. Характер цих кривих ілюструє реакцію САК на події вмикання споживачів.

На рис. 8 зображено розрахункові залежності модулів зображувальних векторів фазних струмів споживачів: АД1, АД2, АД3 та статичного навантаження. Характер кривих струмів двигунів виразно ілюструє перехідні процеси, які відбуваються під час пуску двигунів.

На рис. 9 та 10 відповідно зображено розрахункові залежності електромагнітних моментів та швидкостей обертання асинхронних двигунів.

Графіки основних координат на рис. 3-10 дають доволі повну уяву про перебіг процесів у піддослідній системі. Згідно з режимом робочого циклу АЕЕС споживачі: АД1, АД2, АД3 та статичне навантаження вмикаються у моменти часу $t=6,7,8,9$ с відповідно, а відмикаються від АСГ у моменти часу $t=16,17,18,19$ с, що виразно ілюструє характер кривих на цих рисунках. Для отримання повнішої інформації про перебіг електромагнітних та електромеханічних процесів, які відбуваються у піддослідній системі, з одного боку, та з'ясування рівня адекватності математичних моделей і можливостей відповідного програмного комплексу, з іншого боку, на наступних рисунках 11 та 12 зображено розрахункові осцилограми миттєвих значень фазних напруг $u_{G_{R1}}, u_{G_{R2}}, u_{G_{R3}}$ та фазних струмів $i_{G_{R1}}, i_{G_{R2}}, i_{G_{R3}}$ у околі моментів часу ввімкнення та відімкнення споживачів. З цих рисунків видно, що частота фазних струмів та напруг становить строго 50 Гц, не залежно від коливання швидкості ротора генератора, що вказує на високу ефективність функціонування АЕЕС стосовно якості генерованої електроенергії за критерієм стабільності частоти при змінній швидкості обертання ротора генератора.

ВИСНОВКИ

- Запропонована математична модель АЕЕС відрізняється від аналогів наявністю рушія ротора генератора, що істотно розширює можливості дослідження електромеханічних процесів АЕЕС з приводом від двигунів внутрішнього згорання та газових турбін.

- Математична модель циклоконвертора, який слугує комутатором, розроблена на підставі вихідних допущень, які на відміну від допущень базових моделей, дають змогу врахувати час відновлення властивостей вентилів для їх запертого стану. Це підвищує рівень адекватності моделі комутатора та розширює

можливості дослідження, зокрема стосовно врахування комутаційних перенапруг.

- Запропонована математична модель АЕЕС дає змогу виконувати всебічні дослідження електромагнітних та електромеханічних процесів, з врахуванням рушія ротора генератора та системи автоматичного керування як у стаціонарних, так і у екстремальних ситуаціях, спричинених збоями у роботі САК та системи керування комутатором, а також пробоями вентилів циклоконвертора.

- Схема силового електричного кола модулятора з комбінованим потенціальним з'єднанням фазних гілок ротора АМ2 (коли $K_F=1$) забезпечує стабільніше функціонування комутатора, а ніж схема зі з'єднанням фазних гілок ротора машини модулятора АМ2 у один спільний вузол (коли $K_F=2$). Це, по-перше, дає змогу отримати вищу якість генерованої електроенергії за критерієм стабільності амплітуди, а також за критерієм гармонічного складу напруги генератора.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Василів К.М. Математична модель автономної електроенергетичної системи на базі генератора з двофазно-трифазним безконтактним модульованим збуджувачем // Техн. електродинаміка. – 2002. – №6. – С. 31-37.
2. Василів К.М., Галіновський О.М. Математична модель автономної електроенергетичної системи "Асинхронний генератор з трипульсним модульованим збуджувачем – каскад асинхронних двигунів" // Праці Інституту електродинаміки НАН України, 2000. – С.153-163.
3. Василів К.М. Математична модель динамічних процесів автономної електроенергетичної системи на базі безконтактного асинхронізованого генератора з двофазно-трифазним каскадним модульованим збуджувачем // Техн. електродинаміка. – 2005. – № 2. – С. 54-60.
4. Василів К.М. Математична модель динамічних процесів автономної електроенергетичної системи на базі безконтактного асинхронізованого генератора з трифазно-трифазним каскадним модульованим збуджувачем // Техн. електродинаміка.–2004.– № 5. – С. 50-55.
5. Галиновский А.М. Бесконтактный асинхронизированный генератор с модулированным преобразователем частоты. Труды I Международной (III Всероссийской) конференции по электромеханотронике. Санкт-Петербург, 1997. - С. 182-192.
6. Плахтына Е.Г. Математическое моделирование электромашино-вентильных систем. - Львов: Выща школа, 1986. - 164 с.
7. Фильц Р.В. Математические основы теории электромеханических преобразователей. – К.: Наукова думка, 1979. - 208 с.

Надійшла 12.09.08

Василів Карл Миколайович, к.т.н., доц.

Національний лісотехнічний університет України (НЛТУУ) Україна, 79057, Львів, вул. Генерала Чупринки, 103, кафедра ОТ і МТП

тел. (0322) 37-82-55, (0322) 22-64-03, E-mail: wask@ukr.net

АНАЛИЗ ВИБРОВОЗМУЩАЮЩИХ ОСЕВЫХ СИЛ В СЕРДЕЧНИКЕ СТАТОРА МОЩНОГО ТУРБОГЕНЕРАТОРА

Виконано аналіз вібробуджувальних осьових сил в осерді статора потужного турбогенератора на прикладі аналізу причин руйнування його стяжних шпильок. Показано, що їх руйнування відбувається через утомленість матеріалу шпильок при багатоциклічному навантаженні. Розроблено методики розрахунку сил, які ґрунтуються на методах механіки руйнування і теорії електромагнітного поля.

Выполнен анализ вибровозмущающих осевых сил в сердечнике статора мощного турбогенератора на примере анализа причин разрушения его стяжных шпилек. Показано, что их разрушение происходит из-за усталости материалов шпилек при многоциклическом нагружении. Разработаны методики расчета сил, основанные на методах механики разрушения и теории электромагнитного поля.

Состояние проблемы. Актуальность. В настоящее время значительная часть генерирующего оборудования электростанций Украины выработала или приблизилась к выработке своего рабочего ресурса. Происходящие в оборудовании рабочие процессы приводят к медленному изменению его параметров и характеристик, накоплению повреждений и дефектов конструкций, что обуславливает постепенную деградацию оборудования и существенное снижение его эксплуатационной надежности. Это в значительной мере относится и к мощным турбогенераторам (ТГ) атомных электростанций. С учетом высоких требований к надежности функционирования оборудования АЭС необходимы обоснованные технические решения и рекомендации по продлению сроков их надежной эксплуатации.

Одной из проблем, возникающих в процессе длительной эксплуатации ТГ, является увеличение уровня вибрации сердечника статора, которая способна вызвать повреждения важных элементов его конструкции. Наибольшую опасность представляют осевые вибрации, которые не только негативно влияют на основные узлы торцевых зон ТГ (зубцы крайних пакетов сердечника, соединительные шины лобовых частей обмотки статора и др.), но даже разрушают стяжные шпильки, что ведет к недопустимому нарушению монолитности сердечника статора. Известен ряд случаев, когда происходил полный разрыв стяжных шпилек, несмотря на то, что их диаметр изначально выбирался со значительным запасом для удержания больших усилий запрессовки сердечника статора. Выявление причин таких разрушений, анализ величин и характера сил электромагнитного происхождения, которые порождают осевую вибрацию и далее называются вибровозмущающими силами, является актуальной задачей, требующей немедленного решения.

Природа возникновения вибровозмущающих электромагнитных сил обусловлена физическими явлениями, происходящими в торцевых зонах ТГ. Эти явления во многом связаны с действием магнитных потоков рассеяния от лобовых частей обмоток статора и ротора, которые индуцируют в листах крайних пакетов сердечника статора вихревые токи. Эти токи, а также неоднородность конструкции сердечника поро-

ждают в нем аксиально-направленные электромагнитные силы. Эти силы имеют знакопеременный характер и пульсируют с частотой 100 Гц. В данной работе приводится анализ величин вибровозмущающих осевых сил на примере ТГ типа ТВВ-1000-2, предназначенного для работы в составе энергоблока АЭС.

Действие вибровозмущающих сил вызывает разрушение упомянутых выше стяжных шпилек сердечника статора. В настоящее время известны две гипотезы о механизме разрушения стяжных шпилек.

Одна из гипотез [1] дает оценку величины сил на уровне, необходимом для разрушения шпилек путем их растяжения. Используемые при проектировании ТГ методики выбора диаметра шпилек основаны на предположении, что максимальные механические напряжения в сечениях шпилек с учетом их постоянных и переменных составляющих не должны превышать предела упругости материала, из которого они выполнены. При этом шпилька должна выдерживать теоретически неограниченное количество циклических деформирующих воздействий. Наблюдаемое на практике разрушение шпилек рассматривается в рамках этой гипотезы как подтверждение того факта, что реально действующие на шпильки вибровозмущающие силы значительно превышают расчетные, что требует в первую очередь уточнения методик их расчета и адекватного выбора параметров шпилек. Основным недостатком такого подхода является трудность объяснения физической природы возникновения столь мощных осевых сил.

Другая гипотеза основана на результатах теории усталости материалов при их многоцикловом нагружении. Проведенный анализ показал, что эта гипотеза более адекватно объясняет явление разрушения шпилек. Остановимся на этой гипотезе более подробно.

Анализ механики разрушения стяжных шпилек сердечника статора. Известно, что разрушение конструкционных материалов под воздействием переменных нагрузок происходит вследствие усталости – процесса медленного накопления повреждений, образования усталостных трещин, их развития и разрушения [2]. Схематично различные периоды усталостного процесса можно представить обобщенной диаграммой усталостного разрушения (рис. 1).

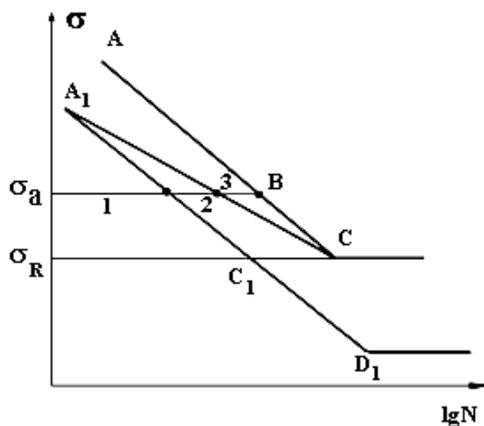


Рис. 1. Обобщенная диаграмма усталостного разрушения

По оси абсцисс в логарифмическом масштабе отложено число циклов силового воздействия на материал, а по оси ординат – механические напряжения. Обозначено: σ_a – амплитуда приложенных к образцу циклических напряжений; σ_R – предел выносливости – максимальное напряжение, при котором материал способен сопротивляться не разрушаясь при любом произвольно большом числе циклов нагружения. Линия AC соответствует разрушению образца и представляет кривую усталости (линию Веллера), линия A_1C соответствует образованию микротрещин (линия Френча), линия $A_1C_1D_1$ соответствует образованию субмикротрещин.

Условно процесс усталостного разрушения образца материала можно представить состоящим из трех стадий:

1. Инкубационная стадия – происходит накопление усталостных повреждений, связанных с перемещением дислокаций, их концентрацией около препятствий и образованием пор.
2. Стадия образования субмикротрещин – появляются субмикротрещины в результате разрыхления кристаллической решетки.
3. Стадия разрушения – происходит образование микротрещин, их развитие и окончательное разрушение образца.

Для описания обобщенных диаграмм усталостного разрушения предложено большое количество аналитических выражений. На базе статистической обработки экспериментальных данных Вейбуллом [3] было получено уравнение

$$(\sigma_a - \sigma_R)^m \cdot N = c, \quad (1)$$

где m и c – коэффициенты, характеризующие свойства материала; $N = N_{3T} + N_{PT}$ – число циклов нагружения образца до его разрушения; N_{3T} – число циклов до зарождения трещины, N_{PT} – число циклов, при котором происходит дальнейший рост трещины и разрушение образца.

Величина N характеризует допустимую длительность эксплуатации изделия, подверженного циклическим нагрузкам. Например, при частоте воздействия 100 Гц за год эксплуатации изделия при условии его непрерывной работы совершается $3,153 \cdot 10^9$ циклов, за 10 лет – соответственно $3,153 \cdot 10^{10}$ циклов.

Опыт эксплуатации мощных ТГ показал, что

разрушение шпилек происходит не на начальной стадии эксплуатации ТГ, а после достаточно длительного периода его работы. В основу дальнейшего анализа положим экспериментально установленный факт, что разрушение шпилек статора ТГ начинается после 10 ... 20 лет его эксплуатации. Исходя из указанной длительности безаварийной работы шпилек, найдем реальный уровень приложенных к шпильке циклических механических нагрузок. Это позволит обосновать величины вибровозмущающих сил электромагнитного происхождения, воздействующих на сердечник статора и через него – на стяжные шпильки. Для этого найдем взаимосвязь между предельно допустимым числом циклов нагружения N стяжной шпильки и величиной механического напряжения в ней.

Для аналитического описания положения линии Френча на диаграмме усталостного разрушения воспользуемся полученным в работе [4] уравнением, выражающим количество циклов до зарождения трещины N_{3T} :

$$N_{3T} = N_{PT} \cdot \left(\frac{\sigma_R - \sigma_n}{\sigma_a - \sigma_n} \right)^{2/m} \left/ \left[1 - \left(\frac{\sigma_R - \sigma_n}{\sigma_a - \sigma_n} \right)^{2/m} \right] \right., \quad (2)$$

где σ_n – уровень напряжений, при превышении которого в материал вносятся повреждения (соответствует инкубационной стадии).

При сборке статора в стяжных шпильках создается предварительное растягивающее усилие, необходимое для удержания сердечника в спрессованном состоянии. Это статическое напряжение имеет значительную величину и распределено по всем шпилькам крайне неравномерно. Так в рассматриваемом ТГ механические напряжения в шпильках при заводской запрессовке находятся в диапазоне (60 ... 200) МПа, причем, как показали тензометрические измерения, со временем (через год) напряжения уменьшаются до (30 ... 120) МПа. В результате наложения статических и циклических составляющих механических напряжений формируется асимметрия цикла нагружения, влияющая на усталостные характеристики шпильки. Асимметрия цикла нагружения характеризуется коэффициентом асимметрии цикла:

$$R = \frac{\sigma_{\min}}{\sigma_{\max}} = \frac{\sigma_m - \sigma_a}{\sigma_m + \sigma_a}, \quad (3)$$

где σ_m и σ_a – статические и циклические составляющие напряжений. Например, при симметричном цикле нагружения, при котором амплитуды напряжений разного знака по величине одинаковы ($\sigma_m = 0$), имеем $R = -1$, если $\sigma_a = \sigma_m$, то $R = 0$.

На основе анализа результатов многочисленных исследований Р.Б. Хейвуд [8] предложил зависимость для определения предельной амплитуды переменных напряжений при симметричном цикле нагружения:

$$\sigma_{an} = \xi \cdot \sigma_b \cdot \frac{25 + d}{25 + 3d}, \quad (4)$$

где ξ – коэффициент, зависящий от свойств материала (для стали с пределом прочности $\sigma_b \leq 1100$ МПа, $\xi = 0,15$); σ_b – предел прочности; d – диаметр шпильки. При диаметре шпильки, равном 64 мм, расчет по формуле (4) дает $\sigma_{an} = 31$ МПа. Если реально прикла-

даваемое напряжение $\sigma_a < \sigma_{an}$, то усталостное разрушение шпильки не происходит.

Для учета влияния статической составляющей напряжения при циклическом нагружении воспользуемся диаграммой предельных амплитуд напряжений – диаграммой Гудмана [9], которая строится в координатах σ_a и σ_m (рис. 2).

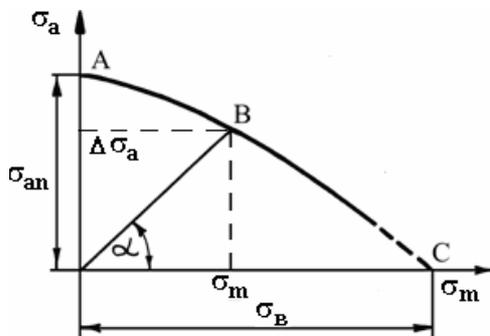


Рис. 2. Диаграмма предельных амплитуд напряжений

Из диаграммы Гудмана следует, что при $\sigma_m > 0$ величина σ_a уменьшается (точка В), т.е. усталостное разрушение шпильки начинает происходить при меньших циклических составляющих напряжений. Далее найденное по диаграмме Гудмана предельное циклическое напряжение для заданного значения σ_m обозначается как $\Delta\sigma_m$. Например, при начальном статическом напряжении запрессовки $\sigma_m = 100$ МПа предельно допустимая циклическая составляющая уменьшается с $\sigma_{an} = 31$ МПа до $\Delta\sigma_a = 25$ МПа. Найденное значение используется в выражении (2) (вместо σ_n) при определении длительности периода зарождения трещины. Следует подчеркнуть, что в общем количестве циклов нагружения материала до его разрушения N величина $N_{ЗТ}$ составляет, как правило, не менее 90%.

Для расчета количества циклов нагружения материала $N_{РТ}$, характеризующего длительность периода роста трещины, необходимо использовать методы механики разрушения. Для оценки величины $N_{РТ}$ используется следующее интегральное выражение:

$$N_{РТ} = \int_{l_0}^{l_k} \frac{dl}{C \cdot (\Delta K)^n} \quad (5)$$

Входящие в выражение (5) параметры определяются следующим образом. Величина ΔK характеризует изменение коэффициента интенсивности напряжения в вершине трещины, происходящее в цикле нагружения. Это значение для сплошного круглого стержня с концентратором, с полуэллиптической поверхностной трещиной под действием равномерной растягивающей нагрузки согласно работе [10] определяется следующим образом:

$$\Delta K = \Delta\sigma \cdot \sqrt{\pi \cdot l} \cdot Y(l/r) \quad (6)$$

где l – размер трещины по ее глубине; $\Delta\sigma$ – изменение растягивающего напряжения в цикле нагружения; $Y(l/r)$ – значение геометрического фактора для данного стержня и вида нагружения, которое согласно [10] меняется в диапазоне 0,6 ... 0,9. В расчетах принима-

ем усредненное значение равное 0,7.

Начальное значение длины трещиноподобного дефекта l_0 , от которого начинает развиваться трещина, определяется из соотношения

$$l_0 = \frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{(\Delta K_{th})_R}{\Delta\sigma_R} \right)^2 \cdot \frac{1}{Y^2}, \quad (7)$$

где $(\Delta K_{th})_R$ – определяется по формуле

$$(\Delta K_{th})_R = (\Delta K_{th})_0 \cdot (1 - R). \quad (8)$$

Значение $(\Delta K_{th})_0$ характеризует величину $(\Delta K_{th})_R$ при значении коэффициента асимметрии цикла $R = 0$. Это значение можно приближенно принять равным $(\Delta K_{th})_0 = 8,1$ (МПа · м^{1/2}).

Предельная (конечная) длина трещины l_k определяется эмпирически по результатам обследования усталостного излома разрушенной шпильки. Было установлено, что трещина распространялась до длины, равной 0,7 диаметра шпильки. Для данной шпильки это составляет $l_k = 47$ мм. В табл. 1 приведены некоторые характеристики материала, из которого выполнена шпилька, близкие к материалу Ст. 45.

Таблица 1

σ_B МПа	$\sigma_{0,2}$ МПа	σ_R МПа	n	c	$(\Delta K_{th})_0$, МПа·м ^{1/2}	m
516	223	125	4,8	$1,2 \cdot 10^{-13}$	8,1	10

В табл. 2 приведены результаты расчетов общего количества циклов нагружения материала до его разрушения (суммарная долговечность) при различных статических σ_m и циклических σ_a составляющих напряжений. Для каждого заданного σ_m величина σ_a должна превышать граничное напряжение $\Delta\sigma_a$, при котором начинается усталостное разрушение.

Полученные расчетные результаты позволяют оценить время эксплуатации ТГ до разрушения шпильки. Например, при $\sigma_m = 200$ МПа и $\sigma_a = 20$ МПа разрушение шпильки произойдет приблизительно через 12,5 лет непрерывной работы. Соответственно при $\sigma_m = 100$ МПа и $\sigma_a = 26$ МПа ожидать разрушения шпильки следует ориентировочно через 10,5 лет.

Полученные данные об уровне напряжений в шпильке дают возможность определить интегральную величину осевых вибровозмущающих сил, действующих на сердечник статора. При этом необходимо учесть существенную неравномерность распределения нагрузки между шпильками. Эта неравномерность обусловлена рядом факторов: расположением шпилек в статоре (в нижней или верхней его части), особенностями технологии запрессовки сердечника, различием температур шпилек. Как показали исследования, проведенные в ГП "Завод Электротяжмаш" (г. Харьков), коэффициент неравномерности распределения нагрузок между отдельными шпильками достигает значения 2,6 ... 3, причем только около (25 ... 30) % шпилек работают с напряжениями, превышающими граничное напряжение $\Delta\sigma_a$, при котором начинается их усталостное разрушение. С учетом этих данных суммарная амплитуда действующих на статор ТВВ–1000–2 осевых вибровозмущающих сил, например, при $\sigma_m = 200$ МПа и $\sigma_a = 20$ МПа может

быть оценена в 514 МН (51,4 тонны). Эти силы формируются в крайних пакетах торцевых зон сердечника статора и передаются стяжным шпилькам. С учетом соотношения площадей шпилек и поверхностей

крайних пакетов (на две стороны ТГ) оценка среднего давления вибровозмущающих сил на поверхности крайних пакетов дает значение 57,8 кПа.

Таблица 2

σ_m , МПа	σ_{an} , МПа	$\Delta\sigma_a$, МПа	ΔK_{th}	R	l_0 , м	σ_a , МПа	N_{PT} , циклов	$N_{ЗТ}$, циклов	Суммарная долговечность N , цикл
50	31	28	5,83	0,282	0,0138	35	$3,23 \cdot 10^7$	$3,82 \cdot 10^8$	$4,14 \cdot 10^8$
						32	$4,97 \cdot 10^7$	$9,6 \cdot 10^8$	$1,1 \cdot 10^9$
						30	$6,77 \cdot 10^7$	$2,53 \cdot 10^9$	$2,6 \cdot 10^9$
						29	$7,96 \cdot 10^7$	$4,9 \cdot 10^9$	$4,97 \cdot 10^9$
100	31	25	3,2	0,6	0,0052	30	$2,56 \cdot 10^8$	$3,67 \cdot 10^9$	$3,93 \cdot 10^9$
						28	$3,57 \cdot 10^8$	$8,14 \cdot 10^9$	$8,5 \cdot 10^9$
						26	$5,1 \cdot 10^8$	$3,27 \cdot 10^{10}$	$3,32 \cdot 10^{10}$
200	31	19	3,2	0,826	0,00903	35	$5,38 \cdot 10^7$	$2,46 \cdot 10^8$	$3,0 \cdot 10^8$
						30	$1,37 \cdot 10^8$	$8,23 \cdot 10^8$	$9,6 \cdot 10^8$
						28	$1,57 \cdot 10^8$	$1,09 \cdot 10^9$	$1,25 \cdot 10^9$
						26	$2,24 \cdot 10^8$	$1,9 \cdot 10^9$	$2,13 \cdot 10^9$
						24	$3,29 \cdot 10^8$	$3,73 \cdot 10^9$	$4,06 \cdot 10^9$
						22	$5,0 \cdot 10^8$	$8,95 \cdot 10^9$	$9,45 \cdot 10^9$
						20	$7,9 \cdot 10^8$	$3,87 \cdot 10^{10}$	$3,95 \cdot 10^{10}$

Полученные результаты показывают, что разрушение шпилек происходит при воздействии на них электромагнитных сил, значительно меньших по величине, чем силы по первой гипотезе, изложенной в [1].

Математическое моделирование вибровозмущающих осевых сил в сердечнике статора. Ниже приводится математическую модель и результаты моделирования вибровозмущающих осевых сил в сердечнике статора. Моделирование выполняется с помощью методов теории электромагнитного поля.

Величина осевых электромагнитных сил, приложенных к элементам торцевой зоны сердечника статора, обусловлена действием двух различных факторов, что дает возможность представить силы в виде наложения двух составляющих:

$$F_z = F_{z\sigma} + F_{zm} \quad (9)$$

Составляющая $F_{z\sigma}$ обусловлена действием магнитных потоков рассеяния от лобовых частей обмоток статора и ротора, индуцирующих вихревые токи в листах крайних пакетов сердечника статора. Взаимодействие этих токов с магнитным полем порождает первую составляющую электромагнитных сил. Вторая составляющая F_{zm} обусловлена геометрической неоднородностью структуры магнитопровода в торцевых зонах ТГ (краевыми эффектами). Эта составляющая не связана с возникновением вихревых токов, а обусловлена выпучиванием в торцевой зоне основного (радиально направленного) магнитного потока, пересекающего воздушный зазор из ротора в статор.

Расчетная область, отображающая продольное сечение генератора в его торцевой зоне в цилиндрических координатах, показана на рис. 3. В общем случае для учета влияния вихревых токов в листах сердечника от аксиальных магнитных потоков используется общее уравнение относительно комплексной амплитуды азимутальной составляющей векторного магнитного потенциала \dot{A}_ϕ :

$$\frac{\partial^2 \dot{A}_\phi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \dot{A}_\phi}{\partial r} + \frac{\partial^2 \dot{A}_\phi}{\partial z^2} - j \cdot \omega \cdot \mu \cdot \gamma \cdot \dot{A}_\phi = -\mu \cdot J_{\phi \text{ стор}}, \quad (10)$$

где γ – электропроводность, μ – магнитная проницаемость, ω – угловая частота изменения во времени переменных. Отличная от нуля электропроводность задается только в пакетах сердечника статора, что позволяет учесть в них вихревые токи, наведенные токами лобовых частей обмоток. Источниками поля в рассматриваемой задаче являются азимутальные составляющие плотностей токов в лобовых частях обмоток статора $J_{\phi 1}$ и ротора $J_{\phi 2}$, которые заполняют показанные на рис. 3 эквивалентные сечения лобовых частей. Рассматриваемое продольное сечение ТГ проводится по продольной d оси ротора. При этом область, отображающую лобовые части ротора, пересекает $w_2/2$ проводников с током возбуждения I_f . Эквивалентное значение плотности тока в лобовых частях обмотки ротора определяется по формуле:

$$J_{\phi 2} = I_f \cdot w_2 / (2 \cdot S_{л2}), \quad (11)$$

где $S_{л2}$ – эквивалентная площадь сечения лобовых частей обмотки.

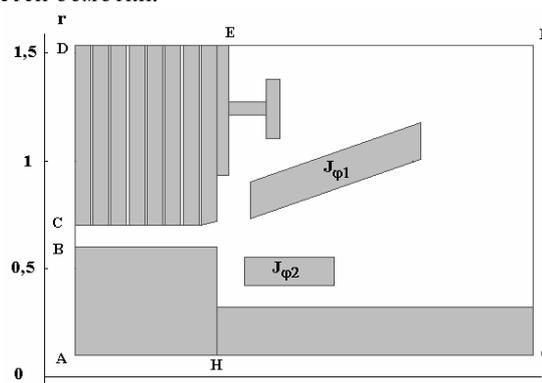


Рис. 3. Расчетная область – продольное сечение торцевой зоны ТГ

При задании плотности тока статора $J_{\phi 1}$ необходимо учесть, что существует пространственный сдвиг положения амплитуды НС в витках обмотки статора по отношению к амплитуде НС обмотки ротора. Поэтому в рассматриваемом продольном сечении расчётное значение плотности тока $J_{\phi 1}$ отличается от

своего амплитудного значения на величину, определяемую косинусом пространственного угла ψ сдвига векторов НС обмоток статора и ротора [11]:

$$J_{\phi 1} = J_{\phi 1 \max} \cdot \cos \psi,$$

$$\psi = \arctg[(U_a \cdot \sin \phi + X_d \cdot I_a) / (U_a \cdot \cos \phi + R_a \cdot I_a)], \quad (12)$$

где U_a, I_a – напряжение и ток обмотки статора; R_a, X_d – активное и синхронное индуктивное сопротивление обмотки статора, ϕ – угол мощности.

Для расчета электромагнитных сил используется метод тензора магнитного натяжения [11]. Нормальная к рассматриваемой поверхности составляющая тензора натяжения T_n и нормальная составляющая полной силы F_n рассчитываются по следующим выражениям:

$$T_n = \frac{1}{2\mu} \cdot (B_n^2 - B_\tau^2); \quad F_n = \int_S T_n ds = \frac{1}{2\mu} \cdot \int_S (B_n^2 - B_\tau^2) \cdot dS \quad (13)$$

Аналогично для расчета тангенциальных составляющих тензора магнитного натяжения T_τ и тангенциальной составляющей полной силы F_τ используются следующие выражения:

$$T_\tau = \frac{B_n \cdot B_\tau}{\mu}; \quad F_\tau = \int_S T_\tau ds = \frac{1}{\mu} \cdot \int_S B_n \cdot B_\tau \cdot dS, \quad (14)$$

где B_n, B_τ – соответственно нормальная и тангенциальная составляющие магнитной индукции.

Для определения этой составляющей $F_{z\sigma}$ в расчетной области решается задача (10) – (14) при однородных граничных условиях первого рода $A_\phi = 0$ на внешних границах расчетной области. При этом распределение магнитной проницаемости в ферромагнитных пакетах статора задано и определяется по распределению индукции от основного магнитного потока, которое находится из решения вспомогательной задачи в поперечном сечении ТГ. Значения U_a, I_a, U_a, I_a и $\cos \phi$ соответствуют анализируемому режиму работы ТГ.

Для определения составляющей силы F_{zm} в расчетной области решается уравнение (10) при значении электропроводности $\gamma = 0$, поскольку предполагается, что радиальный магнитный поток в шихтованных пакетах сердечника статора вихревых токов не индуцирует (если пренебречь незначительными по величине токами, влияние которых учитывается при расчете потерь в стали). При этом принимается $J_{\phi 1} = J_{\phi 2} = 0$. Источником поля в этой задаче является значение потенциала $A_\phi = A_{\phi 0}$ на границе ABCD, найденное из решения вспомогательной задачи в поперечном сечении. Для моделирования стекания основного магнитного потока в тангенциальном направлении на границах DE и AH задаются однородные граничные условия второго рода $\partial A_\phi / \partial n = 0$. На остальных границах задается условие $A_\phi = 0$.

Численное решение сформулированных задач выполнено методом конечных элементов.

На рис. 4 изображена расчетная картина поля векторного магнитного потенциала и тензора натяжения в номинальном режиме работы турбогенератора с $\cos \phi = 1$, а на рис. 5 для этого же режима показано распределение тензора натяжения вдоль контура торцевой зоны сердечника статора. По высоте выделено

две зоны, одна из которых соответствует немагнитному нажимному фланцу, а вторая – ферромагнитному зубцу крайнего пакета сердечника.

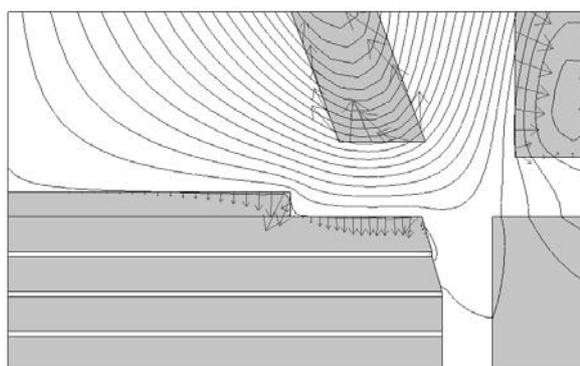


Рис. 4. Картина поля магнитного потенциала и тензора натяжения

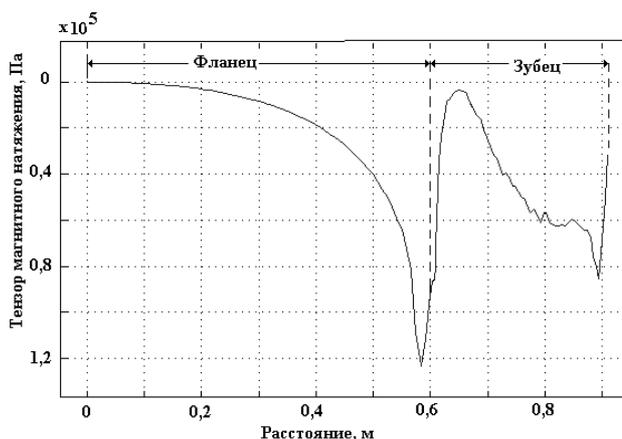


Рис. 5. Распределение тензора натяжения вдоль контура торцевой зоны сердечника статора

Интегрирование полученного распределения по площади торцевой зоны дало значение силы $F_{z\sigma}$ (на два торца) 329 МН (32,9 тонны).

Решение второй задачи по определению составляющей F_{zm} дало значение силы равное 98,7 МН (9,87 тонны). Таким образом, амплитуда действующей на сердечник суммарной осевой вибровозмущающей силы в данном режиме равна 427,7 МН (42,7 тонны).

Сравнение найденного значения (42,7 тонны) со значением, рассчитанным по условиям усталостного разрушения шпилек в результате их многоциклического нагружения (51,4 тонны), демонстрирует достаточно хорошее совпадение результатов, что свидетельствует об адекватности разработанной методики расчета вибровозмущающих сил. Некоторое расхождение в меньшую сторону (на 17%) сил, полученных в результате электромагнитных расчетов, от сил, полученных механическими расчетами, может быть объяснено влиянием следующих причин.

В реальной конструкции ТГ действует сложное сочетание различных факторов, влияющих на усталостную прочность шпилек, которые практически не поддаются строгому анализу. Например, в приведенных выше расчётных формулах используются стандартные значения характеристик материалов, определяющих прочностные свойства выбранного материала шпилек. Эти параметры получены на опытных образ-

цах в лабораторных условиях, при которых невозможно учесть поведение той или иной конструктивной детали, выполненной из данного материала, в реальном сложном изделии, каким является турбогенератор. При этом разрыв шпилек обычно происходит по резьбе из-за того, что витки резьбового соединения являются сильнейшими концентраторами локальных напряжений. Эти концентрации особенно для резьбовых соединений большого диаметра уменьшают предел выносливости материала на (20...30) %.

Кроме того, выполненные оценки не учитывают изменения температуры шпилек и возникающих при этом термомеханических напряжений. В частности, необходимо учитывать малоцикловую усталость материала, связанную с изменением температуры при остановках и запусках ТГ, число которых за период эксплуатации ТГ велико. Следует также указать на дополнительный нагрев шпилек индуцированными в них токами. Так, совокупность шпилек статора совместно с нажимными фланцами образуют своеобразную клетку, конструктивно напоминающую короткозамкнутую обмотку ротора асинхронного двигателя. В такой "клетке" полями рассеяния индуцируются токи, вызывающие нагрев шпилек и их температурную деформацию. Как показали исследования, температура шпилек увеличивается примерно на 30...40 °С. В примере расчёта безаварийного срока службы шпилек были использованы характеристики стали 45, однако по данным завода-изготовителя (ПО "Электросила", СПб) шпильки сердечника статора турбогенератора ТВВ-1000-2 выполнены из нестандартного материала марки ИЗ-1, имеющего предел прочности ниже предела прочности стали 45.

Выводы. Рассмотренные выше факторы, дополнительно снижающие принятый при расчёте предел прочности шпилек, объясняют усталостное разрушение шпилек под воздействием переменных вибровозмущающих осевых сил электромагнитного происхождения относительно небольшой интенсивности.

Несмотря на то, что полученные выше результаты носят приближенный, оценочный характер, они раскрывают тенденции поведения шпилек под воздействием осевых знакопеременных сил в процессе длительной эксплуатации ТГ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Демидюк Б. М., Кузьмин В.В., Шпатенко В. С. О разработке физически содержательного подхода к анализу силовых и энергетических процессов в элементах магнитоприводов электрических машин // Вісник Кременчуцького Державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського - Випуск 3/2007 (44) Частина 1. – С. 51- 55.
2. Иванова В.С., Терентьев В.Ф. Природа усталости металлов. – М.: Металлургия, 1965. – 456 с.
3. Вейбулл В. Усталостные испытания и анализ их результатов. – М.: Машиностроение, 1964. – 275 с.
4. Цыбанев Г.В. Энергетическая трактовка усталостных испытаний и использование ее для определения стадии зарождения трещины // Проблемы прочности. – 1994. – № 2. – С. 19-26.
5. РД 50-345-82. Расчеты и испытания на прочность. – М.: Изд-во стандартов. 1983.
6. Paris P.C., Gomez V.P., Anderson W.E. A rational analytic theory of fatigue. – Trend., 1961. 13, p. 9-14.
7. Биргер И.А., Иосилевич Г.Б. Резьбовые и фланцевые соединения. – М.: Машиностроение, 1990. – 368 с.
8. Хейвуд Р.Б. Проектирование с учетом усталости. / Пер. с англ. Под ред. И.Ф. Образцова. – М.: Машиностроение, 1969. 504 с.
9. Goodman J. Mechanics applied to engineering. - London: Green and Company. 1899. – 103 p.
10. Справочник по коэффициентам интенсивности напряжений: Т. 2. Пер. с англ. / Под ред. Ю. Мураками. – М.: Мир, 1990. – 1016 с.
11. Васьковський Ю.М. Польовий аналіз електричних машин. – Київ, НТУУ "КПІ", 2007, 191 с.
12. Шумилов Ю. А., Демидюк Б. М., Штогрин А. В. Вибродиагностика как составляющая часть мониторинга технического состояния силовых агрегатов электростанций. // Праці ІЕД НАН України. – 2008. № 1. – С. 76-80.

Поступила 10.11.08

Васьковський Юрій Николаевич, д.т.н, проф.,

Шумилов Юрій Андреевич, д.т.н, проф.

