



Электротехника

12 2006



МЕДАЛЬ
"ЗА ЗАСЛУГИ В
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ"



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издаётся с января 1930 года

УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ» (г. САРАНСК)
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ «ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО» (г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ЧИБИРКИН В.В., МАКАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М., НАЙМУШИН В.Г.,
КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

БЕЛКИН Г.С., БЕСПАЛОВ В.Я., БРЯНЦЕВ А.М., ДАЦОВСКИЙ Л.Х., ДОЛКАРТ В.М., ЕВСЕЕВ Ю.А., ИНЬКОВ Ю.М.,
КОЗЯРУК А.Е., КОПЫЛОВ И.П., ЛАЗАРЕВ Г.Б., ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У., МОСКАЛЕНКО В.В.,
НИКУЛИН А.А., ПАНИБРАТЕЦ А.Н., РОЗАНОВ Ю.К., СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главного редактора),
ТРУБАЧЕВ С.Г., ТУБИС Я.Б.

Содержание журнала можно бесплатно получить в
INTERNET через службу ИНФОМАГ, организован-
ную в Московском физико-техническом институте.
Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>

Подписаться на журнал можно в почтовых
отделениях связи по объединённому каталогу
Департамента почтовой связи. Подписной индекс
— 71111.

В редакции можно подписаться на журнал с любого
месяца и приобрести отдельные номера за
прошлые и нынешний годы.

Журнал переводится на английский язык в полном
объёме и выходит в США в издательстве
"ALLERTON PRESS, INC" (18 West 27th Street New
York N.Y. 10001).

При перепечатке ссылка на журнал
«Электротехника» обязательна.

Мнение редакции не всегда совпадает с точкой
зрения авторов статей.

За содержание рекламных материалов редакция
ответственности не несёт.

Рукописи статей не возвращаются.

Издатель: ЗАО "Знак" 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 648.

Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: (095) 361-95-96
E-mail elektrotehnika@mtu-net.ru

Редактор отдела О.В. Кунавина.
Научный редактор Л.А. Романова.
Редактор З.П. Фёдорова

Сдано в набор 23.10.2006. Подписано в печать 21.11.2006 Формат 60x88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 134

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в ОАО «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, стр. 5

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЪЕКТЫ ЭНЕРГЕТИКИ (ИСПЫТАНИЯ, ДИАГНОСТИКА, МЕТОДЫ РАСЧЁТА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ)

- Селяев А.Н., Гребенёв И.Е. Методика объёмного моделирования паразитных электромагнитных полей базовых элементов импульсного преобразователя электрической энергии 2
- Желтов В.В. Метод расчёта электротехнических характеристик сверхпроводника как нелинейного элемента электрической цепи 7
- Власов А.Б. Оценка влияния ветровой нагрузки на результаты тепловизионного контроля объектов энергетики 15
- Овчаренко Н.И., Шитов Р.В. Программные избирательные измерительные органы защит от двойных замыканий на землю 21
- Морозов В.А. Определение падающей, отраженной и активной мощностей в двухпроводной линии передачи электрической энергии 25
- Шахтактинский Т.И. О роли диэлектрического покрытия поверхности электродов в электрической прочности газового промежутка, находящегося под давлением 30
- Сайгаш А.С., Сивков А.А., Герасимов Д.Ю., Шарипов Р.Р., Привезенцев С.И. Влияние внешнего магнитного поля на электроэрозионный износ поверхности ускорительного канала коаксиального магнитоплазменного ускорителя 32
- Афанасьев А.И. Электрическая прочность воздушных промежутков внешней изоляции электрооборудования при грозовых импульсах 38

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЁТЫ

- Блинников Д.Н., Геча В.Я., Захаренко А.Б., Шубенин А.В. Датчик шагового контроля специальной электрической машины 44
- Булъ О.Б. Компьютерные программы расчета и анализа магнитных систем 50

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Волохов С.А., Добродеев П.Н. Преобразование пространственных гармоник магнитного поля в комбинированных экранах электрических машин 56
- Список статей, опубликованных в журнале "Электротехника" в 2006 г. 61

Надежда Петровна Трифонова 65

CONTENS

OBJECTS OF ENERGY (TEST, DIAGNOSTICS, METHODS OF THE CALCULATION ELECTRIC CIRCUIT)

- Selyaev A.N., Grebenev I.E. A metod of three-dimentional modeling of stray electromagnetic fields produced by main components of pulse electric power converter 2
- Zheltov V.V. A method to calculate the electric characteristics of a superconductor considered as an element of the non-linear electric circuit 7
- Vlasov A.B. Estimation of the influence the wind on results thermovision checking object energy 15
- Ovcharenko N.I., Shltov R.V. Program selective measuring bodies of protection from double short circuits on ground 21
- Morozov V.A. Determination of incident, reflected and active powers in twin transmission line of electrical energy 25
- Shahtahtinskiy T.I. About a role of a dielectric covering of a surfaces electrode in electric durability of the gas interval which is taking place under pressure... 30

- Saygash A.S., Sivkov A.A., Gerasimov D.Yu., Sharipov R.R., Privezentsev S.I. Influence of external magnetic field on electroerosive wear of the accelaration channel surface coaxial magneto-plasma accelerator 32
- Afanasyev A.I. Electric durability of air intervals of external isolation of an electric equipment at storm pulses 38

RESEARCHES AND CALCULATION

- Blinnikov D.N., Gecha V.Y., Zakharenko A.B., Shubenin A.V. Sensor of special electric machine step control 44
- Bull O.B. Computer programmes for calculation and analysis magnetic systems 50

ELECTRIC MACHINES

- Volokhov S.A., Dobrodeyev P.N. The transformation of spatial harmonics of magnetic field in combined shields of electrical machines 56
- The list of the articles that were published in journal "Electrotechnics" in 2006 61

Nadejda Petrovna Trifonova 65

Методика объёмного моделирования паразитных электромагнитных полей базовых элементов импульсного преобразователя электрической энергии

СЕЛЯЕВ А.Н., ГРЕБЕНЕВ И.Е.