Национальный технический университет Украины,

"Киевский политехнический институт",

кафедра электромеханики,

Украина, 03056, Киев, пр. Победы, 37,

тел. (044) 454 95 18, (044) 241 76 38, e-mail:

vun157@voliacable.com, yuriy2007@voliacable.com

Штогрин Александр Валерьевич,

Хмельницкая АЭС,

тел. 8(03848) 62 34 47, моб. 8 098 225 32 93

РОЗРОБКА МАГНІТНИХ ВІДСТІЙНИКІВ ДЛЯ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ОЧИЩЕННЯ МАСТИЛЬНО – ОХОЛОДЖУВАЛЬНИХ РІДИН ПРИ РЕМОНТІ ДЕТАЛЕЙ ЗАСОБІВ ТРАНСПОРТУ

Робота присвячена питанням розробки магнітних відстійників для очищення мастильно-охолоджувальних рідин в технологічних процесах відновлення деталей при ремонті засобів транспорту.

Работа посвящена вопросам разработки магнитных отстойников для очистки смазочно-охлаждающих жидкостей в технологических процессах восстановления деталей при ремонте транспортных средств.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМИ

Постійна незабезпеченість ремонтного виробництва запасними частинами - серйозний чинник зниження технічної готовності автомобільного транспорту. Подальше розширення виробництва нових запасних частин пов'язане з необхідністю ще більшого зростання матеріальних і трудових витрат. Альтернативою подальшого зростання темпів виробництва запасних частин є вторинне використання зношених деталей, відновлених в процесі ремонту автомобілів і агрегатів. Для відновлення повної працездатності зношених деталей необхідно повернути їм початкові розміри, геометричну форму і поверхневі властивості. Надання деталі ремонтного розміру і правильної геометричної форми після проводиться механічною обробкою різанням [1].

Найбільш поширеним високопродуктивним способом механічної обробки є абразивна обробка відновлених деталей шліфувальними кругами. Однак в наслідок швидкої втрати ріжучої здатності зерен абразивного круга шліфування пов'язане з небезпекою виникнення в зоні контакту інструменту з деталлю підвищених миттєвих і контактних температур, здатних викликати структурно-фазові перетворення в поверхневому шарі деталі. Останнє, як правило, супроводжується появою прижогів та небажаної розтягуючої технологічної залишкової напруги і навіть появою мікротріщин.

Використання мастильно-охолоджувальних рідин (МОР) знижує кількість замін інструменту, збільшує час роботи шліфувальних кругів між правками, підвищує чистоту інструменту і продуктивність обробки. У реальних умовах роботи МОР містять різні забруднення, які певним чином впливають на її фізико-хімічні властивості тому велике значення має чистота МОР при повторному використанні. Стабільність чистоти МОР залежить від закономірностей роботи очищувачів, що проводять очищення рідини від шліфувального шламу. В той же час, як показав аналіз, очищувачі, які застосовують на верстатах при абразивній обробці відновлених деталей засобів транспорту не дозволяють по заданих значеннях концентрації забруднень прогнозувати якісні показники чистоти МОР.

Для досягнення найбільшої ефективності процесу абразивної обробки відновлених деталей засобів транспорту необхідно вибрати очищувач з такими режимними параметрами, які забезпечать обробку деталей з найменшою вартістю і необхідною якістю [2].

АНАЛІЗ ОСТАННІХ ДОСЛІДЖЕНЬ

Проведеними раніше дослідженнями встановлено, що механічні забруднення при обробці деталей рі-

занням складаються переважно з дрібної металевої стружки розміром (5 – 150) мкм, частинок абразиву і зв'язки круга розмірами (20 – 250) мкм, причому металевих частинок припадає на частку (80 – 98%) від всієї маси шламу, що дозволяє рекомендувати магнітні очищувачі МОР.

Найбільш простими пристроями для очищення МОР від механічних домішок є відстійники, в основі яких лежить принцип гравітації – дія на частинки тільки масових сил тяжіння. При наявності механічних забруднень, які мають магнітні властивості тривалість відстоювання можна скоротити в кілька разів і тим підвищити ефективність очищення [3].

Аналізуючи існуючі конструкції магнітних відстійників [4] можна зробити висновок, що у всіх існуючих пристроях градієнт магнітного поля завжди має постійний напрям і дрібнодисперсні частинки, які потрапляють в робочу зону, утворюють магнітні флокули, які створюють шунт, тим самим, перебиваючи дію магнітного поля в робочих зонах, що не дає можливість створити умови для ефективного витягання механічних домішок. Також недоліком відомих конструкцій є значні капітальні і експлуатаційні витрати із-за великої металоємності і енергоємності.

Таким чином підвищення ефективності абразивної обробки при відновленні деталей засобів транспорту вимагає розробки відстійника в якому виключається шунтування полюсів уловленими домішками та з магнітною системою, що створює необхідне за значенням і градієнтом магнітне поле по заданих значеннях режимів різання.

ОСНОВНА ЧАСТИНА

Для промислових випробувань була розроблена конструкція магнітного відстійника довжиною $L = 0,65$ м; ширина відстійника, $A = 0,12$ м, висота $h = 0,45$ (рис. 1).

Випробування проводили по повно факторному плану, варіюючи певними параметрами: сила струму в обмотці електромагніту $I = 5; 10; 15; 20; 25; 30; 35; 40$ А. Число витків в обмотці електромагніту: $W = 2800$. Як МОР використовували 3 % – у емульсію Укринол-1 з заданими концентраціями механічних забруднень: $\delta_{\text{вх}} = 0,25; 0,7; 1$ г/л. Для значень концентрації забруднень узяті середні гранулометричні характеристики забруднень МОР при шліфуванні колінчастих валів двигунів КамАЗ, та СМД відновлених металізацією наплавленням та під ремонтний розмір. Швидкість горизонтального руху v_n МОР на початку відстійника приймали 9 – 12 мм/с. Час знаходження частинок забруднень $t_{\text{ос}}$ у відстійнику, враховуючи, продуктивність відстійника – 30 с.

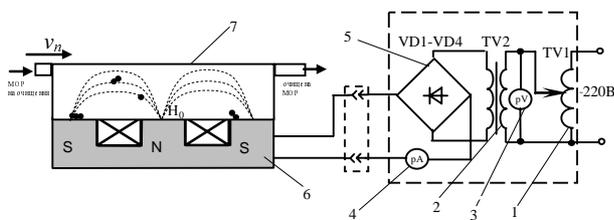


Рис. 1. Схема установки магнітного відстійника:
1 – регулювальний трансформатор ЛАТР, 2 – знижувальний трансформатор 220/12, 3 – вольтметр, 4 – амперметр, 5 – блок випрямних діодів, 6 – електромагніт, 7 – відстійник

На першому етапі дослідження проводилися з концентрацією механічних домішок 1,0 г/л. МОР подавали у відстійник, при цьому в обмотці електромагніту змінювалася величина сили струму I . Зважаючи

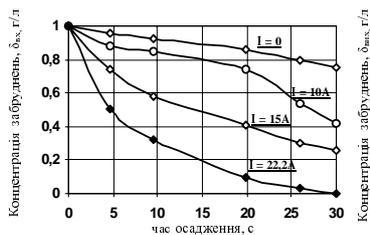


Рис. 2. Залежність концентрації забруднень МОР від часу знаходження частинок в відстійнику ($W = 2800$, $\delta_{\text{вх}} = 1$ г/л)

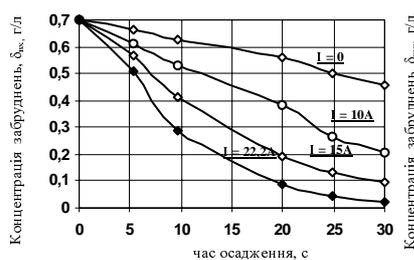


Рис. 3. Залежність концентрації забруднень МОР від часу знаходження частинок в відстійнику ($W = 2800$, $\delta_{\text{вх}} = 0,7$ г/л)

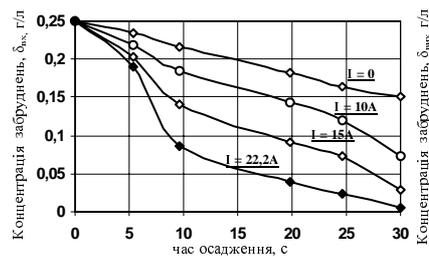


Рис. 4. Залежність концентрації забруднень МОР від часу знаходження частинок в відстійнику ($W = 2800$, $\delta_{\text{вх}} = 0,25$ г/л)

Фіксуючи різницю мас, був отриманий ступінь чистоти $K_{\text{ч}}$ МОР в магнітному відстійнику, яка визначалася по формулі (1), та отримана ефективність очищення від зміни сили струму в обмотці при різних вхідних параметрах забруднення МОР (рис. 5).

$$K_{\text{ч}} = \frac{\delta_{\text{вх}} - \delta_{\text{вих}}}{\delta_{\text{вх}}}, \quad (1)$$

де $\delta_{\text{вх}}$ – вхідна концентрація забруднень МОР, г/л; $\delta_{\text{вих}}$ – вихідна концентрація забруднень МОР, г/л.

Приведені експериментальні і розрахункові залежності очевидні і не вимагають особливих пояснень, погрішність при їх зіставленні не перевищувала 10%.

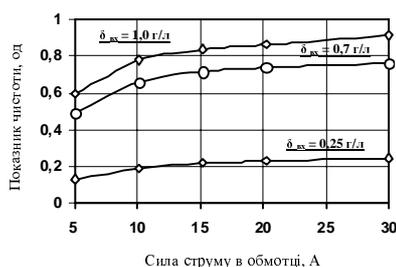


Рис. 5. Ефективність очищення при різних вхідних значеннях забруднення МОР

ВИСНОВКИ

На підставі виконаних досліджень зроблені наступні висновки:

– запропонована конструкція магнітного відстійника дозволяє виключити шунтування полюсів уловленими магнітними домішками і збереження постійної напруженості магнітного поля в робочій зоні витягання, що дозволяє підвищити якість очищення МОР і понизити періодичність регенерації, економити електротехнічні матеріали [5];

неможливого візуального спостереження зміни концентрації, тому на виході з відстійника, після кожної зміни сили струму брали проби очищеної МОР і визначали масову концентрацію механічних домішок. Далі дослідження проводилися з другою заданою концентрацією механічних домішок по описаній вище методиці. В результаті експерименту отримані залежності, що зв'язують вихідну концентрацію механічних забруднень в МОР після очищення з наступними параметрами: $\delta_{\text{вих}} = f(\delta_{\text{вх}}, t_{\text{ос}})$ (рис. 2–4). Для заданої концентрації $\delta_{\text{вих}} = 1$ г/л отримана залежність $\delta_{\text{вих}} = f(I)$. Аналогічно неважко отримати залежності для інших заданих концентрацій.

– конструкція магнітного відстійника досліджена експериментально, при цьому отримані емпіричні залежності, які зв'язують електротехнічні (число витків джерела поля W , струму в обмотці I) з урахуванням параметрів концентрації механічних домішок в МОР при абразивній обробці відновлених деталей засобів транспорту.

– зниження вихідної концентрації забрудненості МОР можливо із збільшенням числа обмоток або із збільшенням струму в обмотці.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. В.А. Шадрічев. Ремонт автомобілей. Учебник для студентів вузів спеціальності 1609. - М.: Высшая школа, 1970. - 480 с.
2. Просвірін В.И., Масюткін Е.П., Гулевський В.Б. Очищення технічних жидкостей в магнітних отстойниках // Праці Таврійської державної агротехнічної академії. - Вип. 24. - Мелітополь: ТДАТА. - 2004. С. 39 – 47
3. Просвірін В.И., Гулевський В.Б., Савченко Б.В. Аналіз забруднень мастильно-охолоджувальних рідин при відновленні деталей транспортної техніки // Вісник ХНТУСГ. – Вип. 69 "Проблеми надійності машин та засобів механізації сільськогосподарського виробництва". - Харків: Вид-во ХНТУСГ. – 2008. – С. 162-167.
4. Большаков Г.Ф. Восстановление и контроль качества нефтепродуктов. Л., Недра, 1974. 320 с.
5. Пат. 11072 Україна, МПК⁷ В03С1/00. Електромагнітний фільтр-сепаратор. / Масюткін С.П., Гулевський В.Б., Просвірін В.И., Масюткін Д.С. (Україна). - № u2005 04571; Заявл. 16.05.2005; Опубл. 15.12.2005; Бюл.№ 12. – 3 с.

Надійшла 24.09.08

Гулевський Вадим Борисович,
Таврійський державний агротехнологічний університет
Україна, Мелітополь, кафедра "Електрифіковані технології АПК"
тел. (06192) 42-23-41

ВЫБОР ОБМОТКИ ЯКОРЯ БЕСКОНТАКТНОГО СОВМЕЩЁННОГО СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Розглянуті переваги безконтактних суміщених синхронних генераторів. Виконано гармонічний аналіз розглянутих варіантів обмоток якоря генератора і гармонійний аналіз обмотки збудження генератора. Визначені коефіцієнти не-синусоїдальності вихідної генератора в залежності від використаної обмотки. Обґрунтовано вибір обмотки експериментального зразка безконтактного суміщеного синхронного генератора.

Рассмотрены преимущества бесконтактных совмещенных синхронных генераторов. Выполнен гармонический анализ рассмотренных вариантов обмоток якоря. Определены коэффициенты несинусоидальности выходного напряжения в зависимости от использованной обмотки. Обоснован выбор обмотки экспериментального образца бесконтактного совмещенного синхронного генератора.

Бесконтактные синхронные генераторы с совмещенной магнитной системой (БССГ) благодаря своей высокой надежности находят широкое применение в системах автономного питания.

При проектировании таких машин наиболее сложной задачей является выбор существующих или синтез новых типов обмоток предназначенных для реализации функций возбудителя и генератора. Применение совмещенных обмоток, например, на роторе [1], позволяет улучшить использование дорогостоящих проводниковых и изоляционных материалов и упростить технологию обмоточно-изолировочных работ. Но даже в этом случае вопросы рационального проектирования и выбора обмоток являются актуальными. Так в общих пазах статора БССГ, предложенного Караваемым В.Т. [1], расположены две двухслойные обмотки: обмотка возбуждения возбудителя (ОВВ) с числом полюсов $2p = 4$ и двухполюсная обмотка якоря генератора (ОЯГ). Подобное решение значительно усложняет технологию, резко снижает удельные показатели и вызывает неоправданный расход активных материалов.

В настоящей работе рассматривается задача сравнительного анализа вариантов и последующего обоснованного выбора обмотки якоря экспериментального образца неявнополюсного БССГ с совмещенной обмоткой ротора.

Соотношение чисел пар полюсов генератора p_G и возбудителя p_B выбрано равным $p_G:p_B=1:3$.

Совмещенная обмотка ротора, разработанная на кафедре электрических машин [2], выполнена в 36 пазах таким образом, что обеспечивает распределение выпрямленных токов и кривую МДС с числом полюсов $2p = 2$, характерные для традиционных неявнополюсных трехфазных синхронных генераторов (рис. 1).

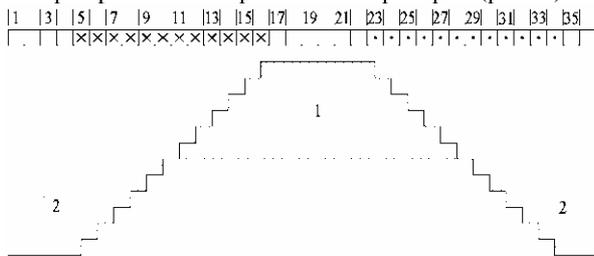


Рис. 1. Распределение токов и кривая МДС обмотки возбуждения генератора

В табл. 1 приведены данные детального гармонического анализа МДС обмотки возбуждения генератора (ОВГ), выполненного для гармоник с порядком v от 1 до $Z/2=18$.

Таблица 1

Результаты гармонического анализа ОВГ

v	1	5	7	11	13	17
$k_{\text{WOBG}v}$	0,828	0,171	0,126	0,088	0,080	0,072
$H_{\text{OBG}v}$	1,000	0,041	0,021	0,009	0,007	0,005

Здесь $k_{\text{WOBG}v}$ – обмоточный коэффициент ОВГ по v -ой гармонике;

$$H_{\text{OBG}v} = \frac{k_{\text{WOBG}v} P}{k_{\text{WOBG}v}} - \text{относительная амплитуда}$$

v -ой гармоники ОВГ;

$k_{\text{WOBG}p}$ – обмоточный коэффициент ОВГ по рабочей гармонике порядка $v=p=1$;

Число пазов статора экспериментального образца равно 30. В указанном числе пазов необходимо уложить две обмотки: обмотку якоря генератора (ОЯГ) и обмотку возбуждения возбудителя (ОВВ).

Последняя выбрана однослойной, что позволяет существенно упростить технологию операций обмоточно-изолировочного цикла.

В состав исходного набора анализируемых ОЯГ включены следующие варианты серийно применяемых обмоток:

А – однослойная шестизонная обмотка с целым числом пазов на полюс и фазу $q=5$, выполняемая вразвалку с целью экономии обмоточного провода.

Б – двухслойная модификация этой же обмотки с шагом по пазам $y_1=12$.

В – модификация предыдущей обмотки с шагом $y_2=10$.

Кроме того, в рассмотрение включены два варианта обмоток, разработанных на кафедре электрических машин на базе обобщенной структурной модели многофазных обмоток [3].

Г – однослойная обмотка, полученная на основе преобразования матричной модели варианта А применением циклической перестановки во втором модуле:



Распределение фазных зон и схема-развертка варианта Г приведены на рис. 2 а и б соответственно.

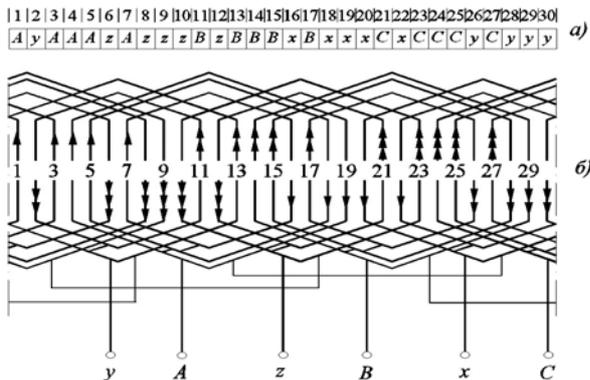


Рис. 2. Распределение фазных зон и схема-развертка обмотки (вариант Г)

Д – однослойная обмотка, полученная на основе преобразования матричной модели варианта А заменой первого модуля инвариантным блоком:



В этом случае возможна чередующаяся компоновка ОЯГ и ОВВ. Из рис. 3 видно, что ОЯГ, катушки которой изображены тонкими линиями, не занимают пазы с номерами 4, 9, 14, 19, 24 и 29. Это позволяет разместить в указанных пазах 3 катушки сосредоточенной шестиполусной ОВВ, отображенные утолщенными линиями.

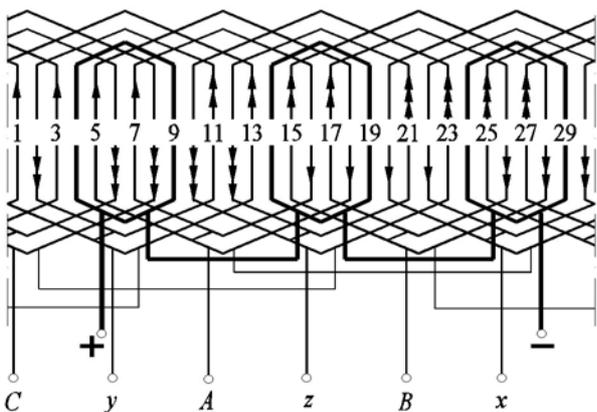


Рис. 3. Компоновка обмоток варианта Д

Сопоставительный анализ выполним с учетом технологических и электромагнитных факторов.

К технологическим факторам относятся: общее число слоев обмоток статора $N_{СТСЛ}$, число слоев ОЯГ $N_{СЛ}$, число катушек ОЯГ N_K , число катушечных групп ОЯГ $N_{КГР}$, число типов катушечных групп ОЯГ $N_{ТКГР}$. Следует отметить, что среди этих показателей наиболее весомыми являются $N_{СТСЛ}$ и $N_{СЛ}$, т.к. увеличения числа слоев резко увеличивает трудоемкость обмоточно-изоляционных работ и расход изоляции.

Относительный расход медного провода оценивается величиной среднего шага $y_{ср}$ обмотки по пазам

$$y_{ср} = \frac{\sum_{i=1}^{N_K} y_i}{N_K},$$

где y_i – шаг по пазам i -ой катушки фазы.

Средние шаги однослойных обмоток вариантов А, Г и Д при условии их максимально экономного выполнения вразвалку соответственно составляют:

$$y_{срА} = \frac{2(13+11)+15}{5} = 12,6,$$

$$y_{срГ} = \frac{2(13+11)+9}{5} = 11,4,$$

$$y_{срД} = \frac{9+13}{2} = 11.$$

Таблица 2
Конструктивно-технологические свойства обмоток

Варианты обмоток	$N_{СТСЛ}$	$N_{СЛ}$	N_K	$N_{КГР}$	$N_{ТКГР}$	$y_{ср}$
А	2	1	15	6	2	12,6
Б	3	2	30	6	2	12
В	3	2	30	6	2	10
Г	2	1	15	6	2	11,6
Д	1	1	12	6	1	11

С учетом данных табл. 2 наиболее приемлемым по своим конструктивно-технологическим свойствам является вариант Д, а далее по мере их ухудшения располагаются варианты Г, А, В и Б.

Для сравнения электромагнитных свойств вариантов ОЯГ необходимо выполнить детальный гармонический анализ, результаты которого должны включать в себя определение значений обмоточных коэффициентов ОЯГ по гармоникам с порядками в диапазоне, не меньшем от $1 \div 5Z$, расчет относительных значений E_v^* гармонических составляющих ЭДС в процентах от амплитуды основной гармоники в том же диапазоне порядков и определение коэффициентов несинусоидальности $k_{нсс}$.

Каждая пространственная гармоническая составляющая МДС F_v произвольного v обмотки возбуждения индуцирует соответствующую временную гармонику ЭДС E_v такого же порядка v в обмотке статора. Пренебрегая насыщением магнитной системы и зубчатой структурой воздушного зазора можно считать, что величина ЭДС E_v прямо пропорциональна произведению относительной амплитуды H_v МДС и обмоточному коэффициенту k_{WOYAGv} обмотки якоря.

Тогда относительная величина ЭДС (E_v^*) может быть определена по выражению

$$E_v^* = H_{\text{ОВГ}v} \frac{k_{\text{WOOЯГ}}}{k_{\text{WOOЯГ}}}$$

Степень отклонения кривой ЭДС от синусоиды характеризуется коэффициентом несинусоидальности

$$k_{\text{нес}} = \sum_{v \neq p} E_v^{*2}$$

Указанный алгоритм положен в основу программного модуля GAE, реализованного в среде DELFI. Программа предусматривает традиционное симметричное распределение ОВГ, занимающей 2/3 обмоточного пространства и выполненной в произвольном числе пазов, кратном 6. Распределение одного слоя ОЯГ задается в виде матричной модели. В случае двухслойной модификации ОЯГ программа позволяет ввести шаг обмотки по пазам. Далее программа выполняет приведенный выше алгоритм по всем гармоникам, одновременно предоставляя возможность просмотра векторных диаграмм ЭДС по любой из гармоник. Программа рассчитывает коэффициент несинусоидальности $k_{\text{нес}}$ для спектра гармоник от 1 до 300. Кроме того, выполняется построение и вывод на экран полупериода кривой изменения результирующей ЭДС во времени. Следует отметить, что для обеспечения правильности указанного построения все значения обмоточных коэффициентов рассчитаны с учетом знаков [3]. Рабочее окно программного модуля GAE приведено на рис. 4.

Результаты расчетов в среде модуля GAE всех рассматриваемых вариантов ОЯГ при изменении порядков гармоник от 1 до 15 сведены в табл. 3.

Результаты расчетов в среде модуля GAE всех рассматриваемых вариантов ОЯГ при изменении порядков гармоник от 1 до 15 сведены в табл. 3.

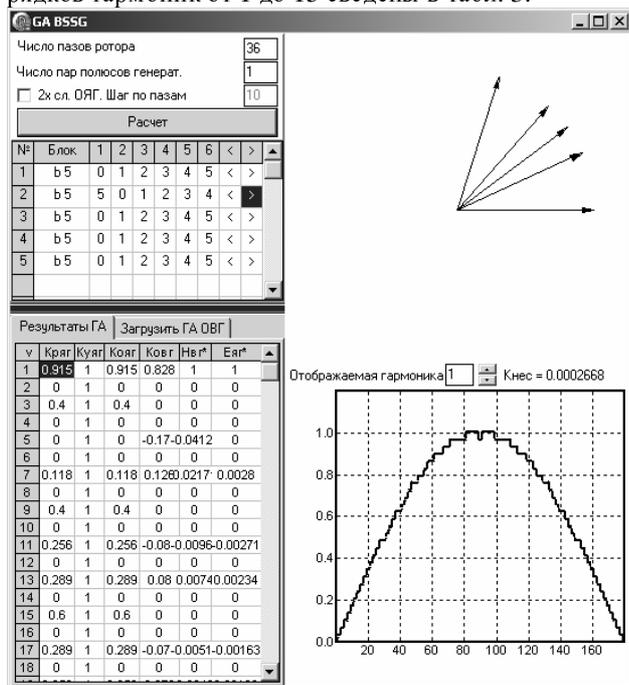


Рис.4. Окно программы GAE

Таблица. 3

Результаты гармонического анализа обмоток

	v	1	5	7	11	13	$k_{\text{нес}}$
А	$k_{\text{W}v}$	0,957	0,200	-0,149	-	0,102	0,00030504
	$E_v^*\%$	100	-0,862	-0,339	0,111	0,079	
Б	$k_{\text{R}v}$	0,957	0,200	-0,149	-	0,102	0,00016772
	$k_{\text{Y}v}$	0,951	0,000	-0,588	-	-0,588	
	$k_{\text{W}v}$	0,910	0	0,088	0,104	-0,060	
	$E_v^*\%$	100	0	0,210	-	-0,049	
В	$k_{\text{R}v}$	0,957	0,200	-0,149	-	0,102	0,00030504
	$k_{\text{Y}v}$	0,866	-0,866	-0,866	0,866	0,866	
	$k_{\text{W}v}$	0,829	-0,173	0,129	-	0,089	
	$E_v^*\%$	100	0,862	0,339	0,111	0,079	
Г	$k_{\text{W}v}$	0,915	0	0,118	0,256	-0,289	0,0002668
	$E_v^*\%$	100	0	0,280	-	-0,234	
Д	$k_{\text{W}v}$	0,973	0,433	0,078	-	-0,190	0,00072779
	$E_v^*\%$	100	-1,836	0,173	0,271	-0,144	

Примечание: здесь относительное значение ЭДС каждой из гармоник $E_v^*\%$ выражено в процентах от ЭДС по рабочей гармонике E_p^* : $E_v^*\% = E_v^* \cdot 100 / E_p^*$.

Из данных табл. 3. следует, что однослойная обмотка А превосходит все варианты серийных обмоток по уровню обмоточного коэффициента рабочей гармоники $k_{\text{W}p}$, но характеризуется наибольшим коэффициентом несинусоидальности $k_{\text{нес}}$, высокими значениями относительных амплитуд 5-ой и 7-ой гармоник и увеличенным расходом обмоточного провода, обусловленным максимальным среди рассматриваемых вариантов средним шагом $u_{\text{срА}}=12,6$. Ее двухслойные модификация Б и В по мере уменьшения шага характеризуются соответствующим монотонным уменьшением величин обмоточных коэффициентов по рабочей гармонике и расхода обмоточного провода. Однако относительное содержание высших гармоник меняется дискретно и достигает минимума для обмотки с шагом $u=12$, которая характеризуется наименьшим коэффициентом несинусоидальности $k_{\text{нес}}$ и в её кривой МДС отсутствует 5-ая гармоническая составляющая. Поэтому вариант Б является предпочтительным среди всех серийных модификаций.

Из двух нестандартных обмоток, разработанных на кафедре электрических машин, предпочтение следует отдать варианту Г. Несмотря на то, что по сравнению с вариантом Д величина обмоточного коэффициента по рабочей гармоники $k_{\text{W}pГ}$ меньше почти на 6% (0,915 против 0,973), а средний шаг $u_{\text{срГ}}$ больше на 6,6% (11,6 против 11), решающим фактором в указанном выборе являются селективные свойства сравниваемых обмоток в отношении потокосцепления с добавочными гармониками. В этом отношении обнаруживается значительное преимущество варианта Г, величина коэффициента несинусоидальности которого в 4 с лишним раза меньше, чем у обмотки по варианту Д.

Сопоставляя два лучших варианта (Б и Г) каждой из групп рассматриваемых обмоток, примем во внимание технологические и электромагнитные факторы.

Обмотка варианта Г характеризуется несколько большим значением обмоточного коэффициента рабочей гармоники k_{wp} (0,915 вместо 0,91), но проигрывает по удельному содержанию наиболее весомых высших гармоник в кривой ЭДС. Так, относительные величины ЭДС по гармоникам с номерами 5, 7 и 11 варианта Г составляют: $H_{5\Gamma}=0,0028$, $H_{7\Gamma}=-0,00271$, $H_{11\Gamma}=-0,00234$, а для варианта Б соответственно:

$H_{5\text{Б}}=-0,0021$, $H_{7\text{Б}}=0,00111$, $H_{11\text{Б}}=-0,00049$. Очевидно, что и интегральный показатель содержания гармоник в кривой ЭДС у варианта Г хуже 5% ($k_{\text{нecr}}=0,0002476$ на 4,78 больше $k_{\text{нecr}}=0,00016772$). Однако, визуальное сопоставление расчетных кривых ЭДС, приведенное на рис. 5, показывает незначительное отклонение их от синусоиды.

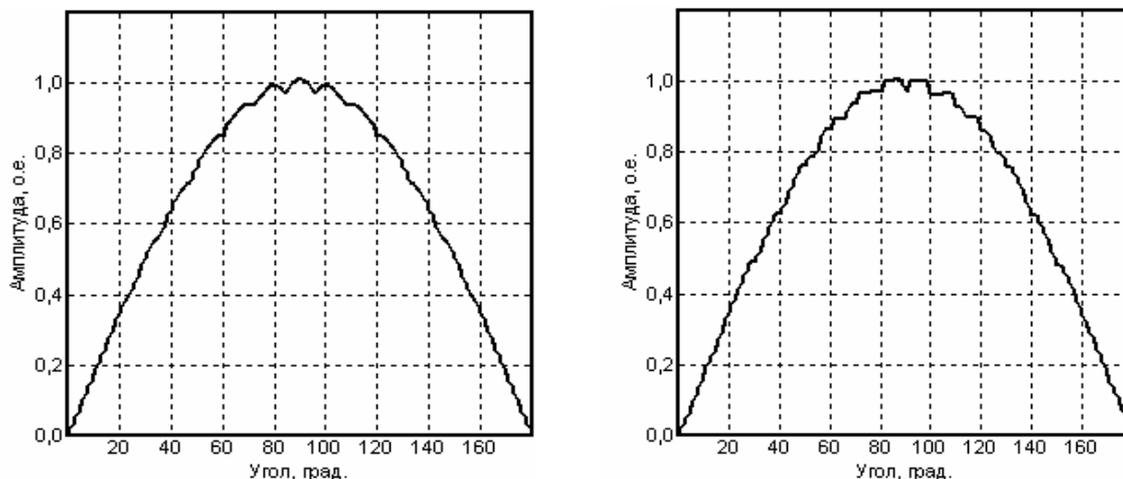


Рис. 5. Сравнение формы кривых ЭДС обмоток по вариантам Б (слева) и Г (справа)

В отношении всех технологических факторов (см. табл. 2) обмотка варианта Г либо равноценна, либо превосходит обмотку варианта Б, причем основным достоинством является возможность выполнения ее однослойной. Это обстоятельство является решающим, поэтому обмотка варианта Г выбрана уложена в пазы статора экспериментального образца неявнополюсного БССГ.

Рассмотренная методика сравнительного анализа в сочетании с разработанным программным обеспечением может быть рекомендована для применения на предварительном этапе проектирования неявнополюсных генераторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Караваев В.Т. Бесконтактный совмещенный синхронный генератор. *Электричество*, №11, 1990. – С. 17-25.
2. Дегтев В.Г., Довгий С.С. Синтез совмещенной обмотки автономного синхронного генератора // *Міжвід. наук. техн. зб., "Електромашинобудування та електрообладнання"*, Київ, Техніка. – №53, 1999. – С. 60-63.
3. Дегтев В.Г. Обобщенная модель многофазных обмоток // *Электричество*, №11, 1990. – С. 40-45.

Поступила 21.10.08

Дегтев Владимир Григорьевич, д.т.н., проф.
 Одесский национальный политехнический университет
 Украина, 65058, Одесса, пр-т Шевченко, 6/2, кв. 70,
 тел. (048) 776-29-78
Бабушанов Алексей Викторович
 тел. (048) 715-87-49
Чеснов Ярослав Александрович
 тел. (048) 8-096-55-65-291
 Украина, 65044, Одесса, пр-т Шевченко, 1, ОНПУ,
 кафедра "Электрические машины"

ОЦЕНКА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОЛИФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ МЕТОДАМИ НЕРАВНОВЕСНОЙ ТЕРМОДИНАМИКИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СВОБОДНОЙ ЭНЕРГИИ

Проведено аналіз процесу перетворення енергії в поліфункціональних електромеханічних перетворювачах методами термодинаміки нерівноважних процесів перетворення вільної енергії.

Приведен анализ процесса преобразования энергии в полифункциональных электромеханических преобразователей методами термодинамики неравновесных процессов преобразования свободной энергии.

ВВЕДЕНИЕ

Полифункциональные электромеханические преобразователи (ПЭМП) и технологии на их основе, относящиеся к новому типу электромеханических преобразователей энергии, предназначены для осуществления целого ряда технологических процессов переработки сыпучих и легкоплавких веществ [1, 2, 3, 4], отличаются от традиционных асинхронных машин структурной, функциональной и тепловой интеграцией.

Поскольку еще пока не найдены механизмы оптимизации процессов преобразования энергии сложных термодинамических систем, а в ПЭМП оптимизации подлежат одновременно три процесса преобразования энергии (электрической в механическую, электрической в тепловую и механической в тепловую), необходим поиск новых подходов, раскрывающих взаимное влияние указанных процессов и формирующих содержание управляющих функций [5]

Целью данной работы является анализ процесса преобразования энергии в ПЭМП методами термодинамики неравновесных процессов преобразования свободной энергии.

МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

В рамках термодинамики неравновесных процессов (ТДНП) любой преобразователь свободной энергии может быть представлен "черным ящиком", который преобразует свободную энергию на входе в выходную свободную энергию. Общая энергетическая схема ПЭМП показана на рис. 1.

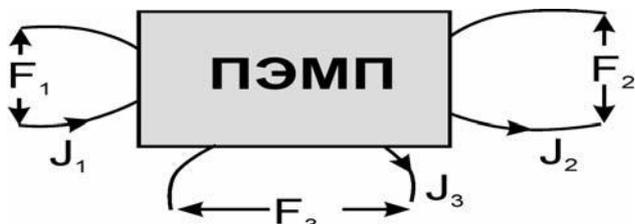


Рис. 1. Общая энергетическая схема ПЭМП

Потоки J_1, J_2, J_3 представляют собой соответственно скорости поступления электрической, отвода механической и тепловой энергий. Каждый поток J_i является функцией не только своей собственной термодинамической силы, но и остальных сил системы

F_i и дополнительных факторов. К числу последних могут быть отнесены перенапряжения в электрической сети, изменения производительности, резкие изменения нагрузки и условий теплообмена ротора ПЭМП.

Общая теория процессов переноса и преобразования энергии, названная термокинетикой [6], базируется на законе сохранения энергии в форме, предложенной Н. Умовым в 1873 г.:

$$\frac{dU}{dt} = - \int \text{div } q_u dv, \quad (1)$$

где U – внутренняя (собственная) энергия системы, осуществляющей преобразование энергии, q_u – плотность её потока через границы системы объемом V ; t – время.

Развернутую форму этого уравнения легко получить, представляя в подынтегральном выражении поток энергии q_u в виде суммы всех ее i -х слагаемых $\Psi_i J_i$, где Ψ_i – обобщенные потенциалы (абсолютная температура – T , абсолютное давление – P , электрическое напряжение – U , электродвижущая сила – E и т.д.); J_i – плотности потока соответствующего энергоносителя (энтропии S , массы k -го вещества M_k , заряда Θ_k и т.п.)

$$q_u = \sum_i \Psi_i \cdot J_i, \quad (2)$$

Тогда, представляя $\text{div } q_u = \sum_i \text{div}(\Psi_i \cdot J_i)$

в виде суммы двух слагаемых

$$\sum_i \Psi_i \text{div } J_i + \sum_i J_i \text{grad } \Psi_i, \text{ вместо (1) имеем:}$$

$$\frac{dU}{dt} = - \sum_i \Psi_i \text{div } J_i + \sum_i F_i \cdot J_i \quad (3)$$

где $F_i = -\text{grad } \Psi_i$ – движущая сила i -го процесса, называемая в ТДНП процессов "термодинамической силой в ее энергетическом представлении".

Первая сумма этого выражения характеризует скорость изменения энергии системы в процессах переноса её составляющих через границы системы при теплообмене, объемной деформации, диффузии и т.п. Вторая сумма (3), напротив, обязана своим происхождением пространственной неоднородности энерго-

преобразующей системы, т.е. наличия в ней перепадов или градиентов обобщенных потенциалов Ψ_i и в общем случае описывает процессы преобразования одних (i -х) форм энергии в другие (j -е) [6].

Для дальнейшего анализа процессов преобразования энергии основной закон термокинетики (3) необходимо дополнить уравнениями, связывающими между собой переменные F_i и J_i подобно тому, как это делают в термостатике уравнения состояния по отношению к переменным Ψ_i и Θ_i . В простейшем случае линейных систем эти уравнения имеют вид [6, 7]:

$$\begin{cases} F_i = R_{ii} \cdot J_i - R_{ij} \cdot J_j \\ F_j = R_{ji} \cdot J_i - R_{jj} \cdot J_j \end{cases}, \quad (4)$$

где F_i, F_j – движущие силы, вызывающие появление потока энергоносителя соответственно преобразуемой и преобразованной формы энергии, например, потока электрической энергии и потока энтропии; J_i, J_j – потоки соответственно электрического заряда и энтропии; R_{ii}, R_{jj} – коэффициенты, характеризующие электрическое и термическое сопротивление цепей; R_{ij}, R_{ji} – коэффициенты, характеризующие соответственно сопротивление электрическому току со стороны теплого потока и сопротивление теплу со стороны электрического тока.

Развитие термодинамики необратимых процессов (ТНП), привело к созданию общего макрофизического метода исследования кинетики разнообразных процессов в их неразрывной связи с тепловой формой движения. Одним из постулатов ТНП (получившим название принципа линейности) явилось предположение Л. Онсагера о том, что вблизи равновесия обобщенная скорость какого-либо релаксационного процесса (названная им потоком J_i) линейно зависит от всех действующих в системе термодинамических сил F_j [8]:

$$J_i = \sum R_{ij} \cdot F_j, \quad (5)$$

где R_{ij} – так называемые "феноменологические" коэффициенты, характеризующие проводимость системы по отношению к потоку J_i .

Такая (матричная) форма кинетических уравнений отличалась от законов Фурье, Ома, Фика, Дарси, Ньютона наличием дополнительных (недиагональных) членов (с номерами $j \neq i$). Эти члены были введены Л. Онсагером для учета обнаруженной в экспериментах взаимосвязи разнородных явлений, которую он объяснял "наложением" разнородных потоков. Эту взаимосвязь он отразил в знаменитых "соотношениях взаимности", утверждавших симметричность матрицы феноменологических коэффициентов

$$R_{ij} = R_{ji}. \quad (6)$$

Эти соотношения были получены Л. Онсагером на основании известного положения статистической механики об обратимости микропроцессов во времени в предположении, что коэффициенты R_{ij} и R_{ji}

постоянны, а разнородные потоки J_i и J_j линейно независимы и обращаются в нуль при исчезновении сил F_i и F_j .

Более полувека упомянутый постулат не вызывал каких-либо возражений и воспроизводился во всех руководствах по термодинамике необратимых процессов с той лишь оговоркой, что в соответствии с принципом симметрии Кюри взаимосвязанными могут быть только процессы одного и того же (или четного) тензорного ранга. Вопрос о том, каким образом могут быть взаимосвязаны потоки J_i и J_j , найденные как производные по времени от независимых параметров состояния системы, при этом почему-то не возникал [8].

Однако причину возникновения подобных эффектов наложения следовало с самого начала искать не во взаимодействии независимых потоков, а в наложении разнородных сил подобно тому, как это имеет место в механике и в электродинамике.

В ряде работ Эткина В.А. было показано, что для векторных явлений переноса постулат Онсагера следует заменить вполне доказуемым положением, согласно которому обобщенная скорость какого-либо процесса (поток J_i) зависит от единственной (результатирующей) движущей силы F_i . Это положение соответствует кинетическим уравнениям вида:

$$J_i = R_{ii} \cdot \sum F_i = R_{ii} \cdot \sum F_{ij}, \quad (7)$$

где F_{ij} – компоненты результирующей силы

$F_i = \sum F_{ij}$; R_{ii} – кинетические коэффициенты, кото-

рые в отличие от (5), могут быть произвольными функциями термодинамических сил $R_{ii} = R_{ii}(F_{ij})$ и термостатических параметров (температуры T , давления p , концентраций k -х веществ и т.д.).

В отличие от законов Онсагера (5), "диагональные" уравнения переноса (7) не требуют постоянства коэффициентов R_{ii} и потому оказываются справедливыми для общего случая нелинейных процессов. Другое принципиальное отличие уравнений (7) состоит в том, что компоненты F_{ij} силы F_i определяются исключительно термодинамическими свойствами системы, в то время как кинетический коэффициент $R_{ii}(F_{ij})$ является в них единственным.

Возможность приведения феноменологических законов переноса к диагональной форме (6), содержащей единственную термодинамическую силу F_i , в принципе не противоречит ТНП, согласно которой для этого необходимо и достаточно линейности этих законов и симметрии матрицы феноменологических коэффициентов в них. Однако эта процедура, осуществляемая в ТНП путем линейного преобразования потоков и сил, не дает никаких преимуществ, поскольку не уменьшает числа независимых феноменологических коэффициентов в исходных уравнениях (5) и не снимает ограничений, свойственных ТНП (близость к равновесию, микроскопическая обратимость, постоянство коэффициентов R_{ij}). Иное дело, если изыскать возможность непосредственного нахождения альтернативной формы (7) уравнений Фурье,

Ома, Дарси, Фика, Ньютона и т.п., описывающей те же "эффекты наложения" благодаря учету всех составляющих результирующей силы [8].

Фактически, в ТНП исключается из рассмотрения "обратимая" часть реальных явлений, не дающая вклада в "производство" энтропии. Сказанное относится, в частности, к консервативным механическим и электромеханическим системам, при изучении которых искусственно пренебрегают диссипацией [8].

Функциональное и структурное построение ПЭМП предусматривает работу одного из его модулей в режиме противовключения, когда определенная доля механической энергии двигательного модуля (ДМ), передаваемая на общий массивный ротор, преобразуется тормозным модулем (ТМ) в тепловую энергию.

Действующие потоки энергии в ПЭМП представлены следующим перечнем: $J_{1Д} = I_{1Д}$ - ток статора ДМ; $J_{1Т} = I_{1Т}$ - ток статора ТМ; $J_{2Д} = I'_{2Д} \equiv M_{Д}$ - ток главной цепи Т-образной схемы замещения ДМ, пропорциональный электромагнитному моменту; $J_{2Т}^T = M_{Т} \cdot \omega_{р}$ - составляющая полной механической мощности ДМ, передаваемая механическим путем ТМ; $J_2 = M_2 \cdot \omega_{р}$ - нагрузка ПЭМП. В установившемся режиме $M_2 = M_{Д} - M_{Т}$. Для упрощения картины распределения потоков энергии момент холостого хода ПЭМП учтен в составляющей $M_{Т}$; $J_3 = H_{\text{тепл}}$ - тепловой поток ротора ПЭМП, пропорциональный вторичному току.

Распределение термодинамических сил можно представить следующим образом: $F_1 = U_{1\Phi}$ - фазное напряжение статорной обмотки; $F_2 = F_S$ - сила воздействия скольжения на потоки ДМ ПЭМП; $F_3 = F_{\Delta T}$ - сила температурного воздействия на потоки ДМ ПЭМП, зависящая от разности температур ΔT массивного ротора и перерабатываемого материала.

Учитывая свойство неразрывности процессов преобразования энергии в два других вида, взаимное влияние сил механического и теплового воздействия, обязательное наличие в составе целевой функции компонент тепловой и механической энергии. Также то обстоятельство, что входные и выходные потоки в ПЭМП характеризуются одними и теми же первичным и вторичным токами, целесообразно, используя Т-образную схему замещения ДМ, представить преобразование энергии одной системой феноменологических уравнений:

$$I_{1Д} = \frac{1}{(1+y_1)\dot{Z}_m} \cdot \dot{U}_{1\Phi} - \frac{\sqrt{K_{ni}}}{(1+j\frac{a_x}{a_R})R'_2(1)} \cdot \dot{E}'_2 \sqrt{\frac{S_{Д}}{1+\alpha_R \Delta T}}, \quad (8)$$

$$-\dot{I}'_{2Д} = -\frac{\sqrt{K_{ni}}}{(1+j\frac{a_x}{a_R})R'_2(1)} \dot{U}_{1\Phi} +$$

$$+ \left(\frac{1}{\dot{Z}_m} + \frac{(1+y_1) \cdot \dot{Z}_1 \cdot \sqrt{K_{ni}}}{(1+j\frac{a_x}{a_R})R'_2(1) \cdot \left[\dot{Z}_1 + \left(1+j\frac{a_x}{a_R}\right) \cdot R'_2(1) \right]} \right) \times \times \dot{E}'_2 \sqrt{\frac{S_{Д}}{1+\alpha_R \Delta T}}, \quad (9)$$

где \dot{E}'_2 - ЭДС неподвижного ротора; α_R - положительный температурный коэффициент активного сопротивления массивного ротора. Для ротора из Ст. 3 $\alpha_R = 0,006$; $\sigma_1 = \frac{x_1}{x_T}$ - коэффициент рассеяния обмотки статора ДМ; $s_{Д}$ - текущее скольжение ДМ.

Представленная система уравнений справедлива для диапазона больших скольжений. В области малых скольжений, когда глубина проникновения поля превышает радиальные размеры ротора, $\lim_{S \rightarrow 0} I'_2 = I_{\mu.p}$, где $I_{\mu.p}$ - составляющая тока холостого хода, которая идет на создание МДС ротора. Величина $\dot{E}'_2 \sqrt{S_{Д}/1+\alpha_R \Delta T}$ - сила теплового и механического воздействия на потоки $I_{1Д}$ и $I'_2 \equiv M_{Д}$, $I'_2 \equiv H_{р}$.

Феноменологические уравнения преобразования энергии в ТМ составляются с той лишь разницей, что скольжение в режиме противовключения равно $(2-s_{Д})$.

Закон регулирования тепловой и механической мощности ПЭМП, который определяется технологическим режимом переработки материалов, может формироваться на основе анализа феноменологических уравнений и нормированных величин: степень сопряжения выходного процесса с входным - $\xi = R_{12}/\sqrt{R_{11} \cdot R_{22}}$; феноменологическая стехиометрия - $Z = \sqrt{R_{22}/R_{11}}$; отношение сил - $\chi = F_j/F_i$.

В дальнейшем будем отмечать индексами "i" и "o" величины соответственно на входе и выходе ПЭМП.

Начнем с анализа феноменологических коэффициентов. Чем меньше значение $R_{io} = R_{oi}$ по сравнению со значениями других коэффициентов, тем выше степень влияния силы на входе F_i , вызывающей поток на выходе. Вместе с тем, при более отрицательных значениях R_{io} увеличивается степень ингибирования (приглушения) входного потока силой на выходе F_o .

Это говорит о том, что коэффициент R_{io} в любом из уравнений связан со степенью сопряжения друг с другом входного и выходного процессов. Но увеличение $-R_{io}$ не всегда соответствует сильному сопряжению. При одновременном росте в одинаковой степени всех коэффициентов (R_{ii} , R_{oo} и $-R_{io}$) - входной и выходной потоки возрастают в той же самой степе-

ни. При этом уже нельзя говорить об изменении сопряжения между двумя потоками. Степень термодинамического сопряжения ξ определяется как коэффициент R_{io} , нормированный на коэффициенты R_{ii} и R_{oo} :

$$\xi = \frac{R_{io}}{\sqrt{R_{ii} \cdot R_{oo}}} \leq 1 \quad (10)$$

Термин "термодинамическое сопряжение" означает, что существует физический процесс, сопрягающий два процесса, которые в противном случае не могли бы быть сопряжены друг с другом. В нашем случае таким процессом является однонаправленный электромагнитный процесс.

В табл. 1 представлены нормированные соотношения потоков и сил для систем феноменологических уравнений ДМ и ТМ.

Таблица 1

№	Вид преобразования	Модуль ПЭМП	Соотношение потоков	Соотношение сил
1	Эл. энергия \rightarrow мех. энергия + тепловая энергия	ДМ	$Z \cdot \frac{i'_{2Д}}{i'_{1Д}}$	$Z \cdot \frac{\dot{E}'_{2Д} \sqrt{s_{Д} / (1 + \alpha_R \Delta T)}}{U_{1Ф}}$
2	Эл. энергия + мех. энергия \downarrow Тепловая энергия	ТМ	$Z \cdot \frac{i'_{2Т}}{i'_{1Т}}$	$Z \cdot \frac{\dot{E}'_2}{U_{1Ф}} \sqrt{\frac{2 - s_{Д}}{1 + \alpha_R \Delta T}}$

В преобразовании "1" при понижении фазного напряжения $U_{1Ф}$ и увеличении скольжения $s_{Д}$ соотношение сил возрастает. При этом соотношение потоков и выходной поток уменьшаются, так как увеличение скольжения "задерживает" снижение первичного тока за счет относительного роста намагничивающей составляющей. При устремлении разности температур ΔT между ротором ПЭМП и материалом (охлаждающая среда) к нулю, что соответствует либо "холодному" состоянию системы "ПЭМП-материал", либо выравниванию температур ротора и материала в "горячем" состоянии, соотношение сил увеличивается, а соотношение потоков уменьшается. При запуске ПЭМП в холодном состоянии ($\Delta T = 0$) соотношение потоков некоторое время уменьшается из-за опережающего снижения вторичного тока.

В фазе "горячего" состояния уменьшение соотношения потоков связано с ухудшением теплообмена ротора с окружающей средой, его усиленным перегревом, и, как следствие, опережающим снижением вторичного тока.

При этом достичь равновесного "горячего" состояния $\Delta T = 0$ при перемещении (обновлении) материала, находящегося в контакте с ротором, практически не удастся. Более вероятным является "горячее" состояние с $\Delta T = 0$ при длительной стоянке под током (заштыбовке) ротора.

Отсутствие материала в ПЭМП означает снижение механической нагрузки на массивный ротор, также снижение скольжения $s_{Д}$, что ведет к снижению ΔT . В начальный момент времени соотношения сил и потоков в преобразованиях "1" и "2" ведут себя по

разному: растет соотношение сил и снижается соотношение потоков в ТМ; снижается соотношение сил и повышается соотношение потоков в ДМ.

Уменьшение ΔT ведет к снижению активного сопротивления ротора и, следовательно, к некоторому увеличению токов ТМ и ДМ. Однако соотношение сил и потоков в ДМ существенно не изменится, так как рост $I'_{2Д}$ вызывает дополнительное увеличение электромагнитного момента и снижение скольжения $s_{Д}$. В ТМ происходит некоторое увеличение соотношения сил и соответствующее снижение соотношения потоков, при этом величина потребляемого из сети тока $I_{1Т}$ увеличивается.

Изменение уровней питающих напряжений ДМ и ТМ вызывает соответствующие изменения соотношения сил и потоков.

Ток ротора I_2 не полностью отражает поток выходной энергии, поскольку не учитывает часть тепловой энергии, выделяемой в статоре, в виде джоулевых потерь в меди обмотки и стали пакета, а также механических потерь в подшипниковых узлах. Более правильным, было бы назначение в качестве выходного потока энергии некоторой интегрирующей величины, учитывающей как поток тепловой энергии от активных и механических частей, так и полезную механическую мощность. Однако, это чрезвычайно усложнило бы построение феноменологических уравнений. Вместе с тем, результаты испытаний ПЭМП и теоретические расчеты показывают, что доля полезной активной энергии, связанной только с ротором, составляет более 84%, т.е. практически вся электромагнитная мощность превращается в полезную мощность. Кроме того, сформированная структура интеграции тепловой энергии предусматривает канализацию тепловой энергии статора в зону перерабатываемого материала транзитом через ротор. Таким образом, величина ΔT в феноменологических уравнениях (8), (9) формируется с учетом теплового потока статора, а ток ротора, как величина, отражающая выходной поток ДМ ПЭМП, также получает усиление по степени сопряжения. В результате итоговая степень сопряжения в ДМ ПЭМП может достигать величины $\xi = 0,98$.

Еще более усложняется структура феноменологических уравнений для ТМ, поскольку часть механической мощности на "вал" ТМ делегирует ДМ и она, естественно, не учитывается во входящем потоке $I_{1Т}$. Поэтому степень сопряжения в процессах преобразования энергии для ТМ несколько ниже и может составлять 0,8-0,9 единиц.

В рамках ТДНТ эффективность преобразования энергии в ПЭМП может оцениваться термодинамической эффективностью функционирования, которая определяется как отношение скорости, с которой ПЭМП вырабатывает выходную свободную энергию к скорости, с которой он потребляет входную свободную энергию [9]:

$$\eta_{td} = -\frac{J_o \cdot F_o}{J_1 \cdot F_1} = j \cdot \chi = (Z\chi) \frac{(Z \cdot \chi) + \xi}{\xi(Z \cdot \chi) + 1} \quad (11)$$

Определив производную $d\eta_{td}/d(Z \cdot \chi)$ при постоянном ξ и приравняв ее к нулю, можно найти оптимальное соотношение сил для соответствующей степени сопряжения:

$$\chi_{\text{opt.}\eta} = -\frac{\xi}{Z(1+\sqrt{1-\xi^2})} \quad (12)$$

Однако кажущаяся целесообразность предложенной оценки эффективности для ПЭМП не всегда очевидна. К примеру, если принять сопряжение в системе полным, т.е. $\xi = -1$, то максимальная эффективность соответствует отношению выходной и входной сил χ_1 равному $1/Z$. Но при таком высоком отношении сил абсолютная величина потока на выходе падает до нуля: процесс термодинамически эффективен, но бесполезен, так как скорость его минимальна. Таким образом, чтобы преобразование шло с заметной скоростью, необходимо частично снизить термодинамическую эффективность [9].

Возможна еще одна оценка эффективности преобразования энергии с учетом компромисса в отношениях между скоростью процесса и его термодинамической эффективностью, т.е. состояние максимальной выходной мощности. ПЭМП оптимизируется относительно $-J_o \cdot F_o$, т.е. по отношению к скорости образования свободной энергии на выходе:

$$-\frac{J_o \cdot F_o}{R_{ii} \cdot F_i^2} = -(Z\chi + \xi) \cdot (Z\chi) \quad (13)$$

В соответствии с (11) термодинамическая эффективность ПЭМП определяется как отношение скоростей выработки и потребления свободной энергии. Поэтому энергетический процесс необходимо рассматривать на основе векторного представления потребляемой полной мощности S и ее ортогональных составляющих P , Q , N . Выходной является только активная мощность. Мощность искажения N , обусловленная наличием высших гармоник тока, определяется как мощность невязки между полной мощностью S и ее активной P и реактивной Q составляющими. Пространственную модель исследуемых квазистационарных энергетических процессов можно представить в виде следующих известных соотношений:

$$P = S \cdot \gamma = S \cdot v \cdot \cos\varphi, \quad (14)$$

$$Q = S \cdot \sqrt{v^2 - \gamma^2} = S \cdot v \cdot \sin\varphi, \quad (15)$$

$$N = S\sqrt{1-v^2}, \quad (16)$$

$$N^2 = S^2 - P^2 - Q^2, \quad (17)$$

где γ , $\cos\varphi$, $\sin\varphi$ – энергетические параметры преобразований; v – коэффициент искажения кривой первичного тока; φ – угол сдвига между напряжением питающей сети и потребляемым током.

Очевидно, что термодинамическая эффективность не является эквивалентом коэффициента полезного действия, определенного как соотношение полезной и потребляемой активных мощностей. При устремлении мощности искажения N к нулю, термодинамическая эффективность будем принимать значения, близкие к энергетическому критерию:

$$\lim_{N \rightarrow 0} \eta_{td} = k_\eta = \eta_\Delta \cdot \eta_T \cdot \cos\varphi \quad (18)$$

где η_Δ , η_T – соответственно электрический и тепловой КПД.

Электрический КПД оценивается как соотношение полезной и потребляемой активных мощностей, причем к полезной мощности отнесены следующие составляющие: P_{M1} , P_{M2} – тепловая мощность джоулевых выделений в статорной обмотке и в массивном роторе; P_{CT} – тепловая мощность от вихревых токов и гистерезиса в пакете статора; $P_{2\text{мме}}$ – механическая мощность ротора; $P_{\text{мех}}$, $P_{\text{доб}}$ – тепловая мощность от трения в механических узлах и дополнительных тепловыделений в элементах конструкции ПЭМП.

Тепловой КПД ПЭМП можно определить по следующей формуле:

$$\eta_T = \frac{P_T}{P_{\text{гр}}} \quad (19)$$

где P_T – тепловая мощность, переданная нагреваемому продукту; $P_{\text{гр}}$ – суммарная греющая мощность ($P_{\text{гр}} = P_{M1} + P_{M2} + P_{CT} + P_{\text{мех}} + P_{\text{доб}}$).

Тепловую мощность P_T можно представить следующим соотношением:

$$P_T = \sum_{k=1}^{k=n} \alpha_k S_{\text{то},k} \cdot \Delta T_k, \quad (20)$$

где α_k – коэффициент теплообмена на k -й поверхности теплосъема $S_{\text{то},k}$; ΔT_k – разность температур между k -й поверхностью и продуктом.

При сформированной структуре ПЭМП и установлении параметров его отдельных модулей можно установить феноменологические соотношения термодинамических сил и потоков, с проведением нормирования и последующей оптимизацией.

Оптимизационные расчеты проводим для различных степеней сопряжения, начиная с $\xi = 0,5$. Выходные функции, в качестве которых мы берем термодинамическую эффективность, η_{td} и максимум выходной мощности $P_{0\text{max}}$ должны быть представлены как функции нормированного отношения сил $Z\chi$ и степени сопряжения ξ . Упрощенная процедура оптимизации представлена на рис. 2, на котором показана последовательность операций по определению максимальной выходной мощности при оптимальной термодинамической эффективности [9].

В верхней части рис. 2 устанавливаем максимумы термодинамической эффективности для каждой степени сопряжения и из полученных точек проводим вертикальные линии до пересечения с графиками нормированной выходной мощности при соответствующей степени сопряжения (нижняя часть рис. 2). Полученные точки соединены штрихпунктирной линией, на которой мы выбираем точку, соответствующую максимальному значению выходной мощности. Проведя вертикальную линию в верхнюю часть рис. 2

из указанной точки до пересечения с графиком термодинамической эффективности при данной степени сопряжения, мы получаем значение оптимальной эффективности при максимуме выходной мощности.

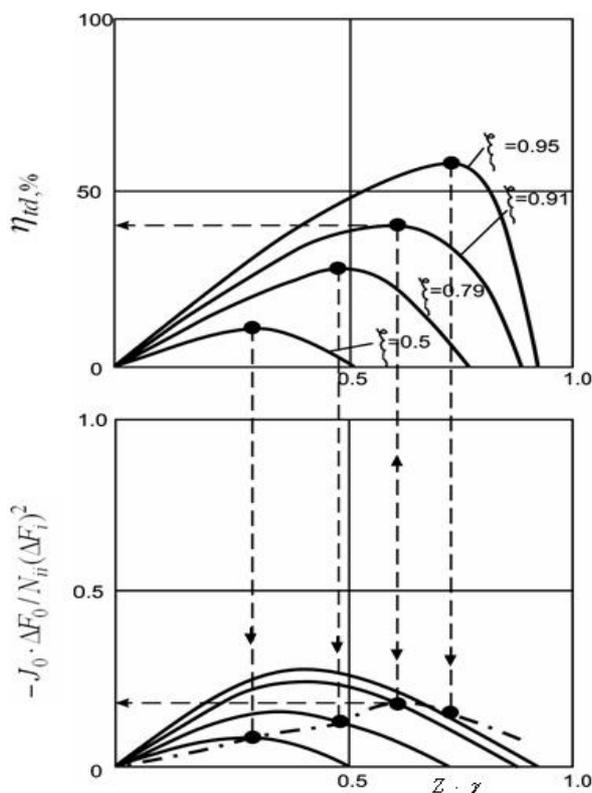


Рис. 2. Графическая интерпретация процедуры оптимизации ПЭМП

Найденное таким образом оптимальное состояние дает возможность установить феноменологические параметры, и, соответственно, параметры электромагнитных систем модулей ПЭМП на основе следующих соотношений [9]:

$$\xi_{\text{опт.}} = \frac{R_{i0}}{\sqrt{R_{ii} \cdot R_{00}}}; \quad (22)$$

$$P_{\text{оmax}} = \frac{-J_0 \cdot \Delta F_0}{R_{ii} (\Delta F_i)^2} = -(Z\xi + \xi) \cdot Z \cdot \xi; \quad (23)$$

$$\eta_{td.od.} = -\frac{\xi_{\text{опт.}}}{Z \left[1 + \sqrt{(1 - \xi_{\text{опт.}})^2} \right]}; \quad (24)$$

ВЫВОДЫ

1. Установлено, что для описания процессов происходящих в сложных системах, таких как ПЭМП, могут быть применены методы неравновесной термодинамики с поправками на учет диссипации энергии.

2. Выявлено, что зависимости от решаемых технологических задач ПЭМП не всегда должен характеризоваться максимальной термодинамической эффективностью или максимальной выходной мощностью. Для ряда случаев более важной может оказаться работа в режиме максимального выходного потока и др. Однако, для ПЭМП термодинамическая эффективность всегда будет одной из функций, относительно которых оптимизируют преобразователь энергии.

3. Дальнейшие исследования должны быть направлены на поиск алгоритма оптимизации и экстремальных областей с термодинамической эффективностью в переходных режимах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шинкаренко В.Ф., Заблодский Н.Н. Генетическое моделирование и структура генома электротепломеханических преобразователей энергии технологического назначения // Восточно-европ. ж-л передов. технологий. – Харьков. – 2004. – № 2 (8). – С. 44 – 51.
2. Пат. 39226 Україна. МКИ 7Н05В 6/10. Заглибний електронагрівач / Заблодський М.М., Верімієнко В.І. – Бюл. № 5, част. 1. – 2001.
3. Пат. 50242 Україна. МКИ 7F26В 17/18. Шнековий сушильний апарат / Заблодський М.М., Захарченко П.І., Шинкаренко В.Ф., Плюгін В.С. та інші. – Бюл. № 1. – 2005.
4. Заблодский Н.Н. Формирование динамических и энергетических характеристик электротепломеханических преобразователей // Вестник НТУ "ХПИ". Тем. вып. "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. – Харьков: НТУ "ХПИ". – 2002. – № 12. – Т.2. – С. 432-433.
5. Заблодский Н.Н. Модель электромеханического преобразователя как системы с неравновесными термодинамическими процессами преобразования энергии // Вісник Кременчуцького держ. політехн. ун-ту: Наукові праці КДПУ, 2006. – Вип. 3/2006 (38). Ч. 2. – С. 117-121.
6. Эткин В.А. К теории производительности технических систем (http://zhurnal.lib.ru/e/etkin_w_a).
7. Эткин В.А. Термокинетика (термодинамика неравновесных процессов переноса и преобразования энергии). Тольятти, 1999.
8. Эткин В.А. О принципе линейности Онсагера (http://zhurnal.lib.ru/e/etkin_w_a).
9. Термодинамика и регуляция превращений свободной энергии в биосистемах / Пер. с англ. Вестерхоф Х., ван Дам К. - М.: Мир, 1992. – 68 с.

Поступила 15.09.08

Заблодский Николай Николаевич, к.т.н., доц.,
 Квасов Виктор Алексеевич,
 Филатов Максим Анатольевич,
 Лупанов Андрей Викторович
 Донбасский государственный технический университет,
 Украина, 94204, Луганской обл., г. Алчевск, пр. Ленина, 16,
 ДонГТУ, кафедра "Электрические машины и аппараты",
 тел. (06442) 2-05-64, факс (06442) 2-68-87,
 e-mail: info@dgmi.edu.ua.

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫМ ДИНАМИЧЕСКИМ ОБЪЕКТОМ С НЕЙРОРЕГУЛЯТОРОМ NN PREDICTIVE CONTROLLER

Розроблена структурна схема системи управління нелінійним динамічним об'єктом з нейромережевим регулятором, включеним на вхід замкнутого контура положення. Виконаний синтез нейрорегулятора з прогнозом NN Predictive Controller. Проведено моделювання системи з урахуванням моментів сухого тертя в підшипниках двигуна і на вихідному валу робочого механізму. Показано, що перехідні процеси в системі при ступінчастій вхідній дії мають високі динамічні характеристики.

Разработана структурная схема системы управления нелинейным динамическим объектом с нейросетевым регулятором, включённым на вход замкнутого контура положения. Выполнен синтез нейрорегулятора с предсказанием NN Predictive Controller. Проведено моделирование системы учётом моментов сухого трения в подшипниках двигателя и на выходном валу рабочего механизма. Показано, что переходные процессы в системе при ступенчатом входном воздействии имеют высокие динамические характеристики.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

Система управления огнём легкобронированных машин является существенно нелинейной. Это обусловлено наличием момента сухого трения в подшипниках приводного двигателя и момента трения в кинематическом устройстве сопряжения, а так же наличием люфта между зубьями ведущей и ведомой шестерни. Кинематическая схема системы наведения и стабилизации содержит упругие элементы, что значительно усложняет расчетную схему механической части системы, превращая её в многомассовую. На вооружение действуют внешние возмущающие моменты, обусловленные колебаниями корпуса. Разработка эффективных систем управления, обеспечивающих высококачественное регулирование, является актуальной задачей.

АНАЛИЗ ПОСЛЕДНИХ ДОСТИЖЕНИЙ И ПУБЛИКАЦИЙ

Нейросетевые системы управления являются альтернативой классическим методам построения систем управления нелинейными объектами. Использование искусственных нейронных сетей позволяет решать задачи управления нелинейными объектами, в то время как традиционные методы не обеспечивают решения подобных задач.

В настоящее время проводятся большие работы по применению нейронных сетей в системах управления. В [1] рассмотрены вопросы теории и методы синтеза систем управления нелинейными динамическими объектами на основе обучаемых многослойных сетей. Значительное внимание уделено фундаментальным свойствам нелинейных многослойных нейросетей и алгоритмам их обучения в реальном времени. В [2] приведены базовые функциональные структуры нейросетевых динамических систем управления и идентификации состояния. В многочисленных публикациях, например [3, 4] показана эффективность использования нейросетевых структур для регулирования координат многомассовых электромеханических систем с отрицательным вязким трением. В работах рассматриваются вопросы синтеза современных регуляторов электромеханических систем на основе

методов фаззи – логики, нейронных сетей и генетических алгоритмов. В результате исследований разработана методика синтеза гибридной нейронной сети, реализующая принцип действия фаззи регулятора, позволившая автоматически с помощью компьютера определить требуемые параметры регулятора. Анализ последних достижений и публикаций по синтезу нейросетевых систем управления нелинейными динамическими объектами показывает, что данное направление является перспективным.

Цель статьи. Целью работы является разработка и исследование нейросетевой системы управления нелинейным динамическим объектом специального назначения, обеспечивающей высококачественное регулирование.

ИЗЛОЖЕНИЕ МАТЕРИАЛА ИССЛЕДОВАНИЯ, ПОЛУЧЕННЫХ НАУЧНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

В работе [5] выполнен синтез нейросетевой системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин с использованием нейроконтроллера с предсказанием. Разработана двухконтурная система регулирования с нейронной компенсацией нелинейностей исполнительного устройства стабилизатора вооружения в контуре регулирования скорости. Регулятор положения может быть пропорциональным либо пропорционально - дифференциальным. В [6] выполнен синтез и исследование системы с ПД – регулятором в контуре положения. В [7] показано, что нейросетевая система управления с П-регулятором положения и с предупредлением по скорости обеспечивает высококачественное регулирование. При использовании принципа предупредления на вход регулятора скорости кроме сигнала, пропорционального ошибке регулирования $\Delta\varphi(t)$, подаётся сигнал, пропорциональный производной от задающего воздействия $\dot{\varphi}_3(t)$.

При разработке системы наведения и стабилизации представляет интерес рассмотрение другого подхода к построению нейросетевой системы регулирования, а именно, включение нейрорегулятора на вход замкнутого контура положения. В этом случае компенсация имеющихся нелинейностей осуществляется

на уровне сигналов задания, а не сигналов воздействия на объект.

Структурная схема нейросетевой системы показана на рис. 1. На схеме приняты следующие обозначения: φ_3, φ – заданное и реальное положение оси ствола орудия; $\Delta\varphi$ – ошибка регулирования; $S_{упр}$ – величина входного воздействия; $k_{ум}$ – коэффициент передачи усилителя мощности УМ; U_d – напряжение, поступающее на якорную обмотку приводного двигателя ПД; $I_я$ – ток якоря ПД; M_d – электромагнитный момент двигателя; $R_я$ – сопротивление якорной обмотки ПД; $c_\phi = k_d \Phi$; k_d – конструктивный коэффициент приводного двигателя ПД; Φ – магнитный поток ПД; J_d – момент инерции ротора ПД; N – передаточное число кинематического устройства сопряжения (КУС); ω_d – скорость вала ПД; $M_{тд}$ – моменты сухого трения в подшипниках ПД; $M_{тм}$ – момент трения КУС; J_m – момент инерции нагрузки СВ; ω_m – скорость вращения нагрузки СВ; M_y – момент упругости КУС; $f(\Delta\varphi_m)$ – функция, зависящая от коэффициента жёсткости элементов трансмиссии и вели-

чины люфта между зубьями ведущей и ведомой шестерни; $M_{тд}$ – момент сухого трения в подшипниках ПД; $M_{тм}$ – момент трения кинематического устройства сопряжения. Случайные изменения возмущающего момента $M_c(t)$ формируются от источника случайного сигнала типа белого шума $V_{бш}$ интенсивностью ν с помощью формирующего фильтра с передаточной функцией колебательного звена $M(p) = k \cdot \omega / (p + 2 \cdot \xi \cdot \omega \cdot p + \omega^2)$, где ω_b – резонансная частота собственных колебаний; ξ – коэффициент демпфирования; k_b – коэффициент усиления формирующего фильтра.

На вход нейрорегулятора подаются сигналы задания φ_3 и сигнал обратной связи по положению φ . Нейрорегулятор генерирует такое воздействие на замкнутый контур положения $\varphi_{NN}(t)$, при котором обеспечивается минимальная ошибка регулирования, т.е. разность между заданным и действительным изменением угла φ .

В контур положения включён П-регулятор, коэффициент усиления которого k_p выбирается в процессе моделирования системы.

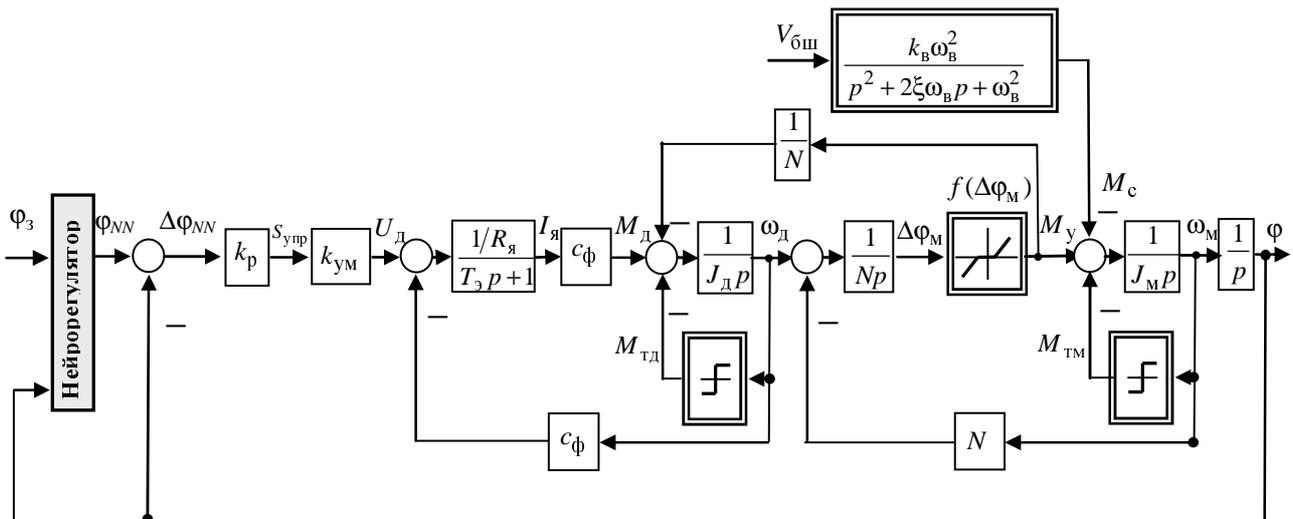


Рис. 1. Структурная схема системы с включением нейрорегулятора на вход замкнутого контура положения

При построении нейрорегулятора, как и в системах, рассмотренных в [5-7], использовано нелинейное предиктивное регулирование. Синтез нейросетевой системы управления производился с помощью пакета прикладных программ Neural Network Toolbox системы MATLAB. Выбран нейроконтроллер с предсказанием NN Predictive Controller. Данный контроллер является наиболее эффективным для решения поставленной задачи. При управлении с предсказанием модель управляемого объекта используется для того, чтобы предсказать его будущее поведение, а алгоритм оптимизации применяется для расчета такого управления, которое минимизирует разность между желаемыми и действительными изменениями выхода модели. В качестве модели объекта управления используется двухслойная нейронная сеть. Подробно принцип

действия и порядок синтеза нейроконтроллера для системы со структурой [5] описан в [8, 9]. Синтез нейроконтроллера NN Predictive Controller для системы, соответствующей рис.1, проводился аналогично.

Схема нейросетевой системы управления, сформированная в окне SIMULINK, показана на рис. 2. Эта структура включает блок управляемого объекта, представленного подсистемой Subsystem и блок контроллера NN Prediction Controller, а также блоки генерации эталонного ступенчатого сигнала со случайной амплитудой Random Reference, блоки построения графиков.

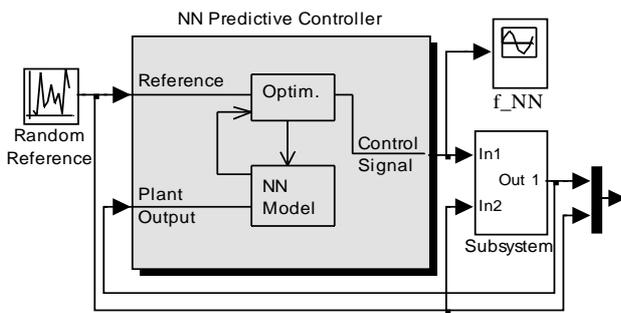


Рис. 2. Схема модели нейросетевой системы, разработанная в SIMULINK

На рис. 3 показана схема модели исполнительного устройства стабилизатора вооружения с учётом двух звеньев сухого трения на валу двигателя и механизма. Поскольку указанные моменты носят пассивный характер, то для их задания в схеме модели, разработанной в SIMULINK, использованы два блока MATLAB Fcn, предназначенные для написания выражений на языке MATLAB. Текст функций составлялся в соответствии со следующими выражениями.

$$M_{\text{ТД}} = \begin{cases} M_{\text{д}} & \text{при } |M_{\text{д}}| \leq M_{\text{ТД.0}} \ \& \ |\omega_{\text{д}}| \leq 0,0001; \\ M_{\text{ТД.0}} \cdot \text{sign}(\omega_{\text{д}}) & \text{при } |\omega_{\text{д}}| > 0,0001. \end{cases}$$

$$M_{\text{ТМ}} = \begin{cases} M_{\text{у}} & \text{при } |M_{\text{у}}| \leq M_{\text{ТМ.0}} \ \& \ |\omega_{\text{м}}| \leq 0,00001; \\ M_{\text{ТМ.0}} \cdot \text{sign}(\omega_{\text{м}}) & \text{при } |\omega_{\text{м}}| > 0,00001. \end{cases}$$

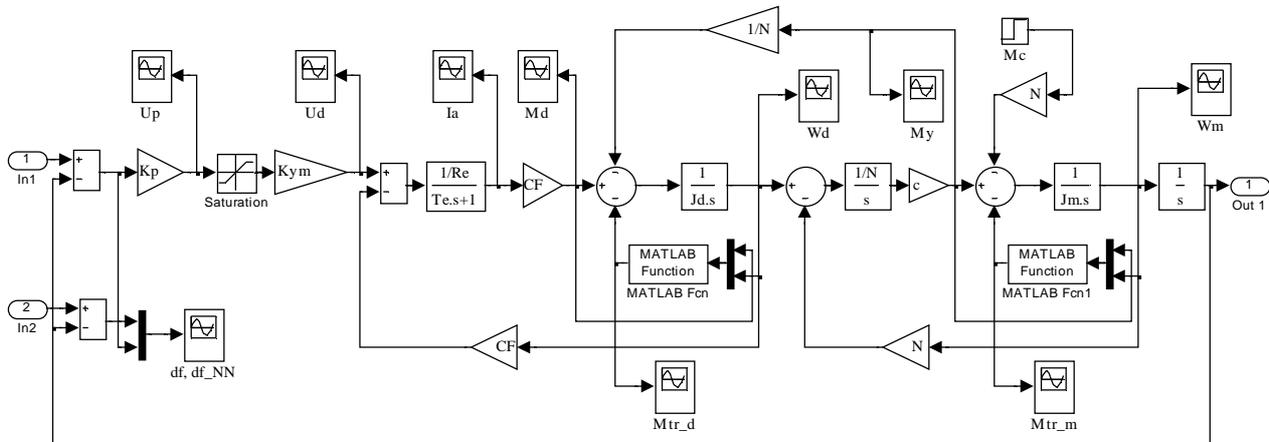


Рис. 3. Схема модели объекта управления (подсистемы Subsystem рис. 2)

Синтез нейроконтроллера проводился для линейного объекта управления без учета возмущающих воздействий. Как показали исследования, синтезированный нейроконтроллер без переобучения обеспечивает высокие динамические характеристики реальной нелинейной системы наведения и стабилизации при ступенчатом входном воздействии. При других видах воздействий и при учёте возмущающих воздействий и помех измерения регулируемых координат динамические характеристики системы уступают соответствующим характеристикам системы с нейрорегулятором, включённым на вход контура скорости [5].

При моделировании системы на ЭВМ было определено оптимальное значение П-регулятора положения $k_p = 6$, которое затем оставалось неизменным

при всех дальнейших исследованиях. В качестве примера на рис. 4. приведены графики переходных процессов переменных состояния синтезированной системы с учётом двух звеньев сухого трения на выходном валу двигателя и на выходном валу рабочего механизма при ступенчатом входном воздействии, находящемся в пределах $\varphi_3 = -1 \div 1$ рад. Все обозначения переменных соответствуют рис. 2 и рис. 3.

Синтез нейроконтроллера является достаточно сложным и трудоёмким процессом и в данной статье не приводится. Оптимальные параметры нейроконтроллера следующие: размер скрытого слоя нейронов $S = 10$; количество элементов запаздывания на входе модели $N_i = 2$ и количество элементов запаздывания на выходе модели $N_j = 5$; верхний предел суммирования в показателе качества $N_2 = 23$, число итераций на 1 такт дискретности $\gamma = 2$; длина обучающей выборки (количество точек съема информации) $N_b = 12000$; максимальный интервал идентификации $t_{\text{max}} = 0,7$ с; минимальный интервал идентификации $t_{\text{min}} = 0,05$ с; такт дискретности (определяет интервал между двумя последовательными моментами съема данных) $\Delta t = 0,003$ с; верхний предел суммирования при оценке мощности управления $N_n = 2$; коэффициент веса для составляющей мощности управления $\rho = 0,05$; параметр одномерного поиска, задающий порог уменьшения показателя качества $\alpha = 0,001$ (величины N_n , ρ и α не значительно влияют на результаты синтеза). В качестве процедуры одномерного поиска принята *csrchbas*, а в качестве обучающей функции – *trainlm*. Количество циклов обучения, по истечении которых ошибка обучения переставала уменьшаться, составляло $200 \div 300$. Средняя ошибка обучения составляет $(6 \div 8) \cdot 10^{-9}$, а мгновенные ошибки на обучающем, тестовом и контрольном множествах не превышают $(4 \div 6) \cdot 10^{-4}$.

Как видно из графиков, переходные процессы в системе с учётом сухого трения при ступенчатом входном воздействии имеют достаточно высокие динамические характеристики. Угол $\varphi_3 = 0,05$ рад отрабатывается за время $t = 0,2$ с. Перерегулирование переходных процессов угла φ составляет 2,1%.

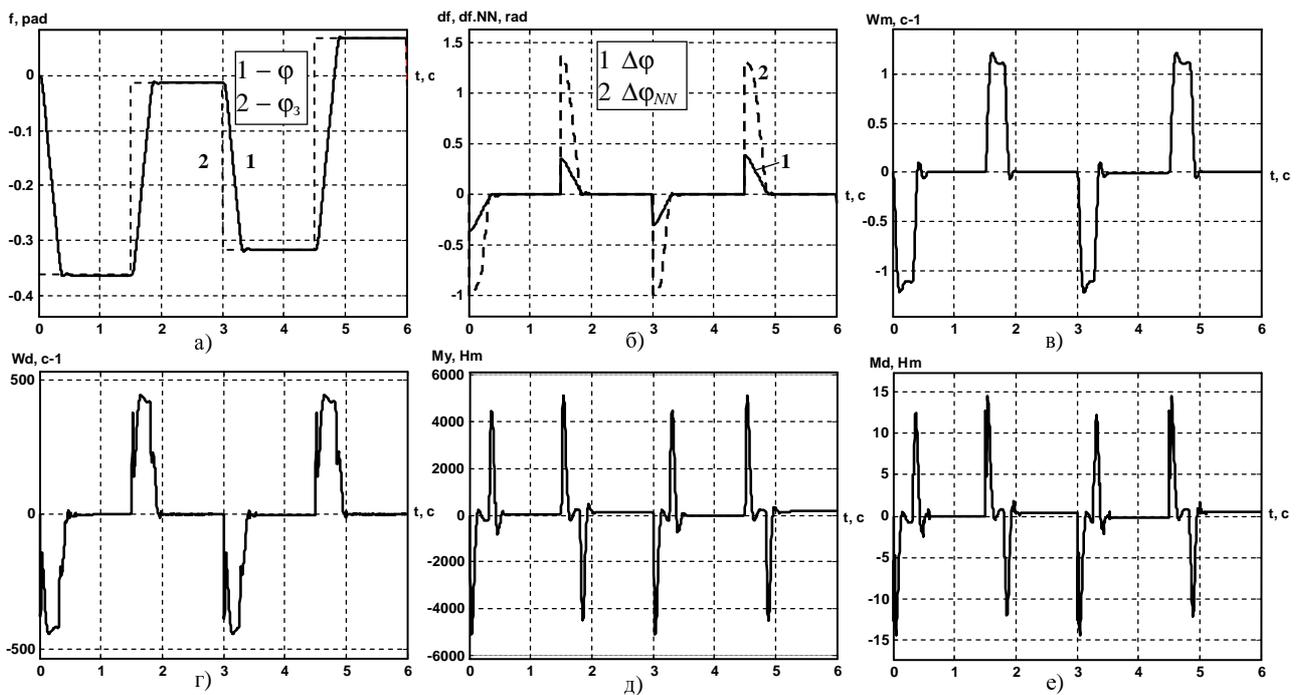


Рис. 4. Графики переходных процессов переменных состояния системы:

а) – задающее воздействие $\varphi_3(t)$ и угол $\varphi(t)$; б) – ошибка регулирования $\Delta\varphi(t) = \varphi_3(t) - \varphi(t)$ и $\Delta\varphi_{NN}(t) = \varphi_{NN}(t) - \varphi(t)$; в) – скорость механизма $\omega_m(t)$; г) – скорость двигателя $\omega_d(t)$; д) – момент упругости $M_y(t)$; е) – момент двигателя $M_d(t)$

ВЫВОД

В статье выполнена разработка нейросетевой системы управления нелинейным динамическим объектом специального назначения.

Разработана структурная схема нейросетевой системы наведения и стабилизации. Система является одноконтурной с включением нейрорегулятора на вход контура положения. В системе MATLAB выполнен синтез нейроконтроллера с предсказанием NN Prediction Controller. Проведено моделирование системы учётом моментов сухого трения в подшипниках двигателя и на выходном валу рабочего механизма. Показано, что переходные процессы в системе при ступенчатом входном воздействии, находящемся в диапазоне $\varphi_3 = -1 \div 1$ рад имеют высокие динамические характеристики.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Терехов В.А., Ефимов Д.В., Тюкин И.Ю. Нейросетевые системы управления. – М.: ИПРЖР, 2002. – 480 с.
2. Бодянский Е.В., Руденко О.Г. Искусственные нейронные сети: архитектуры, обучение, применения. – Харьков: Телетех, 2004. – 264 с.
3. Клепиков В.Б., Полянская И.С. Синтез двухмассовой электромеханической системы с отрицательным вязким трением при регулировании по полному и неполному вектору состояния // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". – Харків: НТУ "ХПИ". – 2001. – Вип.10. – С. 36-40.
4. Клепиков В. Б. Моисеенко П. Л. Цепковский Ю. А. Синтез гибридной нейронной сети для двухмассовой ЭМС при срывных фрикционных автоколебаниях // Вестник НТУ "ХПИ": Сб. научн. трудов "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". – Харьков, 2003. – Вып.10. – Т.1. – С. 512-514.

5. Кузнецов Б.И., Василец Т.Е., Варфоломеев А.А. Разработка нейросетевой системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин. // Электротехника и электромеханика. – Харьков: ХНТУ "ХПИ" – 2008. – №2 – С. 31-34.
6. Кузнецов Б.И., Василец Т.Е. Варфоломеев А.А. Побудова нейромережевої системи курування нелінійною електро-механічною системою з використанням нейроконтролера з передбаченням. // Електроінформ. – Львів: ТОВ "Екоінформ" – 2008. – №1. – С. 6-10.
7. Синтез и исследование нейросетевой системы управления нелинейным динамическим объектом. Кузнецов Б.И., Василец Т.Е., Коломиец В.В., Машнев А.Е., Варфоломеев А.А. // Машиностроение и техносфера XXI века: Сборник трудов МНТК. – Донецк: Дон НГУ, 2008. Т. 2. – С. 165-169.
8. Кузнецов Б.И., Василец Т.Е., Варфоломеев А.А. Синтез нейроконтроллера с предсказанием для двухмассовой электромеханической системы. // Электротехника и электромеханика. – Харьков: ХНТУ "ХПИ" – 2008. – №3 – С. 27-32.
9. Кузнецов Б.И., Василец Т.Е., Варфоломеев А.А. Нейроуправление нелинейным динамическим объектом с использованием метода обобщенного управления с предсказанием. // Электротехника и электромеханика. – Харьков: ХНТУ "ХПИ" – 2008. – №4 – С. 34-41.

Поступила 02.09.08

Кузнецов Борис Иванович, д.т.н., проф.,
Василец Татьяна Ефимовна, к.т.н., доц.,
Варфоломеев Алексей Алексеевич

Украинская инженерно – педагогическая академия
Украина, 61003, Харьков, ул. Университетская, 16, УИПА,
кафедра СУТПиО,
тел. (057) 733-79-59

АНАЛИЗ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЛИНЕЙНОМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕ ДЛЯ ИСТОЧНИКОВ СЕЙСМИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Розглянуті структура і параметри магнітного поля в лінійному імпульсному електродинамічному двигуні для джерел сейсмоколябаній, що відрізняється циліндровою електромагнітною системою і сильним насиченням магнітопроводу. Показані зміни магнітного поля, що відбуваються при зміні МДС обмоток якоря і реактора, зміні їх взаємного розташування, а також ефективність ферромагнітних сердечників порівнянням з варіантом, коли вони відсутні.

Рассмотрены структура и параметры магнитного поля в линейном импульсном электродинамическом двигателе для источников сейсмоколебаний, отличающемся цилиндрической электромагнитной системой и сильным насыщением магнітопроводу. Показаны изменения магнитного поля, происходящие при изменении МДС обмоток якоря и реактора, изменении их взаимного положения, а также эффективность ферромагнитных сердечников сравнением с вариантом, когда они отсутствуют.

ВВЕДЕНИЕ

Линейный импульсный электродвигатель (ЛИЭД), являющийся рабочим органом импульсного электромеханического сейсмоисточника [1-3], предназначенного для возбуждения в земной коре сейсмических колебаний при поиске полезных ископаемых, был представлен в [4-6]. Этот ЛИЭД является короткоходовым и имеет цилиндрическую конструкцию, которая показана на рис.1.

Основными элементами двигателя являются порождающие силовое взаимодействие якорь и реактор. Преобладающее движение вверх под действием развиваемого импульса силы осуществляет реактор. Его отскок ограничивает и демпфирует амортизатор, а рабочее воздействие на грунт, вызывающее сейсмоколебания, оказывает силовая "отдача" якоря.

На рис. 1 показано исходное положение реактора и чередующееся направление тока в обмотках, что обеспечивает заданное направление сил F_{em} в рабочем режиме при подаче импульса тока.

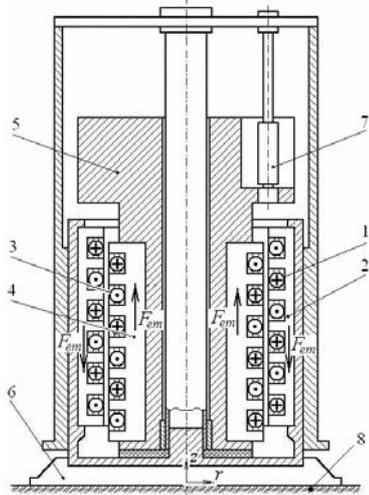


Рис. 1. Устройство линейного электродвигателя:

- 1 – кольцевая обмотка якоря; 2 – магнітопровод якоря;
- 3 – кольцевая обмотка реактора; 4 – магнітопровод реактора;
- 5 – инертная масса; 6 – опорная плита-конус;
- 7 – амортизатор; 8 – грунт

Естественно, что принцип действия ЛИЭД основан на существовании и взаимодействии магнитных полей, которые являются основой расчета основных электромагнитных и силовых параметров. Однако принципы расчета, которые представлялись в [4], построены на весьма упрощенных моделях магнитного поля, что целесообразно только на начальных этапах проектирования как первое приближение.

Сложность решения задачи расчета магнитного поля вызвана, прежде всего, очень сильным насыщением магнітопроводу ЛИЭД, а также плохо прогнозируемой организацией магнитного поля при различных взаимных положениях якоря и реактора в процессе работы двигателя.

Поэтому, ставя целью данной работы анализ магнитного поля в ЛИЭД представленной конструкции, ее достижение обеспечиваем на основе современных подходов, а именно применением численно-полевого анализа, для которого упомянутые сложности не являются проблематичными, в отличие от аналитических подходов.

РАСЧЕТНАЯ МОДЕЛЬ И ПРИНЦИП РАСЧЕТА МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

Учитывая осевую симметрию магнитной системы ЛИЭД, к которой относим ферромагнитные сердечники и обмотки, трехмерное магнитное поле можно рассчитывать в любой меридиональной плоскости, проходящей через центральную ось симметрии. Соответствующая расчетная модель электромагнитной системы генератора ЛИЭД представлена на рис. 2 меридиальным сечением, что соответствует симметричной половине конструкции, изображенной на рис. 1.

В обусловленной модели магнитное поле описывается посредством тангенциальной составляющей векторного магнитного потенциала (ВМП) A_φ дифференциальным уравнением:

$$\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A_\varphi}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left\{ \frac{1}{\mu \cdot r} \cdot \frac{\partial (r A_\varphi)}{\partial r} \right\} = -J_\varphi, \quad (1)$$

где r, z – радиальная и осевая (аксиальная) координаты цилиндрической системы; J_φ – угловая составляющая плотности тока в обмотках (в данной постановке вихревыми токами в шихтованном сердечнике и других элементах конструкции пренебрегаем); μ – магнитная проницаемость.

Рассчитываемые по программе FEMM магнитные поля при указанной МДС F_{En} частично представлены на рис. 2 их картиной на симметричной половине сечения магнитной системы ЛИЭД, а для основного варианта при $\zeta = 0$ на рис. 3 дан фрагмент расчетной модели. По сути это линии равного магнитного потока $2\pi r A_\varphi = \text{const}$, причем крайние значения в области расчета рис.2 при указанной МДС F_{En} составляют (-0,1624 и +0,1634) Вб. В основном варианте при $\zeta = 0$ магнитная индукция достигает в зубцах 2,85..2,97 Тл, в спинках сердечников – 1,9..2,7 Тл, в зазоре – 3,5 Тл.

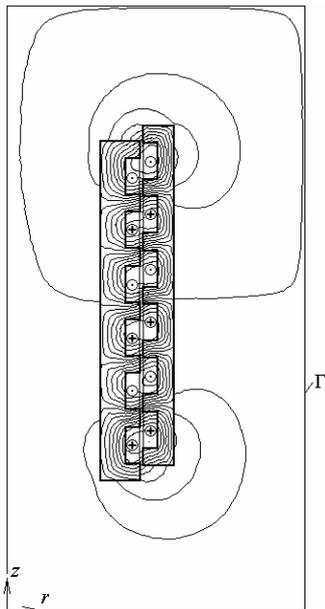


Рис. 2. Расчетная модель и магнитное поле при $\zeta = 18$ мм

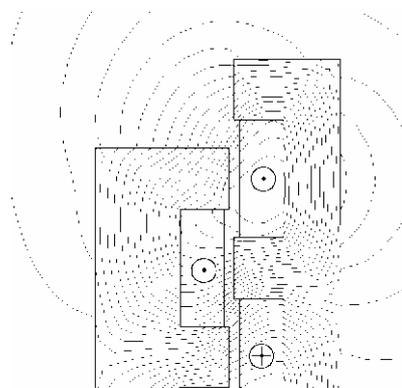


Рис. 3. Фрагмент области расчета с картиной магнитного поля при $\zeta = 0$

При решении уравнения (1) в меридиональной плоскости (r, z) одной из границ является центральная ось. Прочие границы при численном расчете магнитного поля должны иметь конкретную позицию и выноситься за пределы активной зоны на такое расстояние, где магнитное поле можно считать пренебрежимо малым. В итоге на определенных границах Γ прямоугольной области можно было принять для ВМП граничное условие Дирихле: $A_{\varphi\Gamma} = 0$.

В условиях конструкции ЛИЭД достаточно достоверный расчет магнитного поля может быть сделан только численными методами [7, 8]. Из них был избран метод конечных элементов, который позволяет весьма точно отобразить геометрическую структуру ЛИЭД и учитывать насыщение ферромагнитных материалов. Для этого метода имеется программное обеспечение, например, программа FEMM [9].

В условиях рабочего режима реактор перемещается относительно якоря, поэтому интерес представляют распределения магнитных полей в различных взаимных положениях, которые будем характеризовать относительным смещением реактора и обозначим через ζ , измеряя в мм. В исходном положении реактора, как на рис. 1, $\zeta = 0$, в конечном положении, когда зубцы реактора и индуктора совмещаются, т.е. после хода реактора на половину полюсного деления τ_p , что соответствует $\zeta = 42$ мм.

Расчетам подверглась конструкция с уже представившимися в [6] параметрами: диаметры сердечников внутреннего реактора – 288 мм и; наружный якоря – 512 мм; зазор – 2 мм; аксиальная длина сердечников – 533 мм; размеры пазов – 55×23 мм²; ширина зубцов – 29 мм. Данный ЛИЭД рассчитан на импульс силы с максимумом в 1000 кН. Соответственно было выявлено, что для этого необходим ток в обмотках, при котором МДС F_{En} , приходящаяся на паз, должна достигать порядка 100 кА.

АНАЛИЗ МАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРА ИХ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

Численные расчеты магнитных полей ЛИЭД открывают возможности определения целого комплекса его электромагнитных параметров [10].

Через ВМП определяются координатные составляющие и модуль магнитной индукции:

$$B_r = \frac{\partial A_{\varphi}}{\partial z}; \quad B_z = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial(r A_{\varphi})}{\partial r}; \quad B = \sqrt{B_r^2 + B_z^2}. \quad (2)$$

Уровень магнитного поля в объеме ЛИЭД представим распределением магнитной индукции вдоль определенных линий при максимальном значении МДС $F_{En} = 100$ кА и при разных значениях ζ – при разном положении реактора относительно якоря. Серия этих распределений показана на рис. 4-7.

Так на рис. 4 представлено распределение радиальной составляющей магнитной индукции в зазоре вдоль аксиальной линии по всей длине ЛИЭД. Очевидно, что максимумы магнитной индукции растут по мере смещения реактора и достигают весьма больших величин примерно от 3 до 4 Тл. Форма кривых $B_r(z)$ достаточно сложна и также претерпевает изменения. Заметим, что эта форма заметно отличается от упрощенной модели магнитного поля, принятой при аналитических расчетах в [4].

На рис. 5 даны распределения модуля магнитной индукции вдоль аксиальных линий, которые проведены на среднем радиальном уровне зубцов реактора и якоря, соответственно. Ситуация с уровнями насыщения зубцов здесь очевидна и пики индукции достигают 3,3..3,8 Тл. Достаточно велика магнитная индукция в пазах – до 2,0..2,4 Тл, что соизмеримо, хотя и меньше по сравнению со значениями в зубцах.

Дополнительно рис. 6 показывает, как изменились значения и характер модуля магнитной индукции вдоль аксиальной линии на среднем радиальном уровне зубцов реактора в его крайних положениях относительно якоря. В конечном положении индукция в зубцах превышает 4 Тл.

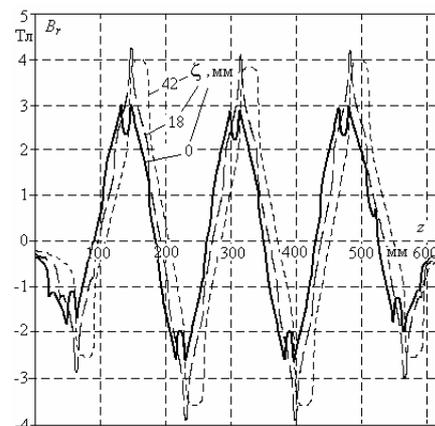


Рис. 4. Распределение радиальной составляющей магнитной индукции на средней линии зазора при разных значениях ζ

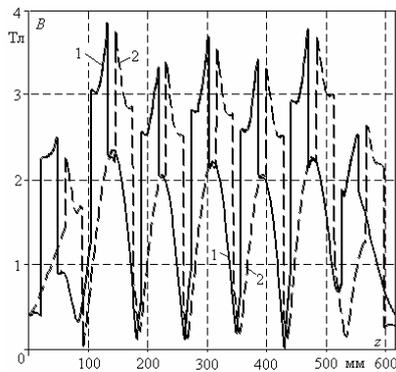


Рис. 5. Распределение модуля магнитной индукции по аксиальным линиям на середине высоты зубцов реактора – 1 и якоря – 2 при $\zeta = 0$

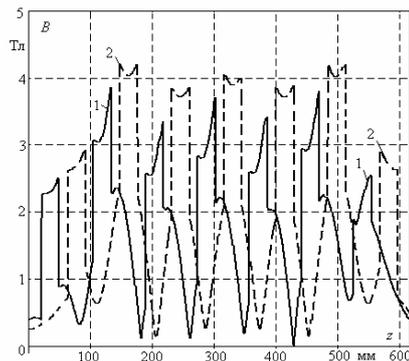


Рис. 6. Распределение модуля магнитной индукции на средней линии по высоте зубцов реактора при: 1 – $\zeta = 0$ и 2 – $\zeta = 42$ мм

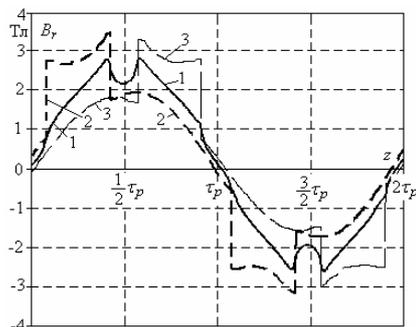


Рис. 7. Распределение магнитной индукции на средней линии по высоте: 1 – зазора, 2 – зубцов реактора и 3 – зубцов якоря в пределах двух полюсных делений при $\zeta = 0$

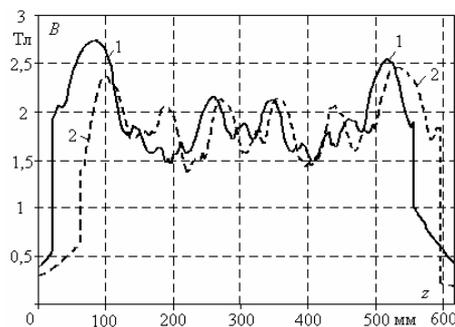


Рис. 8. Распределение модуля магнитной индукции на средних линиях в спинках сердечников реактора – 1 и якоря – 2 при $\zeta = 0$

Более детально рассмотреть некоторые из представленных распределений можно на рис.7, где протяженность аксиальной линии ограничена двумя полюсными делениями τ_p в средней части ЛИЭД.

На рис. 8 даны распределения модуля магнитной индукции вдоль аксиальных линий, которые проведе-

ны на среднем радиальном уровне спинки реактора и якоря, соответственно. Уровни насыщения здесь очевидны и пики индукции достигают 2,0..2,7 Тл.

При достаточно больших значениях магнитной индукции в сердечниках ЛИЭД и ввиду открытой из структуры происходит заметное вытеснение магнитного поля за их пределы. Это иллюстрирует рис. 9, где дано распределение нормальной составляющей магнитной индукции на линиях по периметру $abcd$ поверхности сердечников ЛИЭД при $\zeta = 0$. Если не считать с локальными всплесками индукции в угловых точках торцов сердечников, то можно констатировать, что на рассматриваемой поверхности магнитная индукция достигает примерно 0,5 Тл.

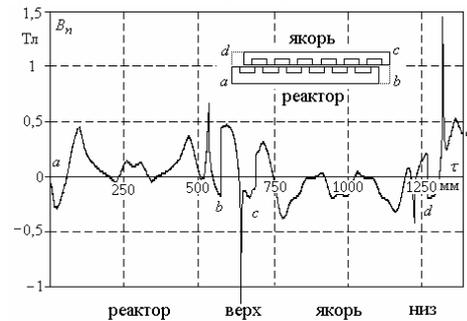


Рис. 9. Распределение нормальной составляющей магнитной индукции на линиях по периметру поверхности сердечников ЛИЭД при $\zeta = 0$

В серии рисунков на рис. 11 и рис. 12 приведены графики зависимости интегральных величин магнитного поля, а именно следующие магнитные параметры ЛИЭД.

Магнитный поток в зазоре на полюсном делении

$$\Phi_\tau = 2 \cdot \pi \cdot r_\delta (A_{\varphi, z + \tau_p} - A_{\varphi, z}), \quad (3)$$

где $A_{\varphi, z + \tau_p}, A_{\varphi, z}$ – значения ВМП в зазоре в точках, отстоящих друг от друга на полюсное деление.

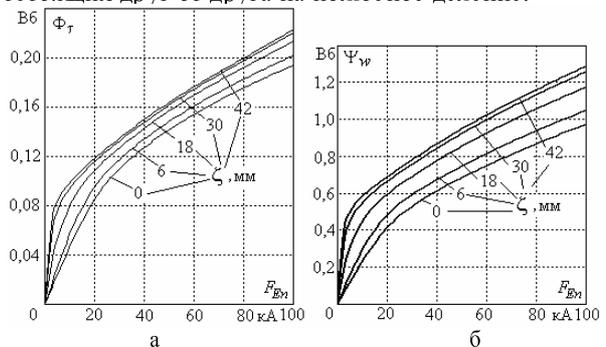


Рис. 11. Зависимости а) магнитного потока Φ_τ в зазоре на полюсном делении и б) магнитного потокосцепления обмоток Ψ_w от МДС F_{Eh} при разных положениях реактора ζ

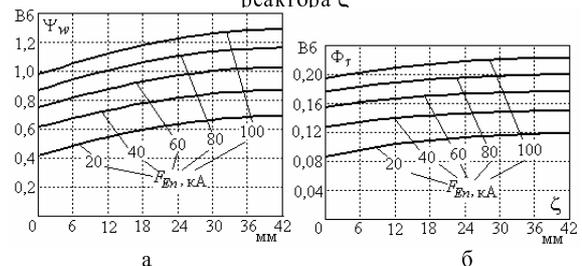


Рис. 12. Зависимости а) магнитного потока Φ_τ в зазоре на полюсном делении и б) магнитного потокосцепления обмоток Ψ_w от положений реактора ζ при разных МДС F_{Eh}

Результаты расчета магнитного поля позволяют через распределение ВМП определить магнитное потокоосцепление обмотки на основе выражения:

$$\Psi_e = 2\pi w_e \left(\frac{1}{S_{e+}} \int (r A_\Phi) dz dr - \frac{1}{S_{e-}} \int (r A_\Phi) dz dr \right), \quad (4)$$

где S_{e+} , S_{e-} – площади поперечного сечения катушек обмотки с разным направлением тока по всем пазам; w_e – число витков на один паз.

Если интегрирование в (4) проводится по всем пазам реактора и якоря, то получается суммарное магнитное потокоосцепление последовательно соединенных обмотк. Для обобщающей иллюстрации на рис. 11,б и рис. 12,б приводятся значения единичных магнитных потокоосцеплений из расчета на некоторый один усредненный виток, то есть в (4) принято $w_e = 1$.

Анализ кривых на рис. 11,а показывает, что насыщение магнитопровода ЛИЭД в исходном положении при $\zeta = 0$ происходит примерно при МДС F_{En} , равной 20 кА, в конечном положении магнитопровод насыщается при значительно меньшей МДС. Зависимости Ψ_w близки к предыдущим, хотя полного подобия нет, так как берется по местам расположения непосредственно обмоток и в пределах всего ЛИЭД. В зоне перенасыщения магнитопровода все зависимости приближаются к прямолинейным.

Зависимости на рис. 12 основаны, в принципе, на той же информации, что и на рис. 11, но со сменой ролей F_{En} и ζ . Теперь это набор функций с аргументом ζ при $F_{En} = \text{const}$. Очевидно, что магнитные параметры ЛИЭД заметно зависят от ζ , хотя и не в той мере, как от F_{En} .

Зависимости $\Phi_\tau(F_{En})$ с рис. 11,а повторены на рис. 13 для двух крайних значений ζ и снабжены дополнительными построениями для определения коэффициента магнитного насыщения магнитопровода. Этот коэффициент в соответствии со стандартным подходом [11] определяется как отношение соответствующих МДС (рис. 13):

$$k_\mu = F_\mu / F_\delta. \quad (5)$$

Очевидно, что при движении реактора этот коэффициент меняется весьма значительно и его крайние значения составили: $k_\mu = 3,1$ при $\zeta = 0$ и $k_\mu = 11,8$ при $\zeta = 42$ мм.

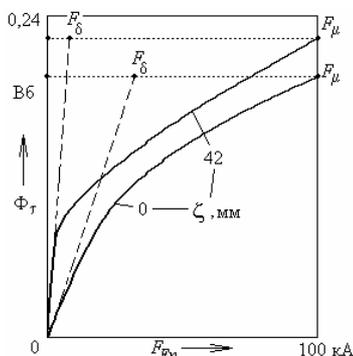


Рис. 13. К определению коэффициента насыщения магнитопровода

Для того, чтобы выявить интегральное распределение магнитного поля по длине магнитной системы ЛИЭД, рассмотрим магнитные потоки на последовательности полюсных делений, ориентируясь на точки,

выделенные на рис. 14. Фактически берутся потоки, пронизывающие цилиндрические поверхности, проходящие по среднему радиусу зазора и имеющие высоты от точки до точки из набора $z_0, z_1, z_2, \dots, z_7$. Конкретно, если взять точки с номерами k и $k+1$, то магнитный поток через цилиндр с образующей $z_{k+1} - z_k$ по формуле, аналогичной (3), составляет:

$$\Phi_{k,k+1} = 2 \cdot \pi \cdot r_\delta (A_{\Phi,z_{k+1}} - A_{\Phi,z_k}), \quad (6)$$

где $A_{\Phi,z_{k+1}}$, A_{Φ,z_k} – значения ВМП в зазоре в определенных точках в области расчета на рис. 14.



Рис. 14. Расположение точек, разделяющих полюсные деления на аксиальной линии в зазоре ЛИЭД

Результаты расчетов магнитных потоков для модели с рис. 14 при МДС $F_{En} = 100$ кА представлены в табл. 1. Из неё очевидна неравномерность распределение магнитных потоков по длине ЛИЭД, даже если не учитывать индивидуальные особенности участков $z_1 - z_0$ и $z_7 - z_6$, находящихся на краях магнитной системы и простирающихся за ее пределы.

Таблица 1

Магнитные потоки по длине ЛИЭД, Вб

Φ_{z_0,z_1}	Φ_{z_1,z_2}	Φ_{z_2,z_3}	Φ_{z_3,z_4}	Φ_{z_4,z_5}	Φ_{z_5,z_6}	Φ_{z_6,z_7}
0,147	0,214	0,165	0,195	0,166	0,214	0,145

Известно, что в электрических машинах степень полезного использования магнитного потока оценивается коэффициентом рассеяния. Однако в случае ЛИЭД представляется целесообразным для этой же цели ввести коэффициент эффективности использования магнитного потока. Его суть поясним с помощью рис. 16, где изображен фрагмент магнитной системы с при $\zeta = 0$ в зоне третьих пазов якоря и реактора снизу. Здесь показана структура силовых линий магнитного поля, замыкающихся в пределах одного полюсного деления, здесь определяется магнитный поток $\Phi_\tau = 0,0976$ Вб. Этот магнитный поток замыкается вокруг катушек реактора и якоря этого же полюсного деления. Их среднее магнитное потокоосцепление из расчета на один виток по формуле на основе (4) составляет $\Psi_{av,1} = 0,0746$ Вб. В энергетическом, а значит и в силовом отношении полезную нагрузку несет именно магнитное потокоосцепление. Поэтому коэффициент эффективности использования магнитного потока:

$$k_{ef\Phi} = \Psi_{av,1} / \Phi_\tau = 0,765, \quad (7)$$

что может использоваться для оценки магнитной системы ЛИЭД с точки зрения использования магнитного поля.

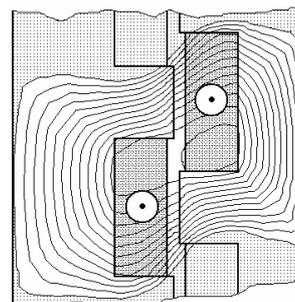


Рис. 15. К определению коэффициента использования магнитного потока

В ЛИЭД с сильно насыщенным магнитопроводом, когда магнитная индукция достигает в зубцах 2,8..3,0 Тл, в спинках сердечников – 1,9..2,7 Тл, в зазоре – 3,5 Тл может возникать вопрос, а насколько эффективными оказываются ферромагнитные сердечники. Наиболее естественным путем их оценки с точки зрения магнитного поля является сравнение расчетных данных для моделей ЛИЭД с ферромагнитными сердечниками, что уже представлено, и без них.

Картина магнитного поля для ЛИЭД при неферромагнитных сердечниках представлена на рис.16, распределение магнитной индукции в зазоре – на рис.17. Крайние значения магнитного потока $2\pi r A_\phi = \text{const}$ в области расчета рис.16 при указанной МДС F_{En} составляют (-0,07594 и +0,08193) Вб.

Сравнение рис. 16 с рис. 2 и рис. 17 с рис. 4 позволяет увидеть ощутимые изменения, которые вносят ферромагнитные сердечники. Кроме того, отметим, что при отсутствии ферромагнитных сердечников среднее значение магнитной индукции в зазоре на полюсном делении составляет 0,747 Тл, магнитного потока – 0,08203 Вб, магнитное потокоцепление обмоток – 0,4398 Вб. В целом это показывает, что удаление ферромагнитного сердечника, даже сильно насыщенного, привело бы к уменьшению основных магнитных параметров ЛИЭД в 2,2...2,4 раза.

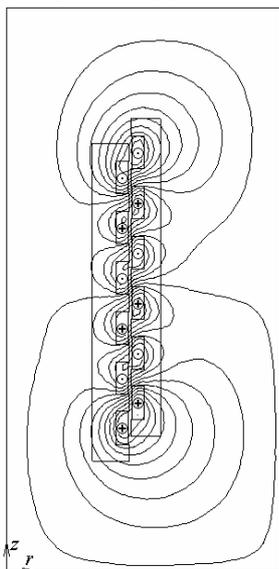


Рис. 16. Картина магнитного поля ЛИЭД при неферромагнитных сердечниках ($F_{En} = 100$ кА, $\zeta = 0$)

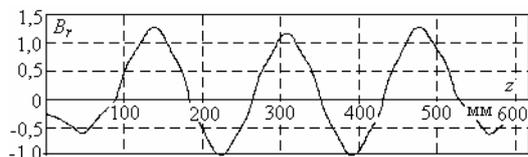


Рис. 17. Распределение радиальной составляющей магнитной индукции на средней линии зазора при МДС $F_{En} = 100$ кА и при $\zeta = 0$ для модели ЛИЭД без ферромагнитных сердечников

ВЫВОДЫ

1. Основной особенностью рассмотренного ЛИЭД, предопределяющей характер и величину магнитного поля, его зависимости от взаимного расположения индуктора и реактора, а также от МДС обмоток, является очень сильное насыщение ферромагнитных сердечников. Значения магнитной индукции на отдельных участках магнитопровода при номи-

нальной МДС достигают 2,8-3,0 Тл, в спинках сердечников 1,9-2,7 Тл, в зазоре – 3,5 Тл.

2. В широких и неглубоких пазах сердечников реактора и якоря магнитная индукция соизмерима с аналогичной величиной в зубцах, хотя и оказывается несколько меньшей.

3. Распределение магнитных потоков полюсных делений по длине ЛИЭД оказывается заметно неравномерным.

4. За пределами сердечников магнитопровода ЛИЭД магнитное поле имеет достаточно большую величину – до 0,5 Тл в отдельных местах на их поверхности.

5. Характер распределения и величина магнитной индукции в зазоре ЛИЭД существенно зависят от взаимного расположения реактора и якоря.

6. Коэффициент насыщения магнитной системы ЛИЭД меняется в пределах примерно от 3 до 12 в зависимости от положения реактора.

7. Несмотря на сильное насыщение магнитопровода ЛИЭД его эффективность можно оценить увеличением магнитных параметров в 2,2-2,4 раза.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Невзрывные источники сейсмических колебаний. Справочник. М., "Недра", 1992.
2. Шнеерсон М.Б., Майоров В.В. Наземная сейсморазведка с невзрывными источниками колебаний. М., "Недра", 1980.
3. Ямпольский Ю.Г. Анализ основных типов силовых линейных импульсных электрических двигателей // Электротехника.-1992.-№8-9. - С. 4-11.
4. Бару Ю.А., Мельник А.К., Ткаченко В.П., Ткаченко С.В., Фатенко А.Ю., Осташевский Н.А. Линейные импульсные электродинамические двигатели для невзрывных источников сейсмических колебаний // Вестник НТУ "ХПИ". Сборник научных трудов. Тематический выпуск. Электроэнергетика и преобразовательная техника.- Харьков: НТУ "ХПИ". - 2006. - №38. - С. 83-92.
5. Бару Ю.А., Мельник А.К., Ткаченко С.В., Милых В.И. Выбор типа и основных параметров линейного импульсного электродвигателя для невзрывных сейсмоисточников. // Электротехника і електромеханіка.-2008.-№3. - С. 41-44.
6. Милых В.И., Ткаченко С.В. Силовые взаимодействия в линейном электродвигателе для источников сейсмических колебаний. // Электротехніка і електромеханіка. - 2008. - №6. - С. 36-39.
7. Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров электриков. Пер. с англ. М.: Мир, 1986. - 318 с.
8. Chari M.V.K., Silvester P. Element analysis of magnetically saturated DC machines // IEEE Trans. Power Appar. and Syst. 1971. PAS-90, N2, p. 2362-2372.
9. Meeker D. Finite Element Method Magnetics. Version 4.2. User's Manual, September 22, 2006 // <http://femm.berlios.de>, 2005.
10. Милых В.И., Полякова Н.В. Определение электромагнитных параметров электрических машин на основе численных расчетов магнитных полей // Электротехніка і електромеханіка.-2006. - №2. - С. 40-46.
11. Вольдек А.И. Электрические машины. -Л.: Энергия,-1978. - 832 с.

Поступила 03.11.08

Милых Владимир Иванович, д.т.н., проф.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические машины"
тел. (0572) 707-65-14; e-mail: mvikpi@kpi.kharkov.ua; сайт: <http://users.kpi.kharkov.ua/kem/>

Ткаченко Сергей Валериевич

Открытое акционерное общество завод "Потенциал"

Украина, 61106, Харьков, ул. Индустриальная, 17
тел. (0572) 99-81-88; e-mail: potencial@potencial.kharkov.com

ВЫБОР АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ

Пропонується прямий вибір АД для різних режимів роботи, який дозволяє врахувати як температурні обмеження, так і масо-габаритно-вартісні і енергетичні критерії, а також низку функціональних обмежень.

Предлагается прямой выбор АД для различных режимов работы, позволяющий учесть как температурные ограничения, так и массо-габаритно-стоимостные и энергетические критерии, а также ряд функциональных ограничений.

ВВЕДЕНИЕ

Основной задачей при выборе асинхронных двигателей (АД) для разнообразных электроприводов является максимальное приближение эксплуатационных характеристик этих электромеханических преобразователей к задаваемым требованиям потребителей при обеспечении надежной и экономичной работы в течение определенного ресурса времени. На валу двигателя может быть нагрузка различная по характеру (постоянство момента нагрузки, постоянство мощности нагрузки, степенная зависимость момента от частоты вращения), по величине, по режиму работы (продолжительный, кратковременный, повторно-кратковременный, перемежающийся и т.д.). В частности от режима работы, т.е. от соотношения длительности периодов работы и пауз между ними или периодов работы с полной или частичной нагрузкой, от частоты включения машины и характера протекания переходных процессов, зависит нагрев электрической машины. Наряду со стандартными режимами работы [1], возможны и нестандартные [2, 3]. Стандартные характеризуются различными временными показателями (ПВ – продолжительностью включения, ПН – продолжительностью нагрузки, продолжительностью работы, частотой включения и т.д.).

Правильный выбор двигателя должен обеспечить высокие энергетические показатели в процессе эксплуатации, свидетельствующие о его рациональном использовании. Как правило, нагрузка на валу двигателя изменяется во времени (может быть описано с помощью нагрузочных диаграмм или циклограмм), вследствие чего изменяются потери в нем и, соответственно, температуры частей двигателя. Т.е., для выбора двигателя целесообразно проведение полного теплового расчета, в результате которого определяются температуры наиболее напряженных в тепловом отношении обмотки статора и подшипников, с учетом зависимости нагрузки от времени, а также с учетом переходных процессов (пуска, реверса, торможения, перехода от одной нагрузки к другой и т.д.).

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

На сегодняшний день методика выбора АД для стандартных режимов работы [4, 5, 6, 7] базируется на косвенной оценке температурного режима. Для этого используются методы эквивалентного тока, эквивалентного момента, эквивалентной мощности. Вместе с тем при прямом выборе возможен расчет значений температур конструктивных элементов АД, и при условии не превышения ими температурных ограничений, осуществление выбора, когда в качестве критериев могут использоваться масса, габариты, стоимость двигателя, среднециклические приведенные затраты на изготовление и эксплуатацию $PZ_{ср}$, сред-

нециклические энергетические показатели (КПД и коэффициент мощности), либо может быть применен обобщенный критерий, учитывающий в качестве составляющих вышеперечисленные критерии. Результаты выбора изменяются при различных используемых критериях или при различных их составляющих в обобщенном критерии, а также зависят от задаваемых коэффициентов значимости этих составляющих. При расчете критериев могут приниматься во внимание их значения в переходных режимах работы. Такой подход позволяет осуществлять выбор как для режимов работы, в которых продолжительности переходных режимов значительно меньше продолжительностей работы в установившихся режимах, так и для режимов при соизмеримости вышеуказанных продолжительностей. При выборе определяется, удовлетворяет ли выбранный вариант ограничениям, определяемым требованиями стандартов и технических заданий, к числу которых относятся тепловые (температуры обмотки статора и подшипниковых щитов), механические (прогиб вала, критическая скорость вращения, прочность вала, динамическая грузоподъемность подшипников), виброакустические (уровни виброскорости от небаланса подшипников в осевом и радиальном направлениях, уровни магнитной виброскорости, виброускорения и шума, уровень вентиляционного шума), пусковые (кратности пусковых тока и момента), динамические (максимальные броски тока и момента при переходном процессе, время переходного процесса) показатели, показатели механических характеристик (относительная жесткость характеристики, перегрузочная способность). Если в качестве критерия выбора использовать такой энергетический показатель, как КПД, будет обеспечиваться энергосберегающая эксплуатация двигателя.

В связи с вышесказанным для реализации автоматизированного выбора АД для различных режимов работы с учетом вышеперечисленных критериев и ограничений требуются комплексные математические модели (ММ), включающие в себя модели АД (для установившегося режима основанной на Т-образной схеме замещения, для динамического режима – на системе дифференциальных уравнений обобщенной машины, для анализа теплового состояния ММ, описанные в [8, 9, 10, 11, 12, 13]) и модели нагрузочных диаграмм $M(t)$ - циклограмм и позволяющих выполнить анализ электромагнитных, электромеханических, энергетических, тепловых, механических, виброакустических процессов при работе АД на различные по характеру, величине и режиму нагрузки. Модели двигателя предполагают рассмотрение машин различных конструктивных исполнений, степеней защиты, систем вентиляции, типов роторов и т.д. и учитывают изменение параметров схем замещения двигателя вследствие на-

сыщения стали магнитопровода и вытеснения токов в обмотках двигателя, наличие основных и добавочных потерь в стали в статических и динамических режимах работы двигателя, наличие высших пространственных гармоник магнитного поля.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

На кафедре электрических машин Одесского национального политехнического университета был разработана программа *DIMDrive*, предназначенная для автоматизированного выбора АД для различных режимов работы. Программа основана на системных принципах, аналогично программе *DIMASDrive* [14], позволяющих учесть взаимовлияние двигателя и нагрузки (при необходимости могут использоваться модели согласующего напряжения сети и двигателя трансформатора и редуктора между двигателем и нагрузкой) и реализовать комплексный анализ работы АД, на основе которого рассматриваются все наиболее важные аспекты функционирования двигателя.

Вышеуказанная программа была использована для автоматизированного выбора двигателя при решении такой производственной задачи. Анализируемые двигатели (4A180S4, 4A160S4, 4A160M4) работали на нагрузку, описываемую следующей циклограммой: 600 с - 150 Н·м, 600 с - 100 Н·м. Зависимости перегревов обмотки статора рассматриваемых двигателей, рассчитанные программой *DIMDrive*, представлены на рис. 1.

Согласно полученным зависимостям двигателя 4A180S4 и 4A160M4 при работе на заданную циклограмму удовлетворяют температурному ограничению, соответствующему используемой в двигателях изоляции класса F, а двигатель 4A160S4 не удовлетворяет.

Поэтому дальнейший выбор осуществлялся из двигателей 4A180S4 и 4A160M4. Полученные аналогичным образом зависимости температур подшипниковых щитов трех рассматриваемых двигателей подтверждают обеспечение в них, при работе на заданную циклограмму, температур подшипников ниже допустимых. Автоматизированный выбор с помощью программы *DIMDrive* проводился по обобщенному критерию, результаты которого представляются в виде экспертных оценок в баллах [15]. При автоматизированном выборе эти экспертные оценки выбираемого АД формируются следующим образом: для среднециклических энергетических критериев КПД ($\eta_{сн}$) и коэффициента мощности ($\cos\varphi_{сн}$) – у двигателя, который имеет наибольшие показатели из нескольких двигателей, участвующих в выборе, они принимаются за 100 баллов, для остальных берётся процент от принятого за 100 баллов; для стоимостных, габаритных, весовых критериев, а также критерия среднециклических приведенных затрат $ПЗ_{сн}$ – берётся разность большего и текущего значения и определяется отношение к большему значению. Суммарная результирующая оценка является определяющей при выборе.

Результаты автоматизированного выбора при коэффициентах значимости всех составляющих обобщенного критерия равных 1 представлены в табл. 1. При заданных требованиях выбора двигатель 4A160M4 имеет большую сумму баллов. В случае использования других коэффициентов значимости либо только отдельных составляющих обобщенного критерия, результаты автоматизированного выбора меняются.

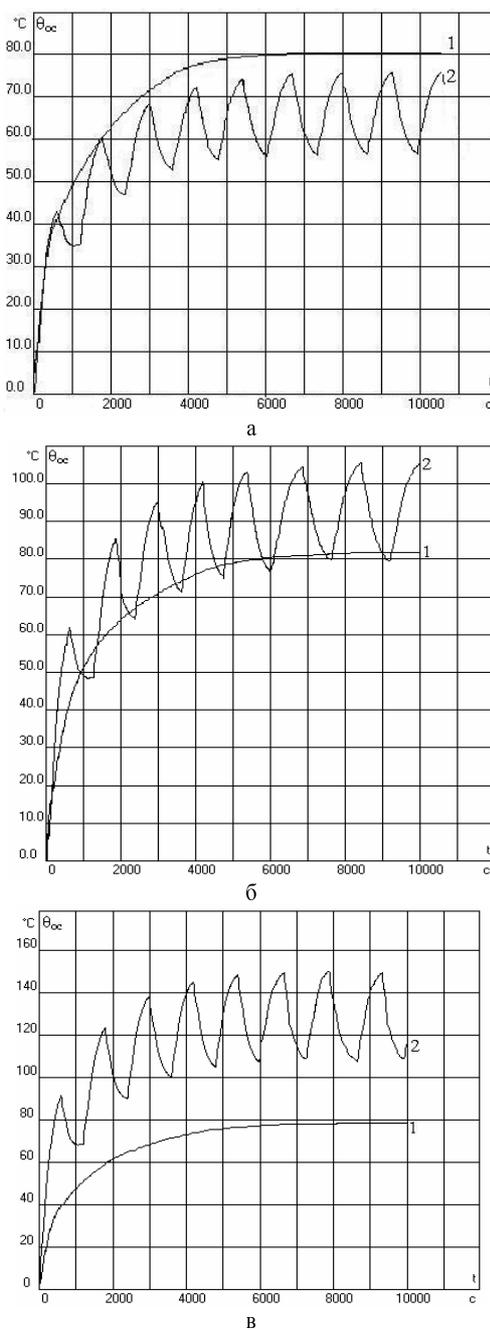


Рис. 1. Зависимости перегревов обмотки статора для продолжительного с номинальным моментом (1) и заданного перемежающегося (2) режимов: а – 4A180S4, б – 4A160M4, в – 4A160S4

Таблица 1

Результаты автоматизированного выбора		
Показатели	Двигатели	
	160M4	180S4
$\eta_{сн}$	98,888	100
$\cos\varphi_{сн}$	100	97,96
Приведенные затраты $ПЗ_{сн}$	20,796	0
Масса	25,03	0
Стоимость	22,04	0
Объем	6,24	0
Результат выбора (балл)	273	197,96

Как указывалось выше, задача выбора должна решаться с учетом и других функциональных показателей работы двигателя, а именно механических, виброакустических, динамических, пусковых показателей,

показателей механических характеристик. Результаты расчетов этих показателей, выполненные с помощью программы DIMDrive, представлены в табл. 2.

Таблица 2
Сравнение показателей двигателей при работе на заданную нагрузочную диаграмму

Двигатели	160M4	180S4
Параметры		
$P_{3\text{ст. АД}}$, грн	3593,7	4537,2
$\eta_{\text{ст. АД}}$	0,8875	0,8987
$\cos\phi_{\text{ст. АД}}$	0,8659	0,8449
Масса АД, кг	147,269	196,427
Стоимость АД, грн	2041,53	2618,64
Объем АД, м ³	0,01332	0,01421
Прогиб вала, %	4,2	5,8
Расчетная критическая частота вращения, об/мин	13500	9700
Требуемая прочность вала, кПа	41	43
Требуемая динамическая грузоподъемность подшипников, кН	18,5	22
Уровень механической виброскорости в осевом направлении, (мм/с)	0,99	0,7
Уровень механической виброскорости в радиальном направлении, (мм/с)	0,76	0,67
Общий уровень магнитной виброскорости, (дБ)	94	89
Уровень магнитного виброускорения, (дБ)	93,8	88,7
Уровень магнитного шума, (дБ)	77	72
Уровень вентиляционного шума, (дБ)	77	80
Кратность пускового тока	5,2	5,88
Кратность пускового момента	1,05	1,3
Бросок тока при переходном процессе, А	48	50
Бросок момента при переходном процессе, Н·м	178	182
Время переходного процесса, с	0,35	0,4
Относительная жесткость механической характеристики, о. е.	1,7	1,68
Перегрузочная способность, о.е.	2,6	2,3

Кроме вышеперечисленных показателей в таблице даются среднециклические приведенные затраты, среднециклические энергетические показатели, массо-габаритно-стоимостные показатели.

Программа DIMDrive позволяет использовать при автоматизированном выборе как ограничение любой из вышерассмотренных функциональных показателей.

ВЫВОДЫ

1. Существующие методики выбора АД для различных режимов работы базируются только на косвенной оценке температурного режима и не учитывают других факторов.

2. Прямой выбор АД для различных режимов работы заключается в использовании энергетических, массо-габаритно-стоимостных критериев при выборе и осуществляется после проверки по результатам теплового расчета удовлетворяются ли соответствующие температуры задаваемым ограничениям.

3. Выбор может осуществляться с учетом определенных ограничений, к числу которых относят механические, виброакустические, динамические, пусковые показатели, показатели механических характеристик.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- ГОСТ 183-74. Машины электрические вращающиеся. Общие технические требования
- Нестационарные тепловые расчеты в электрических машинах. Беспалов В.Я., Дунайкина Е.А., Мошинский Ю.А./ Под редакцией Б.К.Клокова. – М.: Моск. энерг. ин-т, 1987. – 72 с.

- Дунайкина Е.А. Разработка модификации асинхронных двигателей единой серии 4А ($h=56-132$ мм) для кратковременных режимов: Автореф. дис... канд. техн. наук: 05.09.01 / Московский ордена Ленина и ордена Октябрьской революции энергетический институт. – Москва, 1986. – 20 с.

- Москаленко В.В. Автоматизированный электропривод. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 418 с.

- Справочник по автоматизированному электроприводу / Под ред. В.А. Елисеева, А.В. Шинянского. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 616 с.

- Справочник по электрическим машинам.: В 2 т. / Под общ. редакцией докт. техн. наук И.П. Копылова, канд. техн. наук Б.К. Клокова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – Т1. – 456 с. – Т2. – 688 с.

- Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. Теория автоматизированного электропривода. – М.: Энергия, 1979. – 616 с. Клоков Б.К. Расчет вытеснения тока в стержнях произвольной конфигурации // Электротехника. – 1969. - №9. - С. 48 -51.

- Петрушин В.С., Рябинин С.В., Якимец А.М. Анализ потерь и теплового состояния асинхронного двигателя при частотном управлении. Праці Інституту електродинаміки НАН України. - Київ: ІЕД НАН України, 1999. - Вип. 1. С. 31-36.

- Петрушин В.С., Рябинин С.В., Якимец А.М. Расчет температур конструктивных элементов асинхронных двигателей в динамических режимах. // Вісник Національного університету "Львівська політехніка", № 403, Львів, 2000, С. 145-149.

- Петрушин В.С., Рябинин С.В., Якимец А.М. Анализ потерь и теплового состояния асинхронного двигателя при параметрическом управлении // Техническая електродинаміка, №4, 2000, С. 34-38.

- Петрушин В.С., Якимец А.М. Универсальная тепловая схема замещения регулируемых асинхронных двигателей // Електромашинобудування та електрообладнання: Міжвід.наук.-техн. зб. – 2002.– Вип. 59.– С. 75-79.

- Петрушин В.С., Якимец А.М., Кобрин В.Л. Тепловые расчеты нестационарных режимов работы асинхронных двигателей регулируемых электроприводов // Електротехніка і електромеханіка: Науково-практичний журнал. – 2003. – №4. – С. 65 – 68.

- Петрушин В.С., Якимец А.М., Груша А.В., Каленик О.В. Энергетические и тепловые показатели регулируемых асинхронных двигателей с учетом высших пространственно-временных гармоник // Електромашинобудування та електрообладнання: Міжвід.наук.-техн. зб., вип. 70, 2008, С. 68 – 71.

- Петрушин В.С., Рябинин С.В., Якимец А.М. Программный продукт "DIMASDrive". Программа анализа работы, выбора и проектирования асинхронных короткозамкнутых двигателей систем регулируемого электропривода (свидетельство о регистрации программы ПА №4065). Киев: Министерство образования и науки Украины, Государственный департамент интеллектуальной собственности, 26.03.2001.

- Петрушин В.С. Поэтапный выбор серийных асинхронных двигателей для систем частотного электропривода//Технічнат електродинаміка. Тематичний випуск. – 2002. – Частина 3. – С. 41 – 44.

Поступила 22.10.08

Петрушин Виктор Сергеевич, д.т.н., проф.,

Якимец Андрей Миронович, к.т.н., доц.,

Груша Андрей Васильевич

Одесский национальный политехнический университет

Украина, 65044, Одесса, пр-т Шевченко, 1, ОНПУ,

кафедра "Электрические машины"

тел. (8-048) 779-74-94, 779-76-80,

e-mail: victor_petrushin@ukr.net, yakimets@i.ua

ОПРЕДЕЛЕНИЕ И ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОКАЗАТЕЛЯ РЕЖИМА НАГРУЗКИ СИЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА В СИСТЕМЕ МОНИТОРИНГА И УПРАВЛЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОМ

Розглядаються теоретичні та практичні питання визначення показнику режиму навантаження потужного маслонаповненого трансформатора та принципи його використання у системі моніторингу та керування трансформатором як узагальнюючого показника ризиків прискореного термічного износу та миттєвого пробоя ізоляції трансформатора.

Рассматриваются теоретические и практические вопросы определения показателя режима нагрузки силового маслонаполненного трансформатора и принципы его использования в системе мониторинга и управления трансформатором как обобщенного показателя рисков ускоренного термического износа и мгновенного пробоя изоляции трансформатора.

ВВЕДЕНИЕ

Системы мониторинга и управления силовыми трансформаторами (СМУ) предоставляют оперативному персоналу подстанции большое количество первичной информации о текущих значениях параметров и условиях использования трансформатора [1, 2]. В долговременной памяти компьютера СМУ организован архив этих значений за предыдущие периоды эксплуатации трансформатора. Совершенствование методологии использования этой информации является актуальной задачей имеющей важное теоретическое и практическое значение. В частности существует дефицит обобщающих показателей, анализ которых позволил бы своевременно выявить опасные тенденции в использовании трансформатора.

Одной из важных задач, решаемых СМУ в процессе эксплуатации трансформатора, является оценка технического состояния его изоляции. Для маслонаполненных силовых трансформаторов в нормативной литературе [3-6] приведены факторы определяющие термический износ и риск немедленного отказа изоляции.

К моменту написания настоящей статьи, действующими в Украине являются стандарты ДСТУ 3463-96 и ГОСТ 14209-97 введенные на замену ГОСТ 14209-85. Оба эти стандарта представляют собой полный аутентичный текст стандарта МЭК 354 (1991) "Руководство по нагрузке силовых масляных трансформаторов" с добавлениями, набранными курсивом. Сам стандарт МЭК 354 (IEC 354), после перехода МЭК на пятицифровые, обозначения стандартов получил обозначение IEC 60354. В настоящее время на замену стандарта IEC 60354 разрабатывается стандарт IEC 60076-7 [5].

В связи с темой статьи отметим, что в официальном издании ГОСТ 14209-97 и ДСТУ 3463-96 в разделе 2.6 имеется ряд неточностей, связанных с определением термического износа изоляции. В частности, в формуле "Скорость износа = постоянная * $e^{-p\theta}$ ", определенной на основании формулы (6) стандартов [3, 4], перед коэффициентом p должен стоять знак "+". Формула (7) основана на отношении Монтсингера с постоянным коэффициентом p в диапазоне температур от 80 до 140 °С. А в примере приложения L, эта формула применяется при температурах вне этого диапазона.

Формула (8) определяет не относительный износ изоляции, а среднюю относительную скорость износа.

ЦЕЛЬ ИССЛЕДОВАНИЙ

В стандартах [3-5] даны рекомендации по допустимым режимам нагрузок превышающих номинальную мощность трансформатора, выделены такие режимы нагрузки, как режим систематических нагрузок (СН) (normal cyclic loading), режим продолжительных аварийных перегрузок (ПАП) (long-time emergency loading) и режим кратковременных аварийных перегрузок (КАП) (short-time emergency loading).

В режиме СН средняя относительная скорость термического износа изоляции не должна превышать единицу. А в режиме ПАП эта скорость может быть больше единицы, но не более некоторой допустимой величины. В режиме КАП определяющим является риск немедленного пробоя изоляции в результате роста температуры наиболее нагретой точки изоляции. Для каждого режима и категории трансформатора в стандартах установлены предельно допустимые значения тока нагрузки в относительных единицах, температуры масла в верхних слоях и температуры наиболее нагретой точки изоляции.

Таким образом, режим нагрузки трансформатора учитывает влияние комплекса факторов на техническое состояние изоляции и его перспективно использовать в СМУ трансформатором в качестве обобщающего показателя. Вместе тем, в известной автору литературе, отсутствует методики определения и использования показателя режима нагрузки для целей оперативного управления трансформатором в процессе эксплуатации СМУ. Технические возможности СМУ, в частности наличие в их составе мощных вычислительных устройств, позволяют повысить информативность показателя режима нагрузки.

Целью исследований является определение показателя нагрузки трансформатора в СМУ трансформатором, разработка методики его использования и путей повышения информативности.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

В качестве показателя режима нагрузки предлагается использовать следующие показатели:

1. Факт нахождения нагрузки трансформатора в

системе ограничений определяющих один из режимов нагрузки.

2. Степень близости режима нагрузки к более тяжелому режиму по последствиям для изоляции трансформатора.

3. Продолжительность работы трансформатора в определенном режиме нагрузки.

Для определения факта нахождения нагрузки трансформатора в определенном режиме рассмотрим четырехмерное пространство с осями: средняя скорость термического износа изоляции V_{av} , за определенный временной интервал эксплуатации трансформатора; коэффициент нагрузки K_{load} , температура масла в верхних слоях Θ_{oh} и температура наиболее нагретой точки изоляции Θ_{ihp} . Геометрически, заданные в стандартах [3-5], предельно допустимые значения V_{avi} , K_{loadi} , Θ_{ohi} , Θ_{ihpi} для i -го режима нагрузки определяют в этом пространстве некоторую область M_i , а актуальные значения V_{av} , K_{load} , Θ_{oh} , Θ_{ihp} - точку X . Факт нахождения нагрузки трансформатора в i -м режиме имеет место если $X \subset M_i$.

Аналитически режим СН зададим системой неравенств

$$\begin{aligned} 0 &\leq K_{load} \leq K_{load1}; \\ \Theta_{ohmin} &\leq \Theta_{oh} \leq \Theta_{oh1}; \\ \Theta_{ihpmin} &\leq \Theta_{ihp} \leq \Theta_{ihp1}; \\ V_{av} &\leq 1, \end{aligned} \quad (1)$$

где K_{load1} , Θ_{oh1} , Θ_{ihp1} - предельные значения соответствующих параметров для режима СН, установленные в стандарте;

Введем логическую переменную $mode1$ "режим СН", значение которой определяется по результатам проверки неравенств (1)

$$mode1 = \begin{cases} 1, & \text{если } (0 \leq K_{load} \leq K_{load1}) AND \\ & (\Theta_{ohmin} \leq \Theta_{oh} \leq \Theta_{oh1}) AND \\ & (\Theta_{ihpmin} \leq \Theta_{ihp} \leq \Theta_{ihp1}) AND \\ & V_{av} \leq 1; \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (2)$$

где AND - логическая операция И.

Далее введем логическую переменную $mode2$ "режим ПАП", значение которой определяется по результатам проверки значения переменной $mode1$ и неравенств

$$\begin{aligned} K_{load} &\leq K_{load2}; \\ \Theta_{oh} &\leq \Theta_{oh2}; \\ \Theta_{ihp} &\leq \Theta_{ihp2}; \\ 1 &< V_{av} \leq V_{avmax} \end{aligned} \quad (3)$$

где K_{load2} , Θ_{oh2} , Θ_{ihp2} - предельные значения соответствующих параметров для режима ПАП, установленные в стандарте; V_{avmax} - максимальная допустимая для пользователя скорость V_{av} . Логическую про-

цедуру определения значения переменной $mode2$ опишем выражением

$$mode2 = \begin{cases} 1, & \text{если } NOT(mode1) AND \\ & (K_{load} \leq K_{load2}) AND \\ & (\Theta_{oh} \leq \Theta_{oh2}) AND \\ & (\Theta_{ihp} \leq \Theta_{ihp2}) AND \\ & 1 < V_{av} \leq V_{avmax}; \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (4)$$

где NOT - логическая операция НЕ.

Другим словами, из выражения (4) следует, что $mode2 = 1$ если не выполняется хотя бы одно неравенство из (1) и выполняются неравенства (3).

Логическую переменную $mode3$ "режим КАП", определим по результатам проверки значения переменных $mode1$, $mode2$ и неравенств

$$\begin{aligned} K_{load} &\leq K_{load3}; \\ \Theta_{oh} &\leq \Theta_{oh3}; \\ \Theta_{ihp} &\leq \Theta_{ihp3}; \\ 1 &< V_{av} \leq V_{avmax}, \end{aligned} \quad (5)$$

где K_{load3} , Θ_{oh3} , Θ_{ihp3} - предельные значения соответствующих параметров для режима КАП, установленные в стандарте. Логическую процедуру определения значения переменной $mode3$ опишем выражением

$$mode3 = \begin{cases} 1, & \text{если } NOT(mode1) AND \\ & NOT(mode2) AND \\ & (K_{load} \leq K_{load3}) AND \\ & (\Theta_{oh} \leq \Theta_{oh3}) AND \\ & (\Theta_{ihp} \leq \Theta_{ihp3}) AND \\ & (1 < V_{av} \leq V_{avmax}); \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (6)$$

Нормативная литература [3] не содержит определения режима нагрузки, в котором не выполняется хотя бы одно из неравенств (5). Назовем такой режим "режимом недопустимых перегрузок" (НП). Логическую процедуру определения значения переменной $mode4$ для этого режима опишем выражением

$$mode4 = \begin{cases} 1, & \text{если } (K_{load} > K_{load3}) OR \\ & (\Theta_{oh} > \Theta_{oh3}) OR (\Theta_{ihp} > \Theta_{ihp3}) OR \\ & (V_{av} > V_{avmax}); \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (7)$$

где OR - логическая операция ИЛИ.

Требует уточнения методика определения актуальных значений параметров режима нагрузки трансформатора средствами СМУ. Если температура Θ_{oh} непосредственно измеряется, то другие величины определяются в результате расчета и (или) логических процедур выбора.

Так, коэффициент K_{load} рассчитывается по формуле I_{load} / I_{nom} , где I_{load} - измеренный ток нагрузки, а I_{nom} - номинальный ток нагрузки. В общем случае различные части изоляции трансформатора могут ра-

ботать в разных режимах нагрузки. Например, в результате неравномерной нагрузки трансформатора по фазам или обмоткам. В этом случае для расчета K_{load} выбирается наиболее нагруженная фаза обмотки.

Значение средней скорости V_{av} вычисляется по формуле [5]:

$$V_{av} = \frac{1}{(T_{end} - T_{begin})} \int_{T_{begin}}^{T_{end}} V dt, \quad (8)$$

где V - мгновенная скорость термического износа изоляции трансформатора; T_{begin} , T_{end} - моменты времени начала и окончания определения средней скорости V_{av} . Мгновенная скорость V , в зависимости от материала из которого выполнена изоляция, определяется по формулам:

- для обычной бумаги, применяемой в трансформаторах, отвечающих требованиям ГОСТ 11677 (non-thermally upgraded insulation paper [5])

$$V = 2^{(\Theta_{ihp} - 98)/6}; \quad (9)$$

- для термической высококачественной бумаги (thermally upgraded insulation paper [5])

$$V = e^{\left(\frac{15000}{110 + 273} - \frac{15000}{\Theta_{ihp} + 273} \right)}. \quad (10)$$

Реально, "мгновенная" скорость V определяется на начало временного интервала Δt обновления параметров в СМУ и считается постоянной в пределах этого интервала. Величина Δt составляет единицы минут ($\Delta t = 2$ мин в СМУ [2]) и соизмерима с постоянной времени обмотки трансформатора. Целесообразно уменьшать Δt по мере идентификации факта развития более "тяжелого" режима.

Уточним границы применимости формул (9) и (10). Как уже отмечалось, стандарты [3, 4] ограничивают применимость формулы (9) температурами наиболее нагретой точки изоляции в диапазоне 80-140 °С. Применение этой формулы, например при температуре 56 °С, дает относительную скорость износа 0,0078. То есть изоляция со сроком службы 25 лет будет стареть $25/0.0078 = 3205$ лет! В этих условиях определяющим, по-видимому, будет риск износа изоляции не связанный с током нагрузки.

В стандарте [5] введение формул (9) и (10) обосновано ссылкой на стандарт [6] и также не содержит указаний о нижней границе температур $\Theta_{ihp \min}$ в этих формулах и, соответственно, минимальной скорости износа изоляции $V_{av \min}$. Предлагается оценивать минимальную скорость износа по формуле

$$V_{\min} = T_{norm} / T_{xp}, \quad (11)$$

где T_{norm} - нормальный срок службы изоляции в условиях эксплуатации трансформатора; T_{xp} - нормальный срок хранения трансформатора без нагрузки. После подстановки в (11) значения $V_{\min}(\Theta_{ihp \min})$ из формул (9) и (10), соответственно получим:

$$\Theta_{ihp \min} = 98 + 6 \log_2(T_{norm} / T_{xp}) \text{ } ^\circ\text{C}. \quad (12)$$

$$\Theta_{ihp \min} = \frac{15000}{\left(\frac{15000}{110 + 273} - \ln(T_{norm} / T_{xp}) \right)} - 273 \text{ } ^\circ\text{C}. \quad (13)$$

Например, при $T_{norm} = 25$ лет и $T_{xp} = 400$ лет, получим по формулам (12) и (13) $\Theta_{ihp \min}$, соответственно 74 °С и 84 °С. Вопрос о верхней границе скорости износа требует дополнительного исследования, поэтому, будем полагать, что формулы (9) и (10) справедливы вплоть до температур при которых произойдет пробой изоляции. Таким образом, скорость V будем определять по формулам (9), (10), если $\Theta_{ihp} \geq \Theta_{ihp \min}$, иначе примем $V = V_{\min}$.

Величину временного интервала $T_{end} - T_{begin}$ вычисления средней скорости V_{av} целесообразно установить в зависимости от "тяжести" режима: для режима СН - календарные сутки; для режима ПАП - (3 - 4) величины постоянной времени трансформатора; - для режима КАП - полчаса и для режима НП - (1 - 2) величины Δt .

Температура Θ_{hp} измеряется с помощью специального сенсора, а в его отсутствие рассчитывается по методикам [3-5] как функция измеренных значений температур окружающей среды, верхних слоев масла и выбранного коэффициента температуры наиболее нагретой точки.

Параметры, не удовлетворяющие требованиям более "легкого" режима могут быть использованы для оценки "степени тяжести" более "тяжелого" режима нагрузки. Так, параметры, не удовлетворяющие требованиям режима СН, могут быть использованы для оценки "степени тяжести" режима ПАП. Например, очевидно, что одновременное невыполнение ограничений режима СН по всем параметрам это более тяжелый режим, чем, если не выполнено только одно ограничение. Информативность показателя режима нагрузки повысится, если сопровождать его количественной оценкой превышения ограничений.

Выполним эту оценку с использованием теории нечеткой логики. С этой целью введем показатель "степени тяжести" i -го режима нагрузки как лингвистическую переменную W_i , определенную на числовом интервале [0, 1]. Значение W_i вычислим по алгоритму Мамдани с помощью нечеткого контроллера с входными лингвистическими переменными коэффициента K_{load} , температуры Θ_{oh} масла в верхних слоях, температуры Θ_{ihp} наиболее нагретой точки изоляции и средней скорости V_{av} износа изоляции.

Область определения входных лингвистических переменных контроллера W_i для режимов СН, ПАП и КАП - это интервалы значений $[0, K_{loadi}]$, $[\Theta_{oh \min}, \Theta_{ohi}]$, $[\Theta_{ihp \min}, \Theta_{ihpi}]$, $[0, V_{avi}]$, где V_{avi} - ограничение по скорости V_{av} для i -го режима. Для режима НП верхние границы соответствующих интервалов предлагается устанавливать с учетом возможностей конкретного трансформатора выдержи-

вать недопустимые перегрузки. Например:
 $K_{load4} = (2 \div 3)K_{load3}$, $\Theta_{oh4} = (1.1 \div 1.3)\Theta_{oh3}$,
 $\Theta_{ihp4} = (1.05 \div 1.1)\Theta_{ihp3}$, $V_{load4} = (2 \div 5)V_{load3}$.

При определении терм-множеств входных и выходной лингвистических переменных контроллера W_i ограничимся тремя термами с условными наименованиями малое (**L**), среднее (**M**) и большое (**B**) значение и кусочно-линейными аппроксимациями функций принадлежности Z – образной (для терма **L**), трапециевидной (для терма **M**) и S – образной (для терма **B**) формы. Условия правил контроллера W_i представляют собой объединение с помощью операции нечеткой конъюнкции "И" подзаклучений о принадлежности значения каждой входной переменной определенному терму. Пример правила:

IF($K_{load} = \text{"B"}$) **AND**($\Theta_{oh} = \text{"B"}$) **AND**($\Theta_{ihp} = \text{"B"}$) **AND**($V_{av} = \text{"B"}$) **THEN** ($W_i = \text{"B"}$).

В соответствии с требованиями стандарта IEC 61131-7, контроллер W_i представлен в форме программы на языке FCL (Fuzzy Control Language).

Продолжительность работы трансформатора в определенном режиме нагрузки может быть использована как показатель "степени тяжести" нагрузки. Так, увеличение продолжительности пребывания в режимах нагрузки ПАП, КАП и НП за некоторый промежуток времени – индикатор негативных тенденций в нагрузке, с точки зрения последствий для изоляции трансформатора.

При использовании показателя нагрузки трансформатора в СМУ необходимо дополнительно решить следующие вопросы: определить возможность расчета показателя и корректность исходных данных; выбрать наиболее критичную часть изоляции трансформатора; выполнить расчет текущего значения показателя; выполнить расчет динамики изменения показателей по сравнению с предыдущими значениями и визуализировать результаты оценок и расчетов.

Невозможность расчета показателя нагрузки может быть вызвана отказами датчиков, модулей и каналов доставки данных в приложение человеко-машинного интерфейса, исполняющееся в компьютере АРМ оператора СМУ. Отказы датчиков распознаются путем анализа значений тегов данных или контроллерных тегов, представляющих биты словосостояния аналогового входного модуля контроллера СМУ. Факт неполноты входных данных целесообразно визуализировать и отразить в подсистеме тревожной сигнализации, а расчет показателей режима нагрузки выполнить с оценкой недостающих данных, например по последнему считанному "нормальному" значению.

Визуальная компонента проекта приложения визуализации СМУ трансформатора, в части оценки режима нагрузки трансформатора, может включать: графические дисплеи рассчитанных показателей; экраны текстовых сообщений о тревожных тенденциях динамики значений показателей режима нагрузки и рекомендации оператору; тренды текущих значений, круговые и (или) столбиковые диаграммы соотношения продолжительности нахождения трансформатора в каждом режиме нагрузки в некоторый период времени (час, сутки, неделю и т.п.).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Показатели режима нагрузки учитывают комплекс факторов определяющих риски эксплуатации трансформатора с точки зрения технического состояния его изоляции.

Предложенные определения и показатели режимов нагрузки предполагается использовать при разработке программного обеспечения СМУ.

В стандартах по нагрузке масляных силовых трансформаторов, как действующих, так находящихся в стадии разработки, не учтены особенности оценки режимов работы трансформаторов с помощью автоматизированных СМУ. Стандартизация вопросов применения СМУ, в том числе в части измерения параметров и оценки технического состояния изоляции, будет полезна для совершенствования этого перспективного оборудования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Pink T, Stewart P. Power Transformer Control System Developments providing improved reliability and increased overload capacity // Proceeding of TechCon@2004 North America (San Antonio, Texas, January 28,29, 2004), pp 73-88.
2. Рассальский А.Н. Система мониторинга и управления силовых трансформаторов.- *Электротехника і Електромеханіка*. 2005, №2.
3. ДСТУ 3463-96 Керівництво з навантаження силових масляних трансформаторів.
4. ГОСТ 14209-97. Руководство по нагрузке силовых масляных трансформаторов.
5. IEC 60076-7 Ed. 1: Power transformers - Part 7: Loading guide for oil-immersed power transformers. Final draft international standard.
6. IEEE standard C57.91: 1995, IEEE Guide for loading mineral-oil-immersed transformers.

Поступила 22.10.08

Поляков Владимир Сергеевич, к.т.н., доц.
 Запорожский национальный технический университет
 Украина, 69063, Запорожье, ул. Жуковского, 64, ЗНТУ,
 кафедра "Электрические аппараты"
 тел.(061) 228-16-10, e-mail: polyakov@zntu.edu.ua

ДОСЛІДЖЕННЯ АВТОНОМНОЇ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ НА БАЗІ АСИНХРОННОЇ МАШИНИ В НЕСИМЕТРИЧНОМУ РЕЖИМІ РОБОТИ

Проведено дослідження впливу параметрів асинхронної машини на її ступінь використання та характеристики в режимі автономного генератора при трифазному та однофазному навантаженнях та спрощеній несиметричній системі збудження.

Проведены исследования влияния параметров асинхронной машины на её степень использования и характеристики в режиме автономного генератора при трехфазной и однофазной нагрузках и упрощенной несимметричной системе возбуждения.

Автономні електромеханічні системи знаходять широке застосування в галузях промисловості, будівництва, сільськогосподарського виробництва, побути. Електрогенераторні системи необхідні як для гарантованого живлення широкого класу споживачів, які не допускають перерви електроживлення (птахоферми, доїльні установки, холодильники), так і для об'єктів, віддалених від стаціонарних електромереж (польові стани, літні табори, фермерські і селянські господарства).

Відомо, що при інших рівних умовах асинхронні генератори на базі асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором за якістю вироблюваної електроенергії не поступаються спеціальним синхронним генераторам з постійними магнітами, але програють в масо-габаритних показниках системи збудження і в складності системи стабілізації напруги. Сучасні досягнення в галузі конденсаторобудування та силової напівпровідникової техніки створили передумови побудови ефективних автономних асинхронних генераторів (ААГ) малої та середньої потужності [1, 2].

При побудові асинхронного генератора на базі асинхронного двигуна загальнопромислового призначення постає питання допустимості по тепловому навантаженню потужності, що може виробляти асинхронна машина (АМ) в генераторному режимі роботи.

В номінальному режимі роботи в якості двигуна АМ споживає електричну потужність

$$P_{\text{дв}} = \sqrt{3} U_N I_N \cos \varphi_{\text{дв}} = \frac{P_N}{\eta_N} \cdot 100, \quad (1)$$

де U_N, I_N – номінальні лінійні напруга та струм статора, $\cos \varphi_{\text{дв}}$ – номінальний коефіцієнт потужності двигуна, P_N – номінальна механічна потужність двигуна на валу, η_N – номінальний ККД двигуна. В генераторному режимі та же АМ виробляє електричну потужність

$$P_{\text{ген}} = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos \varphi_{\text{ген}}, \quad (2)$$

де $\cos \varphi_{\text{ген}}$ – коефіцієнт потужності АМ в генераторному режимі, методика розрахунку якого базується на використанні схеми заміщення асинхронної машини з урахуванням насичення магнітного кола і змінних втрат у сталі. При умові підтримання стабільної лінійної напруги генератора $U_{\text{л}} = U_N$, допустиме тривале значення $P_{\text{ген}}$ визначимо як потужність, при якій лінійний струм не перевищує номінальний, тобто $I_{\text{л}} = I_N$. Тоді допустима (габаритна) потужність асинхронного генератора (в триваломому симетричному режимі роботи) дорівнює

$$P_{\text{ген}} = \sqrt{3} U_N I_N \cos \varphi_{\text{ген}} = P_{\text{дог}} \frac{\cos \varphi_{\text{ген}}}{\cos \varphi_{\text{дв}}} = \frac{P_N}{\eta_N} \cdot 100 \cdot \frac{\cos \varphi_{\text{ген}}}{\cos \varphi_{\text{дв}}}. \quad (3)$$

В формулі (3) невідомим є параметр $\cos \varphi_{\text{ген}}$. Інші параметри є каталожними даними.

Як показали дослідження [3], відношення коефіцієнтів потужності в генераторному режимі та режимі двигуна $\cos \varphi_{\text{ген}} / \cos \varphi_{\text{дв}}$ при номінальних значеннях

напруг і струмів завжди менше одиниці. Це означає згідно з формулою (1), що при виконанні умови неперевикнення допустимого теплового навантаження, АМ в генераторному режимі здатна виробляти меншу електричну потужність, ніж потужність, що споживає та же АМ в номінальному режимі двигуна. Отже, при проектуванні ААГ на базі асинхронного двигуна загальнопромислового призначення необхідно знижувати його потужність порівняно з номінальною електричною потужністю $P_{\text{дв}} = \frac{P_N}{\eta_N} \cdot 100 \cdot \frac{\cos \varphi_{\text{ген}}}{\cos \varphi_{\text{дв}}}$ раз. Роз-

рахунки [3] показали, що це заниження тим більше, чим менша номінальна потужність і чим більша кількість пар полюсів.

Відомо, що в галузях АПК, комунального господарства та будівництва переважає змішане трифазно-однофазне навантаження (наприклад, асинхронні двигуни і освітлення), тобто несиметричне активно-індуктивне навантаження. Несиметричний режим роботи автономного асинхронного генератора обумовлює деяке зниження його габаритної потужності порівняно з викладеною вище для ААГ, що працює в симетричному режимі роботи. Це зниження обумовлене виникненням додаткових втрат в АМ від зворотного поля. Несиметрія може бути обумовлена як несиметричним навантаженням (однофазним або змішаним трифазно-однофазним), так і несиметричною системою збудження.

Крім того, в режимі роботи з несиметричним навантаженням (однофазне, змішане трифазно-однофазне навантаження) струми фаз можуть суттєво відрізнятись один від одного, що спричиняє нерівномірний нагрів статора. Як наслідок, навіть при сумарних втратах в АМ на рівні номінальних виникає небезпека локального перегріву фази трифазної обмотки, що несе найбільше навантаження.

Вказані додаткові втрати і нерівномірний нагрів знижують габаритну потужність машини при роботі в несиметричному режимі. В літературі описані та досліджені ряд схем ААГ, що призначені для роботи на однофазне навантаження [4, 5]. В цьому режимі оптимальними вважаються схеми з несиметричною системою збудження, що дозволяють в деякій мірі спростити систему стабілізації напруги при неповній компенсації напруги зворотної послідовності.

Задача досягнення повної симетрії на обмотках статора АМ є досить складною технічною задачею, що потребує неперервного регулювання по заданому закону ємностей конденсаторів системи збудження в усьому діапазоні зміни навантаження, і в більшості випадків є невиправданою по економічним причинам. Також, на наш погляд, для користувачів в галузях ПК надлишковою є неперервна система стабілізації напруги, що до того ж погіршує масо-габаритні показники

генератора при використанні керованого дроселя або підвищує його вартість та складність при використанні напівпровідникових джерел реактивної потужності.

В даній роботі досліджується ААГ, що призначений як для живлення трифазного, так і однофазного навантаження (рис. 1). В зв'язку з цим для схеми ємнісної системи збудження вибраний компромісний варіант: початкове збудження досягається за допомогою симетрично включених конденсаторів С1-С3, що визначають рівень напругу холостого ходу генератора. Збільшення навантаження призводить до зменшення напруги генератора. Для запобігання цього застосована дискретна система стабілізації (СС) напруги, що складається з дискретно (східчасто) регульованої конденсаторної батареї з трьома секціями С4, С5, С6 та електронного регулятора (ЕР). Контроль напруги ведеться тільки по одній з фаз – по фазі С, за допомогою датчика напруги (ДН). В залежності від відхилення напруги від заданого значення регулятор підключає необхідну кількість секцій конденсаторної батареї паралельно фазі С. Таким чином, в процесі регулювання напруги, що відбувається із ростом навантаження, система стає несиметричною.

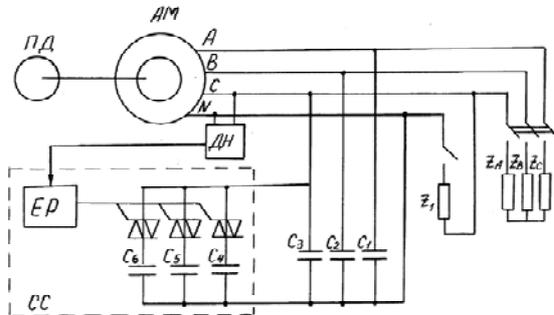


Рис.1. Схема автономного асинхронного генератора із змішаним навантаженням

Теоретичне дослідження режимів роботи ААГ в несиметричному режимі роботи є досить трудомісткою задачею, в тому числі і через змінність амплітуди магнітного потоку навіть у квазістатичному режимі, що виникає через еліптичність магнітного поля [6]. До того ж, на характеристики автономного генератора впливає нестабільність швидкості обертання первинного двигуна.

З метою оцінки впливу несиметричної системи збудження та стабілізації напруги на основні електричні параметри і робочі характеристики ААГ, схема якого представлена на рис. 1, були проведені експериментальні дослідження електроагрегату, що складається з трифазного асинхронного двигуна типу 4А100Л2У3 номінальною механічною потужністю 5,5 кВт, системи збудження з несиметричною дискретною системою стабілізації напруги та первинного двигуна (ПД), в якості якого використовувався карбюраторний двигун типу УД-25. Експерименти проводились при роботі на однофазне (Z_L) та трифазне (Z_A, Z_B, Z_C) навантаження. Критерієм визначення габаритної потужності ААГ в несиметричному режимі роботи, враховуючи нерівномірність нагріву обмотки статора в цьому режимі, будемо вважати умову неперевиконання статорним струмом будь-якої фази номінального значення.

Експериментальні дослідження показали, що габаритні потужності даного ААГ склали 4 кВт при трифазному симетричному навантаженні та 3,6 кВт при однофазному і були обмежені номінальним значенням струму в одній з фаз АМ. Ці потужності скла-

ли відповідно 68% та 61% від отриманого вище для цього двигуна значення габаритної потужності для симетричної системи збудження 5,9 кВт. Слід враховувати, що, окрім несиметрії фазних струмів, на таке зниження габаритної потужності також вплинула нестабільність швидкості обертання первинного двигуна. При роботі в діапазоні навантажень від нуля до габаритного небаланс напруг по фазам знаходився в межах 10%, відхилення напруги будь-якої фази від заданого значення не перевищувало 8%, найбільше відхилення частоти напруги від 50 Гц склало 4 Гц.

ВИСНОВКИ

- автономні генератори на базі асинхронних машин загальнопромислового призначення є конкурентоздатними джерелами енергії завдяки надійності, простоті конструкції та сучасним системам збудження, що вдосконалені завдяки новим високоефективним конденсаторам та напівпровідниковим елементам;
- при проектуванні асинхронного генератора слід враховувати, що допустима потужність, що генерує АМ в генераторному режимі (габаритна потужність ААГ) завжди менша, ніж потужність, що споживає та же АМ в номінальному режимі двигуна. Ступінь використання габарита АМ в генераторному режимі підвищується із збільшенням її номінальної механічної потужності і зменшенням полюсності;
- при роботі на однофазне або змішане трифазно-однофазне навантаження габаритна потужність ААГ зменшується порівняно з випадком симетричного трифазного навантаження через додаткові втрати від несиметрії струмів та нерівномірний нагрів статора. В цьому випадку є доцільним використання двох секцій конденсаторної батареї системи збудження: початкової симетричної системи збудження на холостому ході та несиметричної дискретно регульованої системи стабілізації напруги, що дозволяє досягти прийнятних показників якості вихідної електроенергії при досить простій конструкції ААГ.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Джендубаев А-З.Р. Об удельной массе асинхронных генераторов с возбуждением от конденсаторов типа К78-17 // Электротехника. - 1995. - №1. - С. 13-14.
2. Лищенко А.И., Мазуренко Л.И. Методика расчета рабочих характеристик асинхронного генератора с вентильным возбуждением по схемам замещения // Технічна електродинаміка. - 1999. - №2. - С. 28-32.
3. Лесник В.А., Мазуренко Л.И., Шуруб Ю.В., Джура А.В. Габаритная мощность асинхронной машины в генераторном режиме работы // Технічна електродинаміка. - 2004. - №2. - С. 32-35.
4. Лесник В.А., Мазуренко Л.И., Джура А.В. Уравновешенный режим работы однофазного асинхронного генератора с трехфазной обмоткой статора // Технічна електродинаміка. - 2003. - №3. - С. 29-33.
5. Fukami T., Kaburaki Y., Kawahara S., Miyamoto T. Performance Analysis of a Self-Regulated Self-Excited Single-Phase Induction Generator Using a Three-Phase Machine // IEEE Trans. On Energy Conv. - Vol.14, No.3. - Sept.1999. - P. 622-627.
6. Лесник В.А., Шуруб Ю.В. Учет дифференциальных параметров при математическом моделировании несимметричных режимов работы асинхронных генераторов // Технічна електродинаміка. - 2003. - №1. - С. 45-48.

Надійшла 25.09.08

Шуруб Юрій Вікторович к.т.н.
 Інститут електродинаміки НАН України
 Україна, 03680, Київ, пр-кт Перемоги, 56, тел. (044) 454-26-37

М.И. Баранов

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ШАРОВОЙ МОЛНИИ С ЭЛЕКТРОННЫМ ЯДРОМ, МИКРОДИПОЛЬНОЙ ВОДНОЙ ОБОЛОЧКОЙ И ЭЛЕКТРОДИНАМИКА ЕЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЗАРЯДОВ

Запропоновано уточнену фізико-математичну модель кульової блискавки (КБ) з негативно зарядженим центральним електронним ядром і електронейтральною зовнішньою дипольною водною оболонкою, що базується на протіканні коронного струму через її електричні диполі мікрочастинок води і його електродинамічній взаємодії із власним магнітним полем блискавки. Виконано розрахункові оцінки можливих рівнів коронного струму, напруженості магнітного поля і електродинамічних зусиль усередині активної мікрокаркасної сферичної зони КБ, а також ймовірних швидкостей кругового обертання у КБ електричних диполів оболонки з поляризаційними зарядами.

Предложена уточненная физико-математическая модель шаровой молнии (ШМ) с отрицательно заряженным центральным электронным ядром и электронейтральной внешней дипольной водной оболочкой, базирующаяся на протекании коронного тока через ее электрические диполи микрочастиц воды и его электродинамическом взаимодействии с собственным магнитным полем молнии. Выполнены расчетные оценки возможных уровней коронного тока, напряженности магнитного поля и электродинамических усилий внутри активной микрокаркасной сферической зоны ШМ, а также вероятных скоростей кругового вращения в ШМ электрических диполей оболочки с поляризационными зарядами.

ВВЕДЕНИЕ

В [1] автором была предложена и расчетным путем обоснована новая микрокаркасная модель такого природного электрофизического феномена и молекулярного накопителя атмосферного электричества как шаровая молния (ШМ). Как было показано в [1] эта предложенная модель ШМ базируется на присутствии внутри ее ограниченной активной сферической области центрального отрицательно заряженного электронного ядра радиусом r_e и расположенной снаружи него электронейтральной микродипольной водной оболочки радиусом r_0 . При этом автор ограничился исследованием электростатического взаимодействия радиально ориентированных электродиполей водяных микрочастиц-сфероидов, содержащих внутри себя поляризованные молекулы-сфероиды воды и обладающих на противоположных сторонах связанными поляризационными зарядами с поверхностной плотностью σ_e , с центральным электронным и относительно долгоживущим сгустком-образованием, выполняющим основообразующую и стабилизирующую роль ядра ШМ. В [1] была произведена расчетная оценка достигаемых внутри микрокаркасной водной оболочки молнии уровней электрических потенциалов (порядка ± 100 В), напряженностей сверхсильных электрических полей внутри и снаружи ШМ вблизи ее электродиполей (порядка 10^{11} В/м), а также объемных плотностей (порядка 10^{12} Дж/м³) и абсолютных показателей запасаемой в водной оболочке ШМ электрической энергии (порядка 1 МДж при $r_e=0,01$ м и $r_0=0,05$ м). Нерассмотренными в [1] оказались вопросы, связанные с короной и электродинамикой поляризованных зарядов электродиполей в ШМ.

Целью данной статьи является усовершенствование ранее предложенной автором приближенной физико-математической модели ШМ с внутренним микрокаркасом, направленное на учет протекания в ее дипольной водной оболочке радиального коронного тока и его электродинамического взаимодействия с собственным азимутальным магнитным полем ШМ.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ ШМ

Рассмотрим сферическую область ШМ, размещенную в воздушной атмосфере, содержащей взвешенные в воздухе при нормальных условиях (температура воздушной среды равна $T_0 = 0^\circ$ С, а ее давление составляет около $p_0 = 101,325$ кПа [2]) микрочастицы воды при активном влиянии на них электрофизических процессов, обычно сопровождающих линейную молнию (ЛМ) и предшествующих появлению в воздушной атмосфере ШМ (например, протекание в воздушной среде больших импульсных токов ЛМ; образование в ней от токов ЛМ сильноточных электронно-ионных плазменных каналов, которое сопровождается возникновением в локальных областях с влагой сильных электрических и магнитных полей). Пусть данная область ШМ в своем центре содержит сферическое электронное ядро радиусом r_e , вокруг которого расположена сферическая электронейтральная дипольная водная оболочка радиусом $r_0 > r_e$ (рис.). Принимаем, что присутствующие в каркасной оболочке ШМ микрочастицы и молекулы воды имеют геометрическую форму, близкую к сфероидам, и являются изотропным полярным диэлектриком, молекулы которого имеют связанные электроны, расположенные несимметрично относительно своих атомных ядер [1, 2]. Считаем, что образование таких водных сфероидов-диполей связано с воздействием на микрочастицы воды внешнего сверхсильного электрического поля с напряженностью E_B (например, от сильноточного канала ЛМ или от оставшихся в атмосфере после ее прохождения электронно-ионных образований), приводящим к дополнительной электронной и ориентационной поляризации диэлектрических микросфер воды, способствующих образованию дипольной конструкции ШМ. Полагаем, что данная электрическая поляризация для такого полярного диэлектрика как вода приводит к возникновению в ее молекулах индуцированного электрического дипольного момента p_e , обусловленного дополнительным простран-

венным смещением их сравнительно легких отрицательно заряженных электронных "облаков" относительно своих сравнительно тяжелых положительно заряженных ядер молекул воды [2]. На основании законов поляризации диэлектриков допускаем, что торцы изотропных сфероидов микрочастиц воды на своих поверхностях с наименьшим радиусом r_m содержат поляризационные некомпенсированные связанные электрические заряды противоположной полярности с поверхностной плотностью σ_e . Условимся, что при данной локальной концентрации радиально ориентированных электродиполей воды вокруг отрицательно заряженного центрального электронного ядра молнии расстояние r_{em} между закругленными торцами диполей микрочастиц влаги, а также между диполями и ядром ШМ составляет порядка габаритных размеров молекул воды до воздействия на них напряженности E_B внешнего сверхсильного электрического поля, равных $2r_m$ (см. рис.). Считаем, что поверхностная плотность σ_e поляризационных зарядов на торцах микрочастиц-сфероидов воды равна поверхностной плотности σ_m некомпенсированных поляризационных зарядов на поверхностях сфероидов-диполей молекул воды.

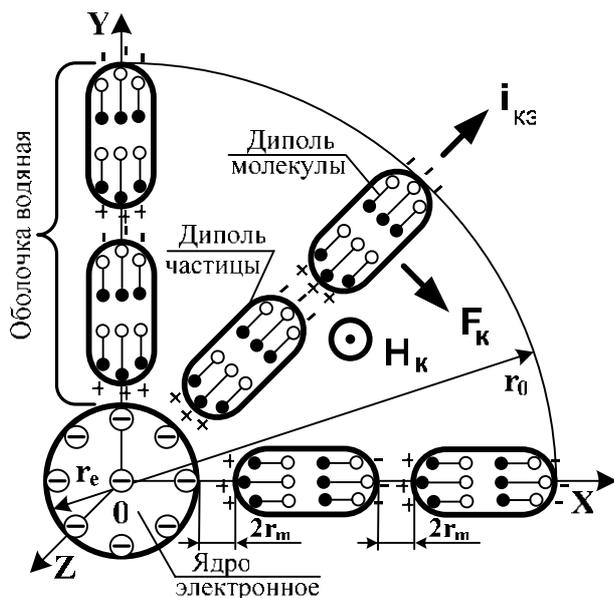


Рис. Уточненная радиальная структура и основные электродинамические элементы в микроаркасной модели ШМ

Воспользуемся допущением того, что в исследуемой микроаркасной конструкции ШМ радиальный ток короны протекает от первого к ядру сферического слоя микродиполей, каждый из которых на своих краях характеризуется электрическими потенциалами Φ_{e+} и Φ_{e-} противоположных знаков, а также имеет на торцах наименьшую кривизну радиусом r_m , к наружному сферическому слою объемного положительного заряда ионов воздуха с наименьшим внешним радиусом величиной r_0 , граничащему с объемным отрицательным зарядом, охватывающим снару-

жи всю дипольную оболочку ШМ, радиально смещающимся в сторону от ШМ в область слабого электрического поля и ограничивающим с нее ток короны. Наличие указанных слоев объемного электрического заряда вокруг коронирующей микродипольной оболочки ШМ не противоречит известным теориям электрической короны с металлических заряженных электродов, расположенных в воздушной среде [3].

В пользу возможности образования в электрически активной воздушной атмосфере подобной электронно-микродипольной конструкции ШМ качественно указывают данные, приведенные в [4] при получении искусственным путем в свободной воздушной атмосфере долгоживущих плазменных образований. Кроме того, в этом ряду подкрепляющих вероятные модели ШМ с внутренним микроаркасом научно-технических материалов находятся эксперименты, проведенные в лабораторных условиях и направленные на исследование возможности искусственного создания ШМ при помощи высокочастотных электрических разрядов в воздушной атмосфере [5]. Полученные в ходе этих экспериментов данные указывают на перспективность подобного направления исследований ШМ и ее искусственного генерирования.

Требуется с учетом принятых допущений разработать уточненную по сравнению с [1] электродинамическую модель ШМ и на ее основе выполнить расчетные оценки вероятных уровней тока короны, напряженности магнитного поля, электродинамических усилий и возможной скорости кругового вращения электродиполей в водной структурированной оболочке рассматриваемой микроаркасной модели ШМ.

2. РАСЧЕТНАЯ ОЦЕНКА УРОВНЯ ТОКА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ КОРОНЫ В ШМ

Расчет элементарного тока короны ШМ. Под элементарным током короны $i_{kЭ}$ в ШМ будем понимать радиальный ток с одиночного кругового микродипольного витка радиусом r_0 . Исходя из принятых допущений и расчетного подхода, изложенного в [3] при оценке тока короны в коаксиальной воздушной системе цилиндрических металлических электродов "круглый внутренний провод-наружная труба" с зарядами противоположной полярности, для модуля элементарного тока короны $i_{kЭ}$ в исследуемой модели ШМ запишем следующее приближенное выражение:

$$i_{kЭ} = \frac{4\pi^2 \epsilon_0 K_{и}^- U_k^2}{r_0 [\ln(r_0 \cdot r_m^{-1})]^2}, \quad (1)$$

где $U_k = |\Phi_{e+}| = |\Phi_{e-}|$ – модуль напряжения, соответствующего началу (протеканию) электрической короны с микродиполей-сфероидов в водной оболочке ШМ; $K_{и}^-$ – подвижность отрицательных ионов воздуха, окружающих наружный сферический слой микродиполей-сфероидов водной оболочки ШМ; $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная [2]; $|\Phi_{e+}|$, $|\Phi_{e-}|$ – модули электрических потенциалов краев микродиполей водной оболочки ШМ.

В принятом приближении выражению (1) согласно [3] будет соответствовать следующее соотношение для модуля напряженности E_k радиального электрического поля, отражающей начало (протекающие) короны в микродипольной модели ШМ:

$$E_k = U_k \cdot [r_m \ln(r_0 \cdot r_m^{-1})]^{-1}. \quad (2)$$

Численная оценка значений E_k по (2) показывает, что при исходных данных $U_k = |\varphi_{e+}| = |\varphi_{e-}| = 112$ В, $r_0 = 0,05$ м и $r_m = 1,925 \cdot 10^{-10}$ м, ранее полученных и использованных в [1], искомый уровень напряженности E_k радиального электрического поля оказывается примерно равным $3 \cdot 10^{10}$ В/м. Данное значение E_k приблизительно на порядок меньше уровня модуля напряженности E_{0H} сверхсильного радиального электрического поля, проявляемого снаружи исследуемой расчетной конструкции ШМ и составляющего согласно оценкам в [1] около $7,7 \cdot 10^{11}$ В/м. В этой связи использование принятого подхода при оценке значений элементарного тока короны $i_{kЭ}$ в ШМ не противоречит физическим данным, полученным в [1], и поэтому его можно считать вполне допустимым и приемлемым при приближенном расчете и анализе электрофизических процессов, протекающих в рассматриваемой физико-математической модели ШМ.

Расчет полного тока короны ШМ. Модуль полного радиального тока короны i_{kC} в микродипольной водной пространственно структурированной оболочке ШМ может быть рассчитан по следующей формуле:

$$i_{kC} = i_{kЭ} \cdot N_{Э}, \quad (3)$$

где $N_{Э}$ – число элементарных круговых радиусом r_0 микродипольных витков в оболочке ШМ.

При оценке значений $N_{Э}$ используем нижеследующее приближенное соотношение, вытекающее из принятой геометрии ядра и оболочки ШМ:

$$N_{Э} = 0,5 \pi r_e r_m^{-1}. \quad (4)$$

Тогда на основании (1), (3) и (4) для полного тока короны i_{kC} в рассматриваемой микрокаркасной с микродиполями воды конструкции ШМ получаем:

$$i_{kC} = \frac{2\pi^3 r_e \epsilon_0 K_n^- U_k^2}{r_0 r_m [\ln(r_0 \cdot r_m^{-1})]^2}. \quad (5)$$

Из (5) при указанных выше основных исходных численных данных, характерных для исследуемой микрокаркасной электрофизической модели ШМ ($U_k = 112$ В; $r_0 = 0,05$ м; $r_m = 1,925 \cdot 10^{-10}$ м; $K_n^- = 1,8 \cdot 10^{-4}$ (м/с)·(В/м)⁻¹ [3]) для полного тока короны i_{kC} следует численное значение, равное примерно 3,43 мА. Видно, что для рассматриваемой расчетной конструкции ШМ радиальный ток ее короны в окружающий атмосферный воздух с последнего шарового слоя микродиполей оболочки, имеющих отрицательно заряженные наружные края, составляет незначительные величины. В случае постоянства этого тока короны при времени "жизни" ШМ, равном t_k , величину модуля

электрического заряда q_e , сосредоточенного внутри электронного ядра молнии, можно оценить из следующего приближенного соотношения:

$$q_e = i_{kC} \cdot t_k. \quad (6)$$

В случае, когда $i_{kC} = 3,43$ мА и $t_k = 60$ с из (6) вытекает, что величина заряда q_e для ШМ с принятым предельным временем ее "жизни" t_k [1] принимает численное значение около 0,2 Кл. Способен ли такой электрический заряд q_e создать вблизи электронного ядра ШМ, окруженного поляризованными микрочастицами воды, сверхсильное электрическое поле? Подставив данное значение заряда q_e в вытекающую из фундаментальной теоремы Остроградского-Гаусса [3] формулу для оценки уровня модуля напряженности E_{eH} радиального электрического поля вблизи электронного ядра ШМ радиусом $r_e = 0,01$ м, имеющую аналитический вид $E_{eH} = q_e (4\pi r_e^2 \epsilon_0 \epsilon)^{-1}$, где $\epsilon = 81$ – относительная диэлектрическая проницаемость воды [2], для E_{eH} получаем величину, численно равную $2,22 \cdot 10^{11}$ В/м. Полученное значение E_{eH} имеет тот же порядок, что и уровень модуля напряженности E_{0B} сверхсильного радиального электрического поля в вакуумных зазорах вблизи краев микродиполь-сферидов внутри водной оболочки ШМ, численно составляющий при используемых допущениях и исходных данных согласно [1] около $5,8 \cdot 10^{11}$ В/м. Поэтому можно вполне обоснованно заключить, что представленная выше расчетная оценка тока электрической короны в рассматриваемой микродипольной модели ШМ физически правильно описывает протекающие в ней электростатические и электродинамические процессы, что может служить дополнительным аргументом в пользу вероятной работоспособности самой предложенной в [1] микрокаркасной (микродипольной) электрофизической модели ШМ.

3. РАСЧЕТНАЯ ОЦЕНКА УРОВНЯ НАПРЯЖЕННОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ШМ

Из закона полного тока и (1) для уровня напряженности H_k азимутального магнитного поля внутри симметричной микродипольной водной оболочки ШМ получаем следующее расчетное соотношение:

$$H_k = \frac{2\pi \epsilon_0 K_n^- U_k^2}{r_0^2 [\ln(r_0 \cdot r_m^{-1})]^2}. \quad (7)$$

После подстановки в (7) используемых нами электрических и геометрических параметров ШМ ($U_k = 112$ В; $r_0 = 0,05$ м; $r_m = 1,925 \cdot 10^{-10}$ м; $K_n^- = 1,8 \cdot 10^{-4}$ (м/с)·(В/м)⁻¹) следует, что H_k принимает численное значение $1,33 \cdot 10^{10}$ А/м. Как видим, из-за малых значений элементарного радиального тока короны $i_{kЭ}$ уровень напряженности H_k азимутального магнитного поля в дипольной водной оболочке ШМ, в отличие от уровня напряженности E_{0B} сверхсильного радиального электрического поля в ней, является

также крайне незначительным. Отсюда можно сделать важный вывод о том, что в микродипольной водной оболочке ШМ с размещенным внутри нее центральным электронным ядром, как и в атоме вещества (например, в его простейшем представителе – атоме водорода) [6], преобладающую и еще более определяющую электрофизическую "роль" играют электрическое поле и соответственно законы кулоновского (электростатического) взаимодействия между ее электродинамическими элементами (электронным ядром и электронейтральными микродиполями воды со связанными поляризационными поверхностными зарядами на краях с плотностью, приближенно равной $\sigma_e = \sigma_m = 5 e_0 / (\pi r_m^2)$ [1], где $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл – электрический заряд электрона [2]). Заметим, что при $r_m = 1,925 \cdot 10^{-10}$ м указанная плотность σ_e поляризационных зарядов в микродиполях воды оболочки ШМ может численно составлять около $6,88$ Кл/м². При этом объемная плотность зарядов электронов в ядре ШМ достигает значений не менее $4,77 \cdot 10^4$ Кл/м³.

4. РАСЧЕТНАЯ ОЦЕНКА УРОВНЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ УСИЛИЙ В ШМ

В соответствии с законами электродинамики уровень азимутальных лоренцевых усилий F_k , действующих в активной микрокаркасной сферической зоне ШМ между микродиполями водной оболочки с элементарным радиальным током короны $i_{k\Omega}$, может быть определен из следующего выражения [7]:

$$F_k = \mu_0 H_k i_{k\Omega} (r_0 - r_e), \quad (8)$$

где $\mu_0 = 4 \pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная [2].

С учетом (1), (7) и (8) в окончательном виде расчетное соотношение для F_k можно представить как

$$F_k = \frac{8\pi^3 \epsilon_0^2 \mu_0 (r_0 - r_e) (K_{II}^-)^2 U_k^4}{r_0^3 [\ln(r_0 \cdot r_m^{-1})]^4}. \quad (9)$$

Численная оценка по (9) значений электродинамических усилий F_k приводит нас к тому, что при используемых исходных данных для структурных элементов ШМ ($r_0 = 0,05$ м; $r_e = 0,01$ м; $r_m = 1,925 \cdot 10^{-10}$ м; $K_{II}^- = 1,8 \cdot 10^4$ (м/с)·(В/м)⁻¹; $U_k = 112$ В) в микродипольной водной сферической оболочке молнии величина этих усилий принимает пренебрежимо малые значения порядка $2,8 \cdot 10^{-28}$ Н. Причем, эти усилия, действующие на микродиполи воды с их взаимно противоположных сторон, при сохранении объемной однородности и симметрии в структурированной оболочке ШМ будут уравновешивать друг друга. Поэтому здесь азимутальные лоренцевые силы F_k кроме стабилизирующего воздействия в оболочке ШМ на ее водные микродиполи никакими другими проявлениями и действиями характеризоваться не будут.

5. РАСЧЕТНАЯ ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОЙ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ МИКРОДИПОЛЕЙ В ШМ

В случае появления в микродипольной водной оболочке и электронном ядре ШМ дестабилизирующих нарушений в установившемся режиме протека-

ния исследуемого вида молнии, вызванных, например, появлением неравновесного электрического состояния в ее микрокаркасной оболочке или ослаблением кулоновского взаимодействия первого к ядру слоя диполей с центральным электронным сгустком ШМ [1], из-за действия азимутальных электродинамических усилий F_k микродиполи воды в оболочке ШМ могут приобретать круговую скорость вращения v_k . Данная скорость v_k при этом может быть приближенно рассчитана по следующей формуле [2]:

$$v_k = \frac{2\pi U_{kr}}{\mu_0 i_{k\Omega}} = \frac{r_0 U_{kr} [\ln(r_0 \cdot r_m^{-1})]^2}{2\pi \epsilon_0 \mu_0 K_{II}^- U_k^2}, \quad (10)$$

где U_{kr} – разность электрических потенциалов наружных слоев электронного ядра ($r = r_e$) и внешних слоев водных микродиполей оболочки ($r = r_0$) в ШМ.

В равновесном электрическом состоянии оболочки ШМ падение напряжения U_{kr} на радиальных ветвях электронейтральных микродиполей воды длиной, примерно равной $(r_0 - r_e)$, будет практически равно нулю. Поэтому при этом и скорость v_k их кругового вращения также будет нулевой. В иных электрических состояниях микроструктурированной оболочки ШМ для нахождения согласно (10) значений v_k требуется отдельное определение величины U_{kr} .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баранов М.И. Шаровая молния – мощный природный молекулярный накопитель атмосферного электричества. Новая гипотеза происхождения и теория электрофизического феномена // Электротехника і електромеханіка.- 2008.- №6.- С. 75-83.
2. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике.- М.: Наука, 1990. – 624 с.
3. Техника высоких напряжений / Под ред. Г.С. Кучинского.- СПб.: Изд-во ПЭИПК (Россия), 1998. - 700 с.
4. Фуров Л.В. Генератор автономных долгоживущих плазменных образований // Приборы и техника эксперимента.- 2004.- №5. - С. 143-144.
5. Корум К.Л., Корум Д.Ф. Эксперименты по созданию шаровой молнии при помощи высокочастотного разряда и электрохимические фрактальные кластеры // Успехи физических наук.-1990.-Т. 160.-Вып. 4. - С. 47-58.
6. Баранов М.И. Приближенный расчет сверхсильных электрических и сильных магнитных полей в атоме вещества // Электротехника і електромеханіка.- 2006.- №6.- С. 60-65.
7. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский.- Киев: Наукова думка, 1989. – 864 с.

Поступила 11.08.08

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., с.н.с.

НИПКИ "Молния" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47, НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" тел. (057) 707-68-41, факс (057) 707-61-33, e-mail: eft@kpi.kharkov.ua

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ФОРМЫ ОДНОВИТКОВОГО СОЛЕНОИДА ДЛЯ МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОЙ СБОРКИ

Описано стенд для фізичного моделювання розподілу імпульсного магнітного поля системи масивний одновитковий соленоїд – трубчатая заготовка. Проведено порівняння результатів вимірювань відносного розподілу індукції магнітного поля на поверхні заготовки з розрахунковими даними, за якими визначена форма профілю соленоїда.

Описан стенд для физического моделирования распределения импульсного магнитного поля системы массивный одновитковый соленоид – трубчатая заготовка. Результаты измерений относительного распределения индукции магнитного поля на поверхности заготовки сравниваются с расчетными данными, на основании которых была определена форма профиля соленоида.

ЦЕЛЬ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Магнитно-импульсная обработка металлов давлением (МИОМ), основанная на взаимодействии сильного импульсного магнитного поля, создаваемого соленоидом-инструментом, и вихревых токов, индуцированных этим полем в обрабатываемой заготовке, является одной из прогрессивных и активно развиваемых технологий [1, 2]. Рентабельность её промышленного применения напрямую зависит от рационального использования электрической энергии, затрачиваемой на деформацию заготовки, которое может быть достигнуто выбором формы соленоида, создающего заданное распределение электромагнитного поля на обрабатываемой поверхности.

Примером реализации подобной концепции является решение задачи определения профиля массивного одновиткового соленоида для магнитно-импульсной сборки двух металлических труб радиуса R при помощи соединительной детали (рис. 1) [3]. В последней протачиваются пазы, заполняемые при выполнении технологической операции деформируемыми участками соединяемых труб. Исходя из целесообразности концентрации на этих участках электродинамических усилий (их поверхностную плотность $p(R, z)$ называют давлением магнитного поля [1]), было выбрано пространственное распределение осевой составляющей индукции магнитного поля на поверхности трубы $B_z(R, z)$, имеющее следующий безразмерный вид (рис. 1, кривая 5):

$$B_z(R, z) = \frac{b}{b^2 + (a - z)^2} + \frac{b}{b^2 + (a + z)^2}, \quad (1)$$

где a, b – постоянные, z – осевая координата.

Соответствующее (1) распределение $p(R, z)$ показано на рис. 1 (кривая 6).

Поскольку магнитно-импульсное сжатие трубчатой заготовки с помощью внешнего индуктора наиболее эффективно при резком поверхностном эффекте [1], для упрощения расчетов решение задачи [3] было получено при допущении идеального поверхностного эффекта, т.е. проникновение электромагнитного поля в соленоид и заготовку не учитывалось. В действительности же оно всегда имеет место. К погрешностям воспроизведения заданного распределения поля могут приводить и другие причины, например, дост-

раивание периферийных участков контура профиля и неточности изготовления. Целью экспериментов является проверка соответствия получаемого и заданного распределений магнитного поля на поверхности трубы с помощью физического моделирования магнитного поля системы.

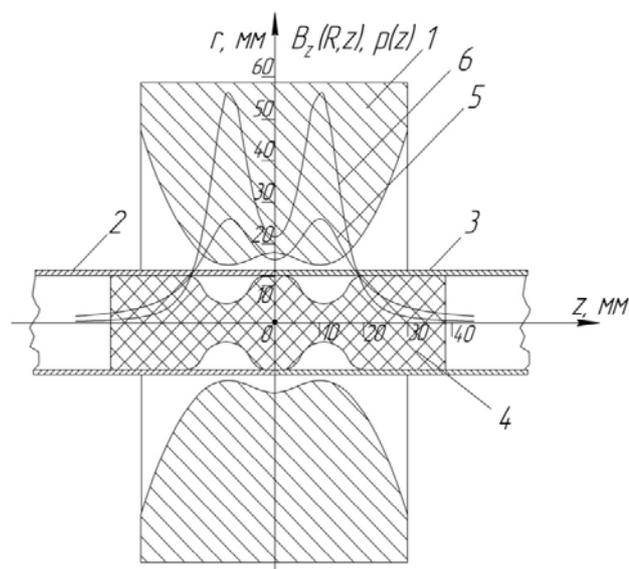


Рис. 1. Система для магнитно-импульсной сборки: 1 – соленоид рассчитанной формы [3]; 2, 3 – соединяемые трубы; 4 – соединительная деталь и заданные пространственные распределения $B_z(R, z)$ – кривая 5, $p(R, z)$ – кривая 6; $a = 0,7, b = 0,5$

МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВО ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ

Соленоид (рис. 2), профиль которого показан на рис. 1, был изготовлен точением на токарном станке из фосфористой бронзы $BrO\Phi 65-04$. Внешний диаметр соленоида 115 мм, минимальный внутренний диаметр – 36,4 мм, длина – 60 мм. Для подключения к источнику энергии в соленоиде выполнен радиальный разрез шириной 1 мм, а также изготовлены медные выводы, обеспечивающие равномерный токоподвод к его наружным кромкам. С помощью вспомогательного эксперимента было определено удельное электро-сопротивление материала соленоида. Для этого в процессе изготовления от соленоида отрезали сектор

кольца прямоугольного сечения, к внешней стороне которого были припаяны клеммы для подвода постоянного тока. Падение напряжения на участке этого сектора измеряли вольтметром В7–27, ток – цифровым мультиметром М–838, а затем определили электросопротивление этого участка и удельное электросопротивление материала $\rho = 17,6 \cdot 10^{-8}$ Ом·м.

Экспериментальный стенд для физического моделирования (рис. 3) состоит из низковольтного генератора импульсных токов 1 (конструкция описана в работе [4]), к которому посредством выводов 2 подключается соленоид 3. Для обеспечения соосности медной трубы 4 (внешний радиус $R = 15$ мм, толщина стенки 1 мм), имитирующей обрабатываемую заготовку, и соленоида 3 используется изоляционная трубчатая втулка 5, выполненная из оргстекла.

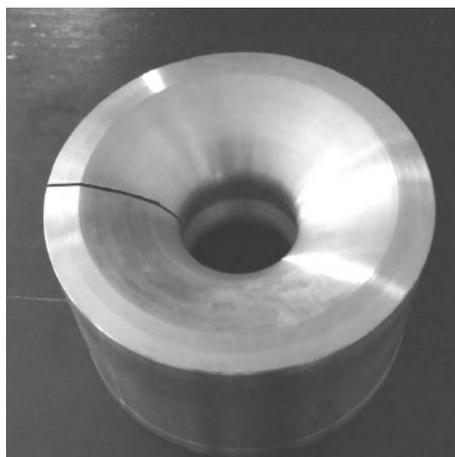


Рис. 2. Массивный одновитковый соленоид рассчитанной формы

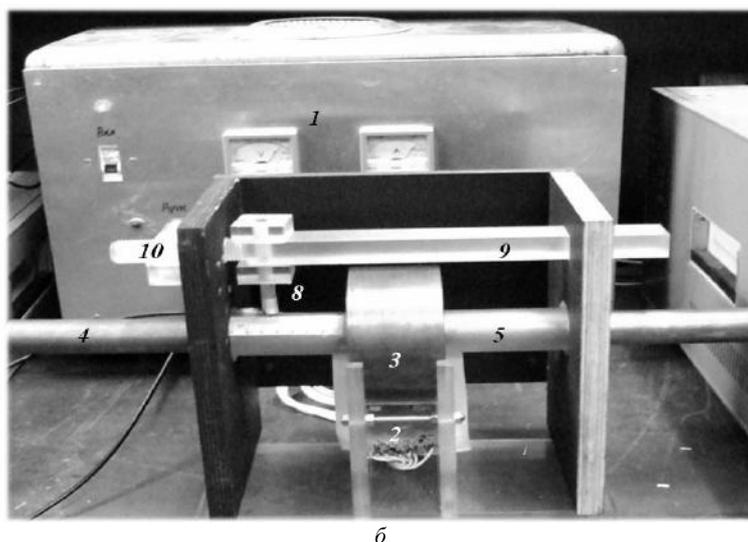
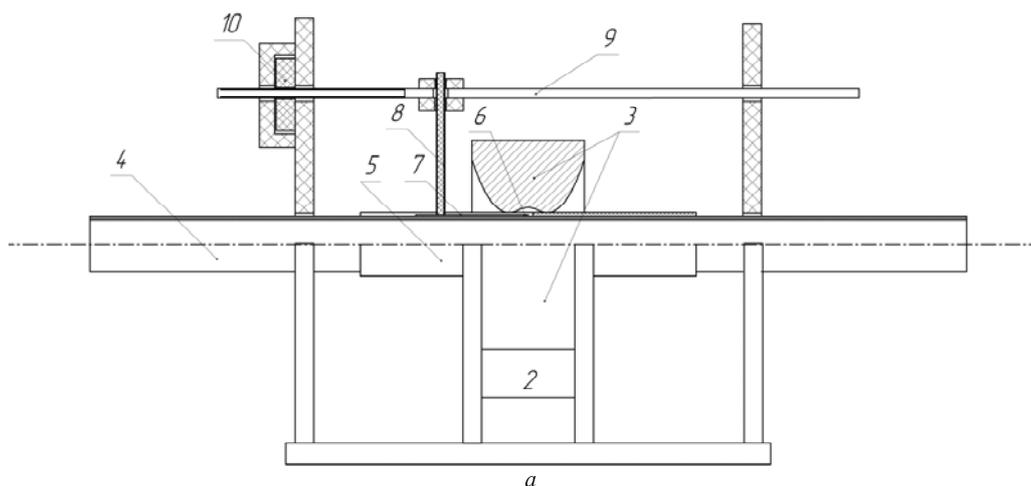


Рис. 3. Конструкция (а) и фотография (б) модели системы соленоид – труба с устройством для перемещения индукционного преобразователя (на заднем плане – низковольтный генератор импульсных токов)

Во втулке 5 имеется разрез для перемещения индукционного преобразователя 6 вдоль образующей трубы 4. Индукционный преобразователь представляет собой катушку из 50 витков медного провода диаметром 0,1 мм, намотанную на оргстеклянный стержень 7 сечением 0,5×0,7 мм. Стержень 7 соединен посредством прижимного винта 8 с оргстеклянной балкой 9, приводимой вместе с индукционным преобразователем в поступательное движение вращением

гайки 10. Текущее значение осевой координаты места расположения центра преобразователя определяется по специальной шкале на внешней поверхности втулки 5. Для минимизации искажений результатов измерений преобразователь перемещался вдоль участка трубы, диаметрально противоположного радиальному разрезу. Выводы индукционного преобразователя присоединены отрезком кабеля РК-50 к аналоговому электронному осциллографу С1–65 А. Запуск осцил-

логафа осуществляется синхронизирующими импульсами, поступающими от генератора.

Осциллографировали э.д.с., наводимую в индукционном преобразователе. Форму и параметры импульса тока, протекающего через соленоид, определяли путем обработки осциллограмм падения напряжения на бифилярном шунте, встроенном в разрядный контур. Одна из таких осциллограмм представлена на рис. 4. Видим, что ток в разрядном контуре имеет форму, близкую к экспоненциально затухающей синусоиде. Частоту импульса разрядного тока изменяли вариацией емкости генератора C в интервале (1...27) мкФ. В табл. 1 представлены измеренные значения периода колебаний тока T , а также соответствующие им частота f , круговая частота ω , глубины проникновения поля [5] в заготовку Δ_z и в соленоид Δ_c .

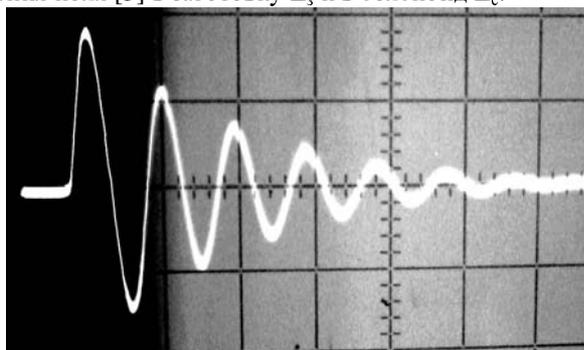


Рис. 4. Падение напряжения на бифилярном шунте ($C = 1$ мкФ, масштабные коэффициенты сетки: по вертикали 1 В/дел., по горизонтали 5 мкс/дел.)

Из данных табл. 1 с учетом толщины трубы и поперечных размеров соленоида следует, что для всех вариантов импульса разрядного тока в соленоиде и трубе резко проявляется поверхностный эффект.

МЕТОДИКА И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

В основу проведения экспериментов принято известное положение о том, что при резком поверхностном эффекте закон изменения напряженности магнитного поля вблизи проводников можно представить в виде [6, с. 106]

$$\vec{H}(Q,t) = \vec{G}(Q)F(t), \quad (2)$$

где $\vec{G}(Q)$ – функция точки наблюдения поля Q ; $F(t)$ – функция времени t , одинаковая для всех точек.

Таблица 1
Результаты измерений периода колебаний, расчета частоты импульса и глубины проникновения поля

Вариант импульса	C , мкФ	T , мкс	f , кГц	ω , с ⁻¹	Δ_z , мм	Δ_c , мм
1	1	4,59	217,67	$1,367 \cdot 10^6$	0,144	0,474
2	3	6,83	146,39	$0,919 \cdot 10^6$	0,176	0,578
3	7	10,42	95,97	$0,603 \cdot 10^6$	0,217	0,714
4	12	14,78	67,68	$0,425 \cdot 10^6$	0,258	0,850
5	17	17,53	57,05	$0,358 \cdot 10^6$	0,281	0,926
6	22	19,88	50,30	$0,316 \cdot 10^6$	0,299	0,986
7	27	21,74	46,01	$0,289 \cdot 10^6$	0,313	1,031

Естественно, что подобное соотношение имеет место и для вектора индукции магнитного поля $\vec{B}(Q,t)$, а также для проекций векторов $\vec{H}(Q,t)$ и

$\vec{B}(Q,t)$, при этом в правой части (2) используется соответствующая проекция вектора $\vec{G}(Q)$. Согласно методике [6], основанной на формуле (2), относительное распределение осевой составляющей индукции магнитного поля $B_z(R,z,t_\phi)$ на поверхности трубы представляем в таком виде:

$$\frac{B_z(R,z,t_\phi)}{B_z(R,0,t_\phi)} = \frac{e_z(R,z,t_\phi)}{e_z(R,0,t_\phi)}, \quad (3)$$

где $e_z(R,z,t_\phi)$ – э.д.с., наводимая в индукционном преобразователе, который расположен на поверхности трубы параллельно оси z ; t_ϕ – некоторый фиксированный момент времени.

В формуле (3) величины R, z являются координатами точки наблюдения поля (в эту точку должен помещаться центр преобразователя), а момент времени t_ϕ может быть любым. Таким образом, экспериментальное исследование распределения магнитного поля на поверхности трубы сводится к осциллографированию э.д.с. и, в отличие от известных подобных экспериментов [7], не требует её интегрирования.

С помощью описанного выше устройства индукционный преобразователь перемещали вдоль поверхности трубы и в равноотстоящих точках осциллографировали э.д.с. $e_z(R,z,t)$. Типичная осциллограмма показана на рис. 5. В качестве t_ϕ был выбран момент времени, соответствующий максимуму первой положительной полуволны э.д.с. Результаты обработки осциллограмм представлены в табл. 2 и на рис. 6. Приняты обозначения:

$$B_z^*(R,z) = \frac{e_z(R,z,t_\phi)}{e_z(R,0,t_\phi)}; \quad (4)$$

ζ – абсолютная величина относительного расхождения между заданным и экспериментальным значениями $B_z^*(R,z)$.

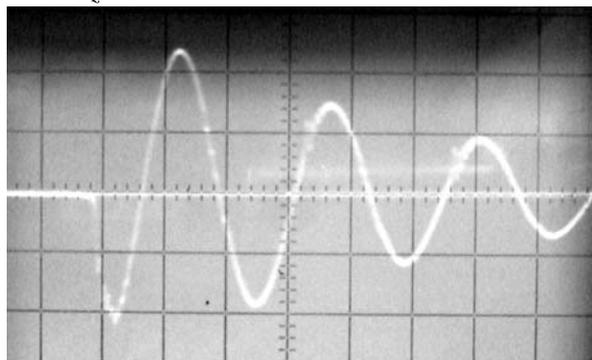


Рис. 5. Осциллограмма э.д.с., наведенной в индукционном преобразователе при $C = 1$ мкФ, $z = 27$ мм (масштабные коэффициенты сетки: по вертикали 0,1 В/дел., по горизонтали 2 мкс/дел.)

Заданные значения $B_z^*(R,z)$ были вычислены с помощью формулы (1) и последующего деления на $B_z(R,0)$, что соответствует физическому смыслу соотношения (3). В числителях табл. 2 приведены значения $e_z(R,z,t_\phi)$ в вольтах (e_z – сокращенное

обозначение), а в знаменателях – значения $B_z^*(R, z)$, полученные из экспериментальных данных.

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

Максимальная относительная погрешность нахождения $B_z^*(R, z)$ по формуле (4), в силу равенства максимальных относительных погрешностей числителя и знаменателя, не превосходит удвоенного значения максимальной погрешности измерения э.д.с. $\tilde{\zeta}_u$ [8]. Оценим составляющие этой погрешности, используя известные рекомендации [9, 10]. Представим $\tilde{\zeta}_u$ в виде суммы:

$$\tilde{\zeta}_u = \tilde{\zeta}_{uo} + \tilde{\zeta}_{nn} + \tilde{\zeta}_{yc}, \quad (5)$$

где $\tilde{\zeta}_{uo}$, $\tilde{\zeta}_{nn}$ и $\tilde{\zeta}_{yc}$ – относительные погрешности, обусловленные соответственно измерением при помощи осциллографа, неточностью расположения преобразователя относительно осевой компоненты напряженности магнитного поля и усреднением измеряемой величины по объему преобразователя.

Каждое слагаемое этой суммы состоит из систематической и случайной составляющих. Для уменьшения случайных составляющих были проведены многократные измерения одной и той же величины и найдено её математическое ожидание (в дальнейшем случайными составляющими слагаемых погрешности пренебрегаем). Погрешность $\tilde{\zeta}_{uo}$ согласно паспорту осциллографа С1–65 А равна ~ 5 %, а погрешность $\tilde{\zeta}_{nn}$ не превосходит обычно 0,15 % [10].

Таблица 2

Результаты измерений и сравнение с заданным распределением $B_z^*(R, z)$

z, мм	Заданное распределение $B_z^*(R, z)$	Вариант импульса (табл. 1)									
		1		2		3		4		7	
		$\frac{e_z}{B_z^*(R, z)}$	$\zeta, \%$	$\frac{e_z}{B_z^*(R, z)}$	$\zeta, \%$	$\frac{e_z}{B_z^*(R, z)}$	$\zeta, \%$	$\frac{e_z}{B_z^*(R, z)}$	$\zeta, \%$	$\frac{e_z}{B_z^*(R, z)}$	$\zeta, \%$
0	1,0000	$\frac{0,8878}{1,0000}$	0	$\frac{0,9715}{1,0000}$	0	$\frac{0,9434}{1,0000}$	0	$\frac{0,7457}{1,0000}$	0	$\frac{0,7324}{1,0000}$	0
3	1,1723	$\frac{0,9762}{1,1651}$	0,6	$\frac{1,1021}{1,1344}$	3,2	$\frac{1,1053}{1,1716}$	0,1	$\frac{0,8648}{1,1597}$	1,1	$\frac{0,8318}{1,1357}$	3,1
6	1,4622	$\frac{1,2262}{1,4635}$	0,1	$\frac{1,3816}{1,4221}$	2,7	$\frac{1,3270}{1,4066}$	3,8	$\frac{1,0105}{1,3551}$	7,3	$\frac{0,9884}{1,3495}$	7,7
9	1,6115	$\frac{1,3245}{1,5809}$	1,9	$\frac{1,4896}{1,5333}$	4,9	$\frac{1,4476}{1,5345}$	4,8	$\frac{1,1064}{1,4836}$	7,9	$\frac{1,0674}{1,4575}$	9,6
12	1,3768	$\frac{1,1422}{1,3632}$	1,0	$\frac{1,2708}{1,3081}$	5,0	$\frac{1,2119}{1,2846}$	6,7	$\frac{0,9534}{1,2785}$	7,1	$\frac{0,9144}{1,2484}$	9,3
15	0,9865	$\frac{0,7995}{0,9542}$	3,3	$\frac{0,9127}{0,9395}$	4,8	$\frac{0,8934}{0,9470}$	4,0	$\frac{0,7051}{0,9456}$	4,1	$\frac{0,6991}{0,9545}$	3,2
18	0,6785	$\frac{0,5492}{0,6553}$	3,4	$\frac{0,6337}{0,6523}$	3,9	$\frac{0,6329}{0,6708}$	1,1	$\frac{0,5243}{0,7031}$	3,6	$\frac{0,4834}{0,6601}$	2,7
21	0,4778	$\frac{0,4010}{0,4786}$	0,2	$\frac{0,4560}{0,4693}$	1,8	$\frac{0,4547}{0,4821}$	0,9	$\frac{0,3644}{0,4886}$	2,3	$\frac{0,3582}{0,4891}$	2,4
24	0,3498	$\frac{0,2940}{0,3509}$	0,3	$\frac{0,3451}{0,3552}$	1,6	$\frac{0,3457}{0,3665}$	4,8	$\frac{0,2701}{0,3622}$	3,5	$\frac{0,2650}{0,3619}$	3,5
27	0,2658	$\frac{0,2335}{0,2787}$	4,9	$\frac{0,2688}{0,2766}$	4,1	$\frac{0,2605}{0,2761}$	3,9	$\frac{0,2010}{0,2695}$	1,4	$\frac{0,2062}{0,2816}$	5,9
30	0,2085	$\frac{0,1826}{0,2179}$	4,5	$\frac{0,2062}{0,2122}$	1,8	$\frac{0,2094}{0,2219}$	6,4	$\frac{0,1594}{0,2142}$	2,7	$\frac{0,1562}{0,2132}$	2,3
33	0,1679	$\frac{0,1462}{0,1745}$	3,9	$\frac{0,1701}{0,1751}$	4,3	$\frac{0,1662}{0,1761}$	4,9	$\frac{0,1312}{0,1759}$	4,7	$\frac{0,1203}{0,1643}$	2,2

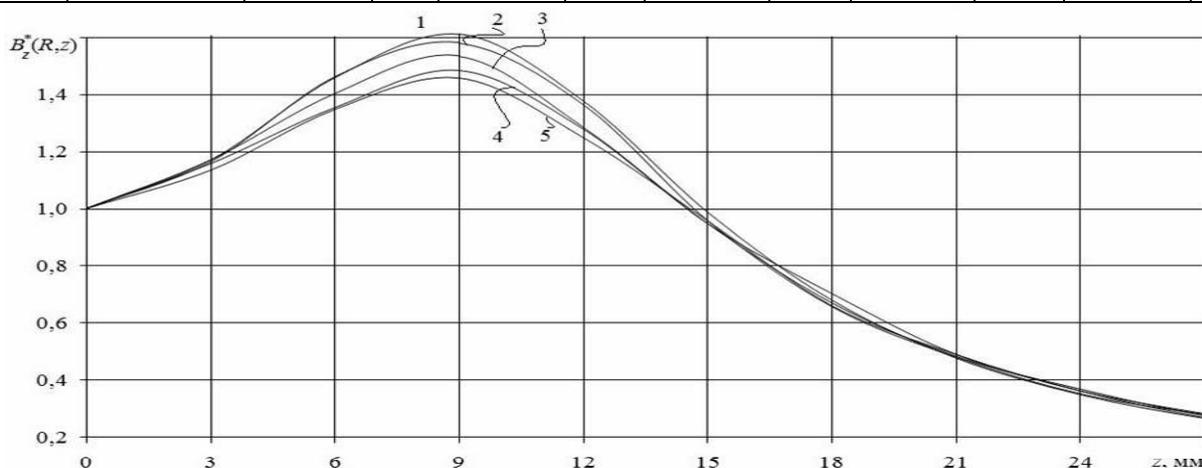


Рис. 6. Заданное (кривая 1) и полученные экспериментально (кривые 2–5) распределения $B_z^*(R, z)$ на поверхности трубы: для кривой 2 – вариант 1 импульса тока (табл. 1), 3 – 3, 4 – 4, 5 – 7

Третье слагаемое формулы (5) $\tilde{\zeta}_{yc}$ обусловлено конечными размерами преобразователя и неоднородностью измеряемого магнитного поля. Значение приведенной ошибки зависит, прежде всего, от соотношения габаритов преобразователя и размера зазора между соленоидом и трубой в точке измерения. При увеличении (уменьшении) этого отношения влияние неоднородности измеряемого поля, а также соответствующая погрешность увеличиваются (уменьшаются). Индукционный преобразователь, использованный при проведении экспериментов, является миниатюрным (средний диаметр $\sim 0,9$ мм, длина – 1 мм), поэтому погрешностью усреднения индукции магнитного поля по его объему $\tilde{\zeta}_{yc}$ в первом приближении пренебрегаем. Таким образом, максимальная относительная погрешность измерений э.д.с. равна $\sim 5,2\%$. Следовательно, погрешность определения $B_z^*(R, z)$ составляет $\sim 10,4\%$, и расхождения ζ , приведенные в табл. 2, не превосходят этой величины.

Заметим, что анализ расхождений ζ в отдельных точках на поверхности трубы под рабочей частью соленоида, формирующей заданное распределение поля, является более строгим, чем анализ среднеквадратических отклонений σ в совокупности этих точек, поскольку значения ζ в отдельных точках могут существенно превышать величину σ [7]. Сказанное иллюстрируется данными табл. 3, в которой приведены значения σ , вычисленные согласно рекомендациям [9]. Данные табл. 3 и кривые рис. 6 показывают, что с уменьшением частоты импульса тока значения σ , а также ζ (для определенной части распределения $B_z^*(R, z)$) возрастают, что можно объяснить влиянием проникновения электромагнитного поля в соленоид и трубу.

Таблица 3
Среднеквадратичные отклонения получаемого и заданного распределений $B_z^*(R, z)$

Вариант импульса (табл. 1)	1	2	3	4	7
σ	0,0159	0,0377	0,0406	0,0580	0,0682

ВЫВОДЫ

1. Экспериментально подтверждена достоверность основных положений методики определения профиля массивного одновиткового соленоида [3], обеспечивающего заданное распределение импульсного магнитного поля на поверхности металлической трубчатой заготовки.

2. В случае, когда импульс разрядного тока близок к экспоненциально затухающей синусоиде, а электромагнитное поле практически полностью затухает в толще заготовки, погрешности воспроизведения заданного распределения поля (решения задачи о выборе формы одновиткового соленоида), обусловленные, в частности, допущением идеального поверхностного эффекта, не превосходят погрешностей измерений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Белый И.В., Фертик С.М., Хименко Л.Т. Справочник по магнитно-импульсной обработке металлов. – Харьков: Вища школа, 1977. – 168 с.
2. "Магнитно-импульсная обработка материалов. Пути совершенствования и развития", Труды международной научно-технической конференции МИОМ – 2007 (Самара, 18 – 19 сентября 2007 г.), Самарский гос. аэрокосм. университет, Самара, 2007.
3. Коновалов О.Я. Определение формы соленоида по заданному граничному распределению магнитного поля // Электронное моделирование. – 2009. – Т. 31., №1 – С. 117–126.
4. Борцов А.В. Генератор для физического моделирования импульсных электромагнитных полей // Электротехніка і Електромеханіка – 2008. – № 1. – С. 63–66.
5. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники : В 2 т. – Л.: Энергоатомиздат, 1981. – Т. 2. – 416 с.
6. Михайлов В.М. Импульсные электромагнитные поля. – Харьков: Вища школа, 1979. – 140 с.
7. Мовмыга И.Н. Синтез массивных одновитковых соленоидов для получения сильных импульсных магнитных полей : дис. ... канд. техн. наук : 05.09.05. – Харьков, 1991. – 142 с.
8. Бахвалов Н.С. Численные методы (анализ, алгебра, обыкновенные дифференциальные уравнения). – М.: Наука. – 1973. – 632 с.
9. Тойберт П. Оценка точности результатов измерений. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 88 с.
10. Панчишин Ю.М., Усатенко С.Т. Измерение переменных магнитных полей. – К.: Техніка, 1973. – 140 с.

Поступила 10.11.08

Коновалов Олег Ярославич

Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ",
кафедра "Инженерная электрофизика"
тел. (057) 707-62-45, E-mail: O.Y.Konovarov@gmail.com

Е.И. Байда

К ВОПРОСУ ОБ ЭКВИВАЛЕНТНОСТИ ЗАМЕНЫ ЧАСТИ ТРЕХФАЗНОГО ТОКОПРОВОДА МАГНИТНЫМ МОМЕНТОМ

У статті розглянуто питання еквівалентності заміни частини трифазного струмопроводу крапковим джерелом поля у вигляді магнітного моменту. Доведено, що в загальному випадку така заміна не є еквівалентною, а розрахунки поля по вказаній методиці без урахування цілої низки обмежень, може приводити к суттєвим помилкам.

В статті рассматривается вопрос об эквивалентности замены части трехфазного токопровода точечным источником поля в виде магнитного момента. Показано, что в общем случае такая замена не эквивалентна, а расчет магнитного поля по указанной методике без учета определенного набора ограничений, может приводить к существенным ошибкам.

Расчеты магнитного поля занимают значительное место в электромеханике. Как правило, такие расчеты проводятся на основании уравнений Максвелла. Однако существуют методы, основанные на ряде допущений, позволяющие упростить расчет магнитного поля. Один из таких методов основан на использовании магнитного момента. Данный метод предполагает замену реального источника поля сосредоточенным. В литературе [1] обосновывается такая замена для любого замкнутого контура с током при расположении расчетной точки поля на значительном удалении от источника поля. В статье [2] проведен сравнительный анализ такой замены и определены расстояния, при которых расчет поля может быть проведен при помощи магнитного момента с известной ошибкой.

Анализ литературы последних лет позволяет сделать вывод, что при помощи магнитного момента проводятся расчеты поля для структур, которые в действительности не являются замкнутыми контурами [3, 5]. При этом в статьях не указываются критерии эквивалентности такой замены что, по мнению автора, является существенным упущением. Целью данной статьи является: проверка адекватности замены участка трехфазного токопровода точечным источником магнитного поля путем решения задачи по определению напряженности магнитного поля в контрольных точках пространства при помощи векторного магнитного потенциала и магнитного момента с дальнейшим сравнительным анализом полученных результатов; теоретическая проверка данных, полученных в результате изучения магнитофазного эффекта.

Постановка задачи: провести расчет магнитного поля различными методиками при принятых ниже допущениях с последующим сравнительным анализом полученных результатов.

Допущения: токопроводы выполнены из парамагнитного материала; окружающее пространство линейно и однородно; токоведущие шины представлены в виде линейных источников тока; частота тока 50 Гц.

На рис. 1 показана расчетная система для участка трехфазного токопровода.

Известно [1], что значение векторного магнитного потенциала может быть получено на основании формулы:

$$\vec{e}_y \cdot A_y = \frac{\mu_0 \cdot i}{4 \cdot \pi} \cdot \int_{-L}^L \frac{d\vec{l}}{r} = \vec{e}_y \cdot \frac{\mu_0 \cdot i}{4 \cdot \pi} \cdot \int_{-L}^L \frac{dy}{r}, \quad (1)$$

где \vec{e}_y – орт; A_y – компонента векторного магнитного потенциала; i – ток соответствующей фазы; μ_0 – магнитная проницаемость вакуума.

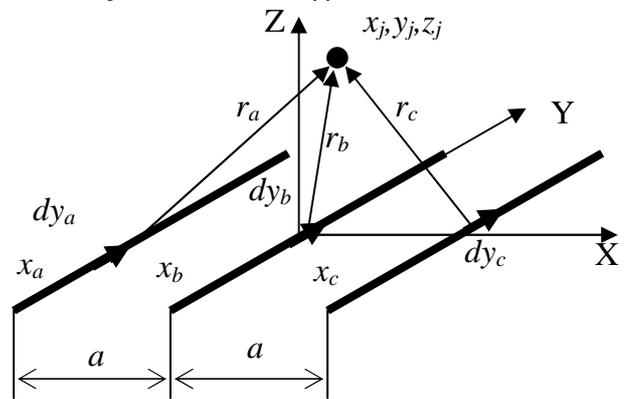


Рис. 1. Первая расчетная схема:

r – расстояние от элемента тока idy соответствующей фазы до точки наблюдения x_j, y_j, z_j ; x_a, x_b, x_c – координаты фазных проводников

Напряженность магнитного поля определяется по формуле:

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \text{rot} \vec{A} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \left(-e_x \cdot \frac{\partial A_y}{\partial z_j} - e_y \cdot 0 + e_z \cdot \frac{\partial A_y}{\partial x_j} \right), \quad (2)$$

где \vec{H} – вектор напряженности магнитного поля, индекс j относится к координатам точки наблюдения.

В силу линейности системы суммарная напряженность поля определяется по методу суперпозиции.

Рассмотрим расчет поля при помощи магнитного момента. На рис. 2 показано расположение контуров и векторов магнитных моментов так, как это приведено в [3].

На рис. 2 показаны два контура, образованные отрезками шины длиной $2L$ и перемычками длиной a . Направление магнитного момента связано с вектором площади, который определяется положительным направлением обхода контура. Следовательно:

$$\vec{M}_{AB} = \vec{S}_{AB} \cdot (i_B - i_A); \vec{M}_{BC} = \vec{S}_{BC} \cdot (i_C - i_B), \quad (3)$$

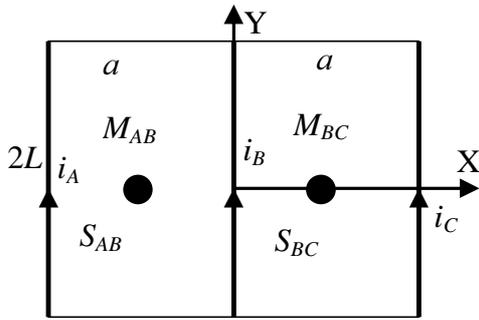


Рис. 2. К определению магнитного момента трехфазной системы: M – магнитный момент; S – площадь контура

В силу линейности системы, суммарный магнитный момент может быть получен на основании принципа суперпозиции и при равенстве площадей:

$$\vec{e}_z \cdot M_z = \vec{e}_z \cdot S \cdot (-i_A + i_C), \quad (4)$$

где $S = 2 \cdot L \cdot a$.

Данный результат получен несколько иным путем, чем в [3], но полностью ему аналогичен.

На рис. 3 показана эквивалентная схема замещения трехфазной системы шин магнитным моментом.

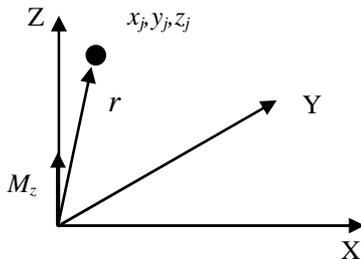


Рис. 3. Эквивалентная расчетная схема замещения трехфазной системы

Скалярный потенциал магнитного поля определится через магнитный момент по формуле:

$$U = \frac{1}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{\vec{M} \cdot \vec{r}}{r^3} = \frac{1}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{M_z \cdot z_j}{(x_j^2 + y_j^2 + z_j^2)^{\frac{3}{2}}}, \quad (5)$$

где U – скалярный магнитный потенциал.

В силу потенциальности поля, напряженность определится:

$$\vec{H} = -\text{grad} U, \quad (6)$$

где \vec{H} – вектор напряженности магнитного поля.

Подставляя (3) в (4) можно получить компоненты поля по осям Декартовой системы координат:

$$\vec{H}_M = \frac{1}{4 \cdot \pi} \cdot \left[\frac{3 \cdot M_z \cdot z_j \cdot x_j}{(x_j^2 + y_j^2 + z_j^2)^{\frac{5}{2}}}, \frac{3 \cdot M_z \cdot z_j \cdot y_j}{(x_j^2 + y_j^2 + z_j^2)^{\frac{5}{2}}}, \frac{3 \cdot M_z \cdot z_j^2}{(x_j^2 + y_j^2 + z_j^2)^{\frac{5}{2}}} - \frac{M_z}{(x_j^2 + y_j^2 + z_j^2)^{\frac{3}{2}}} \right], \quad (7)$$

Выражения для компонент напряженности магнитного поля, определенных через векторный магнитный потенциал не приводятся ввиду их громоздкости, но они могут быть легко получены при помощи систем компьютерной алгебры [4].

На первом этапе, не прибегая к расчетам и сравнивая выражения (2) и (7) можно заключить, что напряженность поля H_y в (2) всегда равна нулю (при принятой ориентации проводников и расположении системы координат), а в (7) – только если одна из двух координат точки наблюдения будет равна нулю. В случае равенства координат точки наблюдения, компоненты поля по осям X и Y будут равны, чего не может быть ($H_y=0$). Исходя из рис. 2 и (3) в случае равенства токов шин (постоянный ток; переменный ток, совпадающий по фазе), магнитное поле исходя из (4) должно отсутствовать, что не наблюдается.

Численные расчеты подтверждают сделанные предположения.

Ниже приведен расчет компонент поля для действующего значения тока фаз равного 10 кА в установившемся синусоидальном режиме в плоскости ZX ($Y=0$), полученный двумя методами. Расчетные точки показаны на рис. 4 и имели координаты ($x_j=10, y_j=0, z_j=10$).

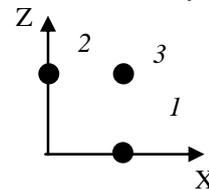


Рис. 4. Координаты расчетных точек

Данные расчета приведены в табл. 1.

Как следует из табл. 1 значения модуля поля совпадают только в контрольной точке 3, хотя значения компоненты H_z и отличаются по направлению. В случае если расчеты проводятся вне плоскости ZOX , модули магнитного поля не совпадают.

В табл. 2 показаны значения компонент поля и его модуля с координатами $x_j=10, y_j=10, z_j=10$.

Таблица 1

Расчет поля в контрольных точках				
Точка		1	2	3
Традиционный метод	H_x	0	-0.01- $I*0.018$	-0.37+ $I*0.22$
	H_y	0	0	0
	H_z	1.39- $I*0.85$	-0.71+ $I*0.41$	0.13- $I*0.07$
Метод магнитного момента	H_{mx}	0	0	-0.37+ $I*0.22$
	H_{my}	0	0	0
	H_{mz}	0.71- $I*0.41$	-1.43+ $I*0.83$	-0.13+ $I*0.07$
Модуль поля	$ H $	1.64	0.82	0.46
	$ H_m $	0.82	1.65	0.46

Таблица 2

Расчет поля в контрольных точках		
Точка		4
Традиционный метод	H_x	-0.14+ $I*0.08$
	H_y	0
	H_z	0.0012+ $I*0.0014$
Метод магнитного момента	H_{mx}	-0.14+ $I*0.08$
	H_{my}	-0.14+ $I*0.08$
	H_{mz}	0
Модуль поля	$ H $	0.16
	$ H_m $	0.23

Из теории [1] известно, что значение магнитного момента не должно зависеть от координат точки на-

блюдения. Для выяснения этого вопроса, необходимо задавшись значением компонент магнитного поля в контрольных точках полученных на основании (2), решить систему линейных уравнений относительно неизвестных магнитных моментов. Такая система в векторной форме может быть записана в виде:

$$\vec{H} = \frac{3 \cdot (\vec{M} \cdot \vec{r}) \cdot \vec{r}}{r^5} - \frac{\vec{M}}{r^3}, \quad (8)$$

где \vec{H} – вектор известных значений напряженности поля в точке, определяемой радиус-вектором \vec{r} и рассчитанный по уравнениям Максвелла; \vec{M} – вектор неизвестных магнитных моментов.

Необходимо отметить, что в уравнении (8) компоненты вектора \vec{H} по осям являются комплексными значениями для трехфазной системы в стационарном режиме. Результаты расчета вектора магнитного момента для значений поля, полученного по (2) в контрольных точках (см. рис. 4) приведены в табл. 3.

Значения модулей магнитного момента в зависимости от координат точки наблюдения приведены в табл. 4.

Таблица 3

Расчет магнитного момента для контрольных точек

Точка	1	2	3	4
M_x	0	$133 + I \cdot 231$	$6706 - I \cdot 3871$	$4540 - I \cdot 2587$
M_y	0	0	0	$-4461 + I \cdot 2679$
M_z	$-17587 + I \cdot 10768$	$-4471 + I \cdot 2581$	$-11132 + I \cdot 6582$	$-4540 + I \cdot 2587$

Таблица 4

Модули магнитного момента для контрольных точек

Точка	1	2	3	4
$ M $	20622	5170	15074	9038

Как следует из табл. 3, 4 значения магнитного момента и его модуля зависят от координаты точки наблюдения. Кроме того, из полученных данных следует, что поле системы трехфазных шин не удастся представить при помощи однокомпонентного магнитного момента.

Следовательно, в указанной выше постановке задачи, замена отрезка трехфазного токопровода замкнутыми контурами (магнитным моментом) представляется недостаточно обоснованной.

Продолжением данной тематики является исследование результатов эксперимента по магнитофазному эффекту [5], который заключается в изменении магнитного момента прямоугольной рамки изготовленной из проводникового материала и находящейся в магнитном поле шин трехфазного токопровода (рис. 5) при изменении последовательности чередования фаз (с А-Б-С на С-Б-А). Этот результат и был проверен теоретически.

На основании (1, 2) можно рассчитать векторный магнитный потенциал и напряженность магнитного поля в плоскости рамки. Определим магнитный поток через индукцию и площадь рамки:

$$\Phi = \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S}. \quad (9)$$

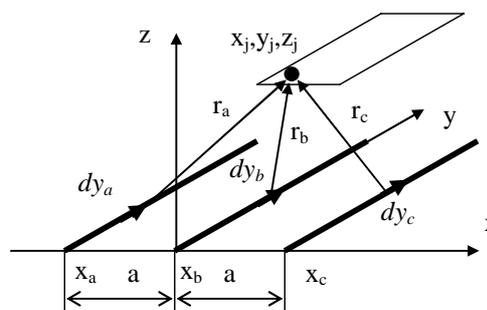


Рис. 5. Рамка в магнитном поле

Тогда ЭДС контура в установившемся синусоидальном режиме определится на основании:

$$E = -j \cdot \omega \cdot \Phi, \quad (10)$$

где ω – круговая частота.

ЭДС рамки может быть получена более простым путем на основании теоремы Стокса:

$$\Phi = \iint_S \text{rot}(\vec{A}) \cdot d\vec{S} = \oint_l \vec{A} \cdot d\vec{l}. \quad (11)$$

Уравнения (9, 11) идентичны. Рассчитав ЭДС и определив полное сопротивление рамки, можно определить ток рамки и ее магнитный момент. Такие расчеты были проведены и полученные результаты несколько отличаются от данных полученных в [5]. Расчеты проводились при следующих исходных данных: длина фазных проводников – $L=1$ м; расстояние между проводниками $a=0,5$ м; высота расположения рамки 30 мм; размеры рамки – 20×30 мм; амплитудное значение фазных токов 1000 А.

Результаты расчета ЭДС для прямой и обратной последовательности чередования фаз показаны в табл. 5.

Таблица 5

Результаты расчета наведенной в рамке ЭДС

Чередование фаз	ЭДС В		
	Комплекс	Модуль	Угол рад
Прямое	$-5.81 \cdot 10^{-5} + I \cdot 1 \cdot 10^{-4}$	$1.16 \cdot 10^{-4}$	2.09
Обратное	$5.81 \cdot 10^{-5} + I \cdot 1 \cdot 10^{-4}$	$1.16 \cdot 10^{-4}$	1.04

Как следует из табл. 5 модули ЭДС равны. При изменении чередования фаз меняется только начальный угол отсчета ЭДС.

Для определения тока в рамке необходимо определить ее полное сопротивление:

$$Z_r = R_r + j \cdot \omega \cdot L_r, \quad (12)$$

где Z_r – полное сопротивление рамки; R_r – активное сопротивление; L_r – индуктивность рассеяния.

Индуктивность рамки определяется по формуле:

$$L_r = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \left[a_r \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot a_r \cdot b_r}{r_r \cdot (a_r + d_r)} \right) + b_r \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot a_r \cdot b_r}{r_r \cdot (b_r + d_r)} \right) - 2 \cdot (a_r + b_r - d_r) \right] + \frac{\mu_0}{4 \cdot \pi} \cdot (a_r + b_r)$$

где a_r, b_r – размеры рамки.

Расчеты проводились при следующих исходных данных: $a_r = 20 \cdot 10^{-3}$ м; $b_r = 30 \cdot 10^{-3}$ м; $r_r = 1 \cdot 10^{-3}$ м; $L_r = 0.98 \cdot 10^{-8}$ Гн; $R_r = 5,73 \cdot 10^{-4}$.

Результаты расчета тока рамки приведены в табл. 6.

Таблица 6

Расчет тока, наведенного в рамке			
Чередование фаз	Ток А		
	Комплекс	Модуль	Угол рад
Прямое	$-0.1 + j \cdot 0.176$	0.203	2.089
Обратное	$0.1024 + j \cdot 0.175$	0.203	1.041

Результаты расчета подтверждают предыдущий результат – изменение чередования фаз приводит к изменению только начальной фазы тока, но модуль величины остается неизменным.

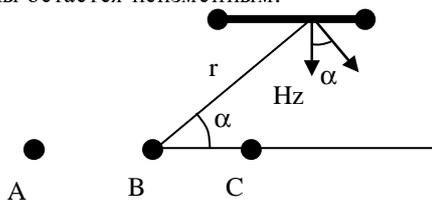


Рис. 6. Рамка в поле бесконечных шин

Подтверждение этого результата можно получить еще более простым путем, приняв, что шины токопровода имеют бесконечную длину. Согласно рис. 6, напряженность поля в плоскости рамки от одного проводника будет:

$$H_z = -\frac{i}{2 \cdot \pi \cdot r} \cdot \cos(\alpha). \quad (14)$$

Тогда значение магнитного потока, пронизывающего рамку:

$$\Phi = \mu_0 \cdot a_r \cdot \int_{x_0}^{x_0+b_r} H_{\Sigma} \cdot dx_j, \quad (15)$$

где Φ – магнитный поток; H_{Σ} – суммарная напряженность поля в плоскости рамки; x_0 – начальная координата, a_r, b_r – размеры рамки.

Расчеты, проведенные по (14-15), подтверждают полученный ранее результат – изменение чередования фаз токопровода не изменяет амплитудное значение магнитного потока, наведенной ЭДС и ток в рамке. Изменяется только начальная фаза процесса. На рис. 7 показаны графики изменения наведенной ЭДС в относительных единицах при изменении чередования фаз.

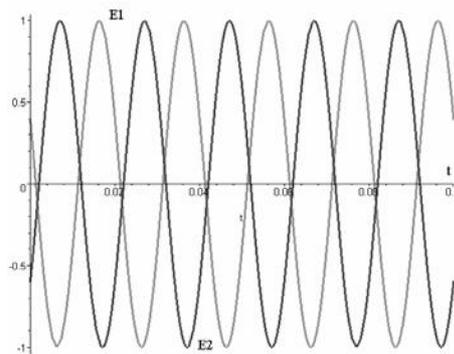


Рис. 7. Значения наведенной ЭДС: E1 – ЭДС прямого чередования фаз; E2 – ЭДС при обратном чередования фаз

ВЫВОДЫ

Замена отрезков трехфазного токопровода замкнутыми контурами с магнитным моментом недостаточно обоснована. Расчет наведенной ЭДС в рамке тремя различными способами показывает отсутствие магнитофазного эффекта.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нейман Л.Р., Демирчан К.С. Теоретические основы электротехники. В двух томах. – М.: Энергия, 1966. – 407 с.
2. Байда Е.И. К вопросу о возможности расчета электромагнитных полей в электрических машинах и аппаратах при помощи магнитного момента // Вестник Национального технического университета "ХПИ". Сборник научных трудов. "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов". – 2005. №48. – С. 3-10.
3. Луников В.С., Крюкова Н.В., Гелярская О.А., Король Е.Г., Варшамова И.С., Гиль Л.А., Деркач В.В. Анализ магнитных моментов трехфазных источников поля // Электротехника и электромеханика. – 2006. – №4. С. 47-51.
4. В. Дьяконов. Maple 6: учебный курс. – СПб.: Питер, 2001. – 608 с.
5. Луников В.С., Крюкова Н.В., Гетьман А.В., Рудас Ю.О., Ерисов А.В., Ивлева Л.Ф. Экспериментальное подтверждение магнитофазного эффекта для трехфазного электрооборудования // Вестник Харьковского Национального технического университета НТУ "ХПИ". – 2008. – №40. – С. 84-94.

Поступила 25.11.08

Байда Евгений Иванович, канд. техн. наук
Национальный технический Университет
"Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе 21, НТУ "ХПИ",
кафедра "Электрические аппараты"
тел. (057) 707-69 76, mailto:baida@kpi.kharkov.ua

РОЗАНОВ ЮРИЙ КОНСТАНТИНОВИЧ

(к 70-летию со дня рождения)

Юрий Константинович Розанов родился 31 марта 1939 года. После окончания средней школы он поступил в Московский энергетический институт, обучение в котором успешно завершил в 1962 г., получив квалификацию инженера электромеханика. В этом же году начал работать на Московском прожекторном заводе, где проработал до 1989 года, последовательно занимая должности от инженера до заместителя главного конструктора. Во время работы на заводе он принимал непосредственное участие в разработке новой техники, за создание которой был награжден орденами Трудового Красного Знамени и "Знак Почета", а также рядом медалей.

Еще в студенческие годы Юрий Константинович проявил интерес к научной работе и в 1965 году он поступил без отрыва производства в заочное отделение аспирантуры Энергетического института им. Г.М. Кржижановского,

в котором в то время работали крупнейшие специалисты в области электроэнергетики, в частности проф. Толстов Ю.Г., особенностью научной школы которого было соединение глубоких теоретических исследований с практическим внедрением результатов диссертационных работ. Результатом кандидатской диссертационной работы Ю.К. Розанова, которую он успешно защитил в 1969 г., было создание первого в России тиристорного преобразователя частоты 50/400 Гц мощностью 30 кВА. Продолжая дело своих научных учителей, Ю.К. Розанов и сам подготовил 14 кандидатов технических наук.

С 1972 года Юрий Константинович начинает свою педагогическую деятельность, сначала на заочном отделении в МИРЭА, а с 1984 года – в МЭИ.

Работая на заводе, Юрий Константинович не оставляет серьезную исследовательскую деятельность в области теории электрической мощности, силовой электроники и регуляторов мощности. В это время он руководит разработкой ряда преобразователей переменного/постоянного тока мощностью от 1 до 3 кВА с высоким качеством выходных параметров и ряда статических преобразователей для систем автономного гарантированного электроснабжения. В 1987 году Юрий Константинович защищает докторскую диссертацию в ученом совете МЭИ.

В 1989 году проф. Розанов Ю.К. был избран по конкурсу на должность заведующего кафедрой "Электрические аппараты" МЭИ, в этой должности он проработал 15 лет. В этот период он был одним из организаторов новой специальности "Электрические и электронные аппараты", руководя разработкой программ одноименной учебной дисциплины для обучения студентов вузов по направлению подготовки "Электротехника, электромеханика и электротехноло-

гии" с учетом достижений силовой электроники. Соответствующее название – "Электрические и электронные аппараты" получила и возглавляемая им кафедра. С 2004 года по настоящее время Юрий Константинович работает профессором этой кафедры.

Юрий Константинович активно и успешно занимается методической работой. Он является автором трех учебников, один из которых (Основы преобразовательной техники. – М: Энергия, 1979) был переиздан в 1985 году в Чехословакии. За создание других учебников проф. Розанову Ю.К. были присуждены почетные звания: "Лауреат премии Правительства РФ в области науки" и "Лауреат премии Правительства РФ в области образования".

Юрий Константинович является автором более 150 опубликованных работ, а также 26 авторских свидетельств и патентов на изобретения. За вклад в развитие науки проф. Розанову Ю.К. присуждено звание "Заслуженный деятель науки". Он является действительным членом АЭН РФ.

Юрий Константинович ведет большую общественную работу, являясь членом трех специализированных советов по присуждению ученых степеней. Проф. Розанов Ю.К. является организатором и председателем отделения Российской секции международного института инженеров электротехники и электроники (ИЕЕЕ), членом редколлегии очень авторитетных научно-технических журналов – "Электричество" и "Электротехника". Он постоянно следит за научно-технической периодикой и прекрасно знает все мировые достижения по тематике, входящей в сферу его научных интересов.

Юрий Константинович – очень разносторонний человек. Всегда много читал художественной литературы и продолжает читать. Хорошо знает и продолжает интересоваться историей и философией. До сих пор выписывает журнал "Вопросы философии". У него прекрасные человеческие качества и хороший характер. Он пунктуален, обязателен, очень доступен, уважительно относится к коллегам, всегда идет на встречу и поможет.

Раньше он серьезно увлекался охотой, сейчас любит ходить по грибы. Как настоящий мужчина, понимает толк в оружии (ружья, пистолеты, ножи и т.п.). Любит плавать и постоянно ходит в бассейн. Автомобилист. Очень хорош в компании, при этом ведет себя очень просто, ценит юмор и шутку.

Друзья, коллеги и многочисленные ученики желают Юрию Константиновичу хорошего здоровья и долгих лет плодотворной деятельности.

Редакция журнала "Электротехника и Электромеханика" искренне присоединяется к этим теплым пожеланиям.



СОСКОВ АНАТОЛИЙ ГЕОРГИЕВИЧ

(к 70-летию со дня рождения)

8 марта 2009 года исполнилось 70 лет со дня рождения известного учёного и специалиста в области электроаппаратостроения, доктора технических наук, профессора, заведующего кафедрой теоретической и общей электротехники Харьковской национальной академии городского хозяйства (ХНАГХ) Анатолия Георгиевича Соскова.

После окончания средней школы в г. Константиновке Донецкой обл. в 1956 году Анатолий Георгиевич поступил на электромашиностроительный факультет Харьковского политехнического института, который успешно закончил в 1961 году по специальности "Электрические машины и аппараты". По распределению был направлен во Всесоюзный научно-исследовательский, проектно-конструкторский и технологический институт электроаппаратостроения (ВНИИЭлектроаппарат), где проработал 20 лет, из них зав. лабораторией с 1966 г. по 1976 г. и зав. отделом с 1976 г. по 1981 г.

В 1981 году как высококвалифицированный специалист был приглашён на должность заведующего кафедрой теоретической и общей электротехники ХНАГХ, которую успешно возглавляет уже 28 лет. В 1975 г. защитил кандидатскую, в 1994 г. – докторскую диссертацию по специальности "Электрические аппараты". В 1995 г. ему присвоено звание профессора, а в 2004 г. – почётное звание заслуженного профессора ХНАГХ. Он имеет более 200 печатных работ, из них 2 монографии, порядка 50 авторских свидетельств и патентов, 2 учебника и 4 учебных пособия к грифом МОН.

Анатолий Георгиевич – ведущий специалист Украины в области разработки полупроводниковых аппаратов. Он является одним из создателей этого нового направления, базирующегося на применении новейших достижений силовой электроники и микросхемотехники в электроаппаратостроении.

Под его руководством и при непосредственном участии было разработано ряд серий полупроводниковых аппаратов, а также автоматизированных низковольтных (до 1000 В) комплектных устройств (НКУ) на их основе. Ниже приводятся важнейшие из них:

- полупроводниковые расцепители серии РП для автоматических выключателей АЗ700 (выпуск освоен в 1969 г. на Калининском заводе электроаппаратуры);
- гибридные контакторы переменного тока серий КТ64 и КТП64, КТ65 и КТП65 на напряжения до 660В и постоянного тока серии КП81 на напряжения до 440 В и токи 100 – 630 А ("Электроконтактор" (г. Владикавказ), НПО ХЭМЗ (г. Харьков), ЧЭАЗ (г. Чекбоксары) 1974 – 1977 гг.);
- полупроводниковые блоки для бездуговой коммутации серии БПК21 для контакторов переменного тока и серии БПК51 для контакторов постоянного тока ("Электроавтоматика" (г. Ставрополь), 1974 – 1976 гг.);

- комплекс специального автоматизированного технологического оборудования (более 40 типоразмеров), обеспечивающего настройку и испытания низковольтных автоматических выключателей на токи от 10 до 1600 А (Донецкий электромеханический завод, 1978 – 1981 гг.);

- бесконтактные полупроводниковые выключатели переменного и постоянного напряжения на токи 63 – 400 А для систем гарантированного электроснабжения (НПО ХЭМЗ, 1985 – 1989 гг.);

- автоматизированные НКУ для систем низковольтного электроснабжения, в том числе быстродействующие устройства ввода резерва переменного и постоянного напряжения, устройства регулируемых асинхронных приводов и т.п. (НПО ХЭМЗ, 1986 – 1994 гг.);

- электронные бытовые (класс 1,5) и промышленные (класс 1,0) счётчики активной энергии ("Коммунар" (г. Харьков), "Электрон" (г. Жёлтые воды) и Мытищинский электротехнический завод, 1992 – 1998 гг.).

Он внес большой вклад в создание основ теории полупроводниковых аппаратов, им предложены методы расчёта нестационарных теплофизических и электромагнитных процессов в указанных аппаратах, что позволяет успешно их проектировать.

Анатолий Георгиевич проявил себя умелым организатором учебно-методической и научной работы на кафедре. Под его руководством были созданы и оснащены современным оборудованием следующие учебные лаборатории: ТОЭ, общей электротехники, промышленной электроники, микропроцессорной техники, электрических машин, основ метрологии и электрических измерений. За период, начиная с 1991 г., по результатам научных исследований, выполняемых на кафедре, были защищены 3 докторские и 7 кандидатских диссертаций. По учебникам "Електроніка і мікросхемотехніка" и "Полупроводниковые аппараты: коммутация, управление, защита" и учебному пособию "Промислова електроніка і мікросхемотехніка", выпущенных под его редакцией многотысячными тиражами, обучаются студенты большинства вузов Украины по направлениям "Электромеханика" и "Электротехника". За трудовые заслуги он награждён медалью "За трудовую доблесть".

Среди коллег Анатолий Георгиевич пользуется заслуженным уважением за доброту, тактичность и скромность.

Ректорат ХНАГХ, деканат факультета электроснабжения и освещения городов, сотрудники кафедры, друзья и коллеги поздравляют Анатолия Георгиевича с юбилеем и желают крепкого здоровья, хорошего настроения и творческих успехов.

Редакционная коллегия журнала "Электротехника и электромеханика" присоединяется к этим искренним пожеланиям.



Abstracts

Electrical Mashines and Apparatus

Andrianov A.A., Sydorets V.N.

Optimization of stabilization regimes for alternating current welding arc.

Capability of specifying the optimal phase difference between the beginning of a stabilization pulse and zero crossing of a welding current has been shown. This optimum provides the minimum value of transformer open-circuit voltage at which the arc burns steadily. Via mathematical simulation, preferable application of the reverse (against the welding current) polarity of the stabilization pulse is confirmed. This effect was experimentally revealed earlier.

Key words – welding, welding arc, alternate current, stabilization, optimization.

Bolyukh V.F., Markov A.M., Luchuk V.F., Shchukin I.S.

Energy processes and efficiency of a dynamic induction percussion converter.

It is shown that energy processes behavior in a dynamic induction percussion converter is mainly specified by the form of excitation current impulse. Inductor excitation circuits from a capacitive energy storage which generate alternating-polar, half-wave and aperiodic pulses are considered. Efficiency criteria which take into account the yield and loss in the active components, the yield and power of the source, an accelerated mass, energy of the source and axial force impulse acting on the armature, as well as residual energy in the capacitive energy storage, are analyzed.

Key words – dynamic induction percussion converter, capacitive energy storage, energy processes, form of excitation current impulse.

Vasylyv K.M.

A generalized mathematical model of an autonomous electric power system based on an asynchronous generator with a contactless cascaded three-phase – three-phase modulated zero-circuit activator.

A mathematical model of an autonomous electric power system that is based on an asynchronous generator with a contactless cascaded modulated activator is developed. This system enables modeling of dynamic electromagnetic and electromechanical processes allowing for functioning of the generator rotor's driver and interference of the system structural elements and functioning of automatic control of the generator rotor speed and magnitude of the generator stator's phase voltage or current. Results of the process modeling for the system working cycle which includes the generator speedup and consumers connection and disconnection are presented.

Key words – autonomous electric power system, asynchronous generator, mathematic model, switch, automatic control, contactless activator.

Vas'kovsky Yu.N., Shumilov Yu.A., Shtogrin A.V.

Analysis of vibration-exciting axial forces in a powerful turbo-generator stator core.

Analysis of vibration-exciting axial forces in a

5 powerful turbo-generator stator core has been carried out by considering the causes responsible for its coupling studs destruction. It is shown that the destruction is caused by fatigue of coupling stud materials resulting from high-cycle loading. Techniques of calculating the forces have been developed on the basis of destruction mechanics methods and the theory of electromagnetic field.

Key words – powerful turbo-generator stator core, vibration-exciting axial forces, analysis, calculation techniques.

Gulevsky V.

27

Development of magnetic purifiers for increase in technical liquids refinement efficiency at transport facilities components renewal.

9 The work considers questions of development of magnetic purifiers for refining lubricant-cooling liquids in technological processes of components renewal at repair of transport facilities.

Key words – transport, magnetic purifiers, lubricant-cooling liquids.

Diogtev V.G., Babushanov A.V., Chesnov Ya.A.

29

Armature winding choice for noncontact combined synchronous generator.

Advantages of noncontact combined synchronous machines are analyzed. Harmonic analysis of the studied generator excitation winding variants is made. Voltage nonsinusoidality ratios are specified depending on the winding chosen. Choice of winding for an operative noncontact combined synchronous generator embodiment is substantiated.

Key words – noncontact combined synchronous generator, voltage nonsinusoidality ratios, armature winding choice.

15

Zablodskiy N.N., Kvasov V.A., Filatov M.A., Lupanov A.V.

33

Estimation of power efficiency of multifunctional electromechanical transformers by methods of non-equilibrium thermodynamics of free energy transformation.

Analysis of energy transformation in multifunctional electromechanical transformers by methods of non-equilibrium thermodynamics of free energy transformation is presented.

Key words – electrothermomechanical transformer, energy transformation, non-equilibrium thermodynamics, analysis.

Kuznetsov B. I., Vasilets T. E., Varfolomeev A.A.

39

A control system of a nonlinear dynamic object with an NN predictive controller neuro-controller.

A system block diagram is developed for a control system of a nonlinear dynamic object with a neuro-controller that is plugged in the input of a closed position loop. A predictive neuro-controller (NN Predictive Controller) is synthesized. The system simulation is performed subject to dry friction moments in the motor bearings and the operating

21

mechanism output shaft. It is shown that the system transient processes under a step input have high performance dynamic characteristics.

Key words – **predictive neuro-controller, neuro-system, nonlinear electromechanical system.**

Milykh V.I., Tkachenko S.V.

Analysis of magnetic field in a linear electric motor for seismic vibrations sources.

The structure and parameters of magnetic field in a linear impulse electrodynamic motor for sources of seismic vibrations is considered, the motor differing by a cylindrical electromagnetic system and strong magnetic saturation. Changes of the magnetic field resulting from change of MMF in armature and reactor windings and change of their mutual position are shown. Efficiency of ferromagnetic cores is specified as compared with the variant when they are absent.

Key words – **impulse electrodynamic electric motor for seismic vibrations, magnetic field, ferromagnetic core efficiency.**

Petrushin V.S., Yakimets A.M., Grusha A.V.

Choice of an induction motor for different working conditions.

A direct choice of an induction motor for different mode of operation is described that allows taking into account both warm-up restrictions and mass-dimension-cost and energy criteria together with a number of functional restrictions.

Key words – **induction motor, criteria, restrictions, mathematical model, cyclogram.**

Polyakov M. O.

Determination and application of loading value mode index of power transformer in a monitoring and control system of transformer.

Theoretical and practical questions of determination of loading value mode index for a power oil-immersed transformer and principles of his application in the transformer's monitoring and control system are studied, the index treated as a generalized risks index for thermal ageing of winding isolation and sudden breakdown of transformer isolation.

Key words – **power oil-immersed transformer, loading value mode index, generalized risks index, determination.**

Shurub Yu.V.

Research on a self-contained induction-machine-based electromechanical system in unbalanced working conditions.

Influence of induction machine parameters on its application efficiency and characteristics in self-contained generator mode under three-phase and single-phase loads and with a simplified asymmetrical excitation system is studied.

Key words – **induction machine parameters, application efficiency, self-contained generator mode, unbalanced working conditions.**

High Electrical and Magnetic Field Engineering

Baranov M.I.

Improvement of an electrophysical model of an electronic-kernel ball lightning through a micro-dipole water shell and electrostatics of its electrical charges.

A refined physical and mathematical model of a ball lightning (BL) with a negatively charged central electronic kernel and an electrical neutral external dipole water shell is introduced, the model based on corona current flowing through its electrical dipoles of water microparticles and its electrodynamic interaction with the lightning's self-magnetic field. Analytical estimations of possible levels of corona current, magnetic field strength, and electrodynamic forces inside the BL's active spherical micro-carcass zone, as well as probable speeds of circular rotation of electrical dipoles of the shell with polarization charges in the lightning, are made.

Key words – **analytical model, ball lightning, air atmosphere, electronic kernel, water shell, electric dipole, super strong electric field, magnetic field strength, electrodynamic force.**

Konovalov O.Ya.

Experimental check of a solution to a one-turn solenoid shape specification problem for magnetic-impulse assembly.

A physical simulation stand for pulse magnetic field distribution for a "massive one-turn solenoid – tubular workpiece" system is described. Results of relative magnetic field distribution measurement on the workpiece surface are compared with the analytical data which were used for the solenoid profile shape specification.

Key words – **magnetic-impulse assembly, one-turn solenoid shape specification problem, experimental check.**

Electrical Engineering: Theory

Baida E.I.

On the problem of equivalency for a substitution of a three-phase bus-bars by a magnetic moment.

The paper touches upon the problem of equivalent substitution of part of a three-phase bus-bars by a point field source in the form of a magnetic mo-

ment. It is shown that, in general, the substitution is non-equivalent. Magnetic field calculation via the mentioned technique without allowing for a definite set of restrictions may result in significant errors.

Key words – **three-phase bus-bars, point field source, magnetic moment.**

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТЕЙ ТА ІНФОРМАЦІЙНИХ МАТЕРІАЛІВ У ЖУРНАЛІ "ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА"

Текст анотації українською мовою, до 5 рядків (для громадян України).

Текст анотації на російській мові, до 5 рядків.

ВСТУП

З метою максимального наближення до вимог Міждержавного стандарту ГОСТ 7.5-98 дещо змінюється видавниче оформлення статей у журналі "Електротехніка і Електромеханіка".

У журналі публікуються результати досліджень і огляди у області електричних машин і апаратів, сильних магнітних полів, електричних станцій, електричного транспорту та теоретичної електротехніки, що не публікувалися раніше, методичні матеріали по напрямках підготовки "Електротехніка і електротехнології" та "Електромеханіка", а також інформаційні матеріали за профілем журналу.

Пакет документів, що направляється в редакцію повинен містити наступні складові.

1) У друкованому вигляді:

- стаття або інформаційний матеріал (1 прим.) на аркушах паперу формату А4 густиною 80 – 90 г/м², віддрукований на лазерному принтері з роздільною здатністю не менше 300 dpi;

- акт експертизи з печаткою (для громадян України). Офіційний лист з проханням опублікувати статтю (для громадян зарубіжних країн);

- рецензія (підписується доктором наук і засвідчується печаткою);

- копія документа про оплату за публікацію.

2) В електронному варіанті:

- стаття або інформаційний матеріал, виконаний у відповідності до даних вимог (без колонтитулів та нумерації сторінок);

- анотація англійською мовою (автори, назва статті, анотація, ключові слова);

- відомості про авторів (прізвище, ім'я, по-батькові повністю, дата народження, назва організації, посада, поштова адреса, вчений ступінь, вчене звання, контактні телефони, факс, e-mail).

Анотація та відомості про авторів оформлюються у вигляді окремого документа Microsoft Word з довільним форматуванням.

Оригінал статті або інформаційних матеріалів готується тільки з використанням редактора Microsoft Word однією з трьох мов: українською, російською або англійською.

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ

Всі розділи підготовленої в редакторі Microsoft Word 97 – 2003 статті повинні мати поля: зліва, справа, зверху – по 2 см, знизу – 2,5 см. Заповнення останньої сторінки повинно бути не менше 80%.

Видавниче оформлення статті містить такі елементи:

- код УДК (10 pt вирівнювання зліва);
- список авторів (ініціали, прізвище(а), 10 pt вирівнювання зліва);

- назва статті (Times New Roman 12 pt, жирний, вирівнювання зліва, заголовні букви, перенесення слів не допускається);

- анотації статті українською (обов'язково тільки для громадян України) і російською мовою, обсягом до 5 рядків кожна, оформляються шрифтом Times New Roman 9 pt, жирний, курсив;

- основний текст статті;

- список літератури;

- дата надходження рукопису у редакцію;

- додаткові відомості про авторів.

Елементи статті розділяються інтервалами в один рядок 10 pt.

ОСНОВНИЙ ТЕКСТ СТАТТІ

Стаття має бути структурованою згідно з вимогами постанови Президії ВАК України від 15.01.2003 р. № 7-05/1.

Текст розміщується у двох колонках, відстань між якими 0,5 см. Абзацні відступи – 0,75 см. Текст набирається шрифтом Times New Roman 10 pt з одиночним міжрядковим інтервалом. Допускається розділення тексту на розділи. Назва розділу оформляється заголовними буквами і центрується, нумерація – не обов'язкова (розділи ВСТУП, ВИСНОВОК, а також СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ не нумеруються). Перед назвою розділу вставляється один порожній рядок.

Рисунки і таблиці допускається розміщувати в одній колонці. Назви рисунків і таблиць (9 pt) розташовуються по центру.

Таблиця 1

Розміри полів тексту статті

Поле зліва	20 мм
Поле справа	20 мм
Поле зверху	20 мм
Поле знизу	25 мм

Рисунки оформлюються як окремі об'єкти, виконуються в редакторі рисунків Microsoft Word або вставляються в текст статті у форматі *bmp* або *jpg*.

Розташування рисунка поверх тексту і застосування альбомної орієнтації не допускається.

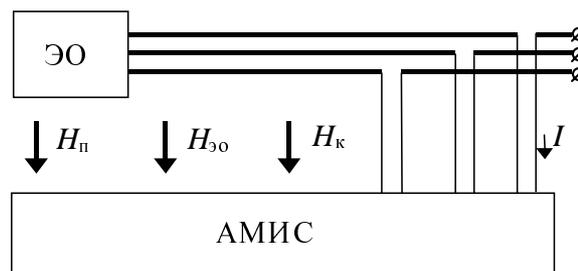


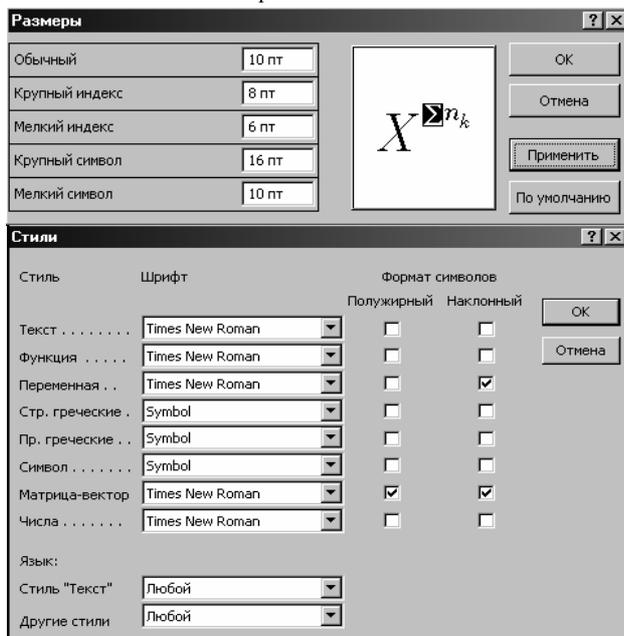
Рис.1. Функціональна схема пристрою

Математичні формули створюються у вигляді окремих об'єктів *тільки в редакторі формул Microsoft Equation*, розташовуються по центру і нумеруються в межах статті, номер притиснутий до правої сторони колонки. За формулою має слідувати розділовий знак, а якщо формула містить пояснення, то вони повинні починатися з нового абзацу із слова "де" без відступу

$$N = \frac{\tau_{u \max}}{T_k \text{ внутр}}, \quad (1)$$

де $\tau_{u \max}$ - ..., $T_k \text{ внутр}$ - ...

Налаштування редактора формул для меню "Розмір" та "Стиль" символів представлені нижче:



Кириличні символи у формулах повинні бути виконані в стилі "Текст".

Щоб уникнути різного роду накладень символів у формулах не рекомендується застосовувати символ ділення /, літеру ℓ , а також змінювати розмір об'єкту формули. Крім того, бажано використовувати символ множення у вигляді крапки.

Великі вирази і рівняння необхідно записувати у декілька рядків

$$Y = \varphi_0(S_n) + \gamma_0 \cdot \int_{S=0}^{S_n} \varphi_0 \cdot \sin(S_n - S) \cdot dS + \gamma_0^2 \cdot \int_{S=0}^{S_n} P_0(S) \cdot \cos(S_n - S) \cdot dS. \quad (2)$$

Символи у формулах і в тексті статті повинні мати однакові зображення. Об'єкти Microsoft Equation у тексті статті розташовувати небажано.

Список літератури розміщується після основного тексту. Розмір шрифту – 9 pt. Після відступу одного порожнього рядку (10 pt) від основного тексту по

центру колонки розташовують слова СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ. Нумерація джерел – у порядку послідовності по тексту або в алфавітному порядку, після номеру ставиться крапка.

ВИСНОВОК

Якщо Ви робите посилання на формули, рисунки, таблиці або літературу, необхідно використовувати наступні позначення: (1), (1) і (2), (1) – (4); рис. 1, рис. 1,а, рис. 1 і 2; табл. 1, табл. 1 і 2; [1], [1 – 3, 5].

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. P.V. Johns, "A symmetrical condensed node for the TLM method", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, Apr. 1997, pp. 370-377.
2. Шимони К. Теоретическая электротехника. – М.: Мир, 1964. – 272 с.
3. Лавров В.Я. Численно-аналитический метод расчета помехонесущих магнитных полей // Техн. электродинамика. – 1983. - № 61. - С. 18-21.
4. Пат. 14813 А Україна. МКИ G 01 R 33/24. Спосіб визначення залишкової та індукованої складових компонента магнітної індукції статичного зовнішнього магнітного поля феромагнітного виробу / А.В. Срисов, В.С. Лупіков, В.Ю. Розов та ін.— №95125251; Заявлено 12.12.95; Опубл. 30.06.97. Бюл. №3. — 6 с.
5. Минкевич А.В. Физическое пространство — время и релятивистская космология // Тез. докл. 10-й Росссийск. Гравитац. конф. "Теоретические и экспериментальные проблемы общей теории относительности и гравитации" (г. Владимир, 20-27 июня 1999 г.). — М.: РГО, 1999. — с. 84.

Після списку літератури, через інтервал в один рядок розміром 10 pt, мовою оригіналу вказують дату надходження статті в редакцію журналу (розмір 9 pt, курсив, розташування по правому краю). Наприклад:

Поступила 16.04.09

або

Надійшла 16.04.09

Наприкінці статті наводять додаткові дані про авторів статті, наприклад:

Шумилов Юрий Андреевич, д.т.н, проф.

Национальный технический университет Украины, "Киевский политехнический институт", кафедра электромеханики, Украина, 03056, Киев, пр. Победы, 37, тел. (044) 241 76 38, e-mail: yuriy2007@voliacable.com

Клименко Борис Володимирович, д.т.н, проф.

Национальный технический университет "Харківський політехнічний інститут" Україна, 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПІ", кафедра "Електричні апарати" тел. (057) 707-62-81, e-mail: kbv@kpi.kharkov.ua

Недотримання авторами наведених вище вимог може затримати редакційну підготовку статті.

Матеріали приймаються за адресою:

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

Електронні варіанти матеріалів по E-mail: ie@kpi.kharkov.ua

Довідки за телефонами: (057) 707-62-81 Клименко Борис Володимирович, Злуніцина Наталя Ростиславівна

НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА ELECTRICAL ENGINEERING & ELECTROMECHANICS

2009'2

**Рекомендовано до видання Вченою радою
Національного технічного університету
«Харківський політехнічний інститут»
Протокол №4 від 10 квітня 2009 р.**

Технічне редагування : Ємельянов Вадим Леонідович
тел. + 8 057 707 69 76
e-mail: evl@kpi.kharkov.ua

Секретар редакції: Злуніцина Наталя Ростиславівна
тел. + 8 057 707 62 81
e-mail: seb@kpi.kharkov.ua

Підписано до друку 14.04.2009 р.
Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy
Друк - лазерний. Ум. друк. арк. 9,5.
Наклад 300 прим. 1-й завод - 100. Зам. № 149. Ціна договірна.



НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

Дизайн та оформлення обкладинки ФОП Тимченко А.М. 61124, Україна, м. Харків-124, а/с 2249

Надруковано ТОВ "Сучасний друк" на цифровому видавничому комплексі
ХероxDocuTech135, м. Харків, вул. Лермонтовська, 27