Рассмотрена методика объёмной компоновки импульсного преобразователя электрической энергии путём объёмного моделирования на минимизацию паразитных электромагнитных полей базовых элементов преобразователя. Доказано, что излучение коммутационных контуров задаёт основные паразитные электромагнитные радиопомехи кондуктивного и индуктивного типа в ближней зоне излучения. Для достижения минимизации этих помехоэмиссий и обеспечения электромагнитной совместимости импульсных преобразователей с бортовыми радиоэлектронными системами сделаны анализ диаграмм направленности излучений, базовых магнитных элементов электронных схем, их оптимальная компоновка, а также экранирование основных направлений излучений при высокой плотности монтажа.

Создание современной электронной техники неразрывно связано с использованием вторичных источников питания, необходимых для работы различных систем автоматики. Именно импульсные источники питания позволяют наиболее рационально использовать первичный источник (КПД более 90%), а также уменьшить его массогабаритные показатели, поэтому они являются основными источниками питания всех бортовых радиоэлектронных систем (РЭС). Однако применение импульсных преобразователей (ИП) электрической энергии приводит к высокому уровню электромагнитных помех как по цепям питания, так и по излучаемым электромагнитным полям, к которым предъявляются высокие требования во всём защищаемом диапазоне частот: от 9 кГц до 1000 МГц [1, 2] и более. Кроме того, излучаемые электромагнитные поля ИП оказывают существенное влияние на оборудование, находящееся в непосредственной близости, а также на само электронное устройство, использующее этот преобразователь.

Abstract – A method of three-dimensional packaging of pulse power converter by 3-D simulation and modeling in order to optimize stray electromagnetic fields produced by converters components. It proved that emission of commutation tanks is the main source of conductive and induced electromagnetic interference in near zone. In order to minimize stray emission and to provide electromagnetic compatibility with on-board electronic equipment, the emission radiation patterns produced by main electromagnetic components has been analysed. Optimal high density packaging and shielding in main radiation paths has been examined.

Уровни излучаемых радиопомех от ИП в целом зависят от электромагнитных эмиссий базовых элементов преобразователя, особенно при высокой плотности монтажа схемы. При этом из всех базовых элементов, наиболее часто используемых в схемах ИП, по паразитным электромагнитным полям рассеяния выделяются магнитные элементы (МЭ) электронных схем, а из МЭ (дросселей и трансформаторов) явно выделяются броневые конструкции этих элементов, при этом именно они имеют наилучшие технико-экономические показатели на единицу габаритной мощности. Для минимизации помехоэмиссии от МЭ и обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) ИП с бортовыми РЭС актуальна оценка излучаемых электромагнитных радиопомех и объёмное моделирование паразитных излучений отдельными элементами при проектировании.

Объёмное моделирование помеховых эмиссий от электронных компонентов в составе ИП позволяет ещё на стадии компоновки схемы добиться минимальных излучения радиопомех

и взаимовлияния друг на друга. Кроме того, анализируя диаграммы направленности отдельных электронных компонентов, можно определить максимальные направления в излучении, требующие первостепенного снижения для обеспечения допустимых параметров ЭМС ИП с бортовыми РЭС.

Для оценки уровня помеховых электромагнитных излучений в первом приближении или в большинстве случаев можно учитывать, как правило, основное контурное излучение, которое вносит основной вклад в уровни паразитных электромагнитных полей от ИП [2–4]. Однако при точном расчёте уровней помеховых полей от ИП электрической энергии необходимо учитывать также и излучения от основных элементов схемы, особенно значимыми из которых являются, как отмечалось, излучения от дросселей и трансформаторов, не имеющих сплошных экранов.

Помехоэмиссию от дросселя в существенно упрощённом виде первоначально представляли как излучение от соленоида [5], однако, как показывает практика, при такой оценке возникают большие погрешности и ошибки из-за существенных различий в конструкциях. Если же необходимо учитывать излучения от логических микросхем, микроконтроллеров, конденсаторов, а также любых других электронных компонентов, а рассчитать на стадии проектирования паразитные излучения достаточно затруднительно, особенно у элементов зарубежного производства, когда неизвестно их внутреннее исполнение, параметры кругового электромагнитного помехового поля базовых элементов ИП необходимо измерять и принимать как паспортные данные электронных компонентов.

Измерять параметры электромагнитного поля можно с различной детализацией в зависимости от степени и формы направленности электромагнитного излучения от электронных компонентов ИП. Данные измерения электрической и магнитной составляющей помехового поля с меньшими искажениями от переотражений необходимо производить в ближней зоне излучения на расстоянии 1 м от исследуемого источника электромагнитного поля [1, 2]. В зависимости от количества точек измерения в одной плоскости модели электронных компонентов можно классифицировать как *Модель Х4*, *Модель Х8* и т.д.

Для модели *Х4* необходимо провести четыре измерения в одной плоскости и только два измерения в другой, так как на оси вращения эти измерения будут повторяться. Такую модель можно применять для электронных компонентов, имеющих неярко выраженную направленность излучения, а для более точного описания необходимо использовать модель *Х8*, где проводится восемь измерений в основной плоскости и шесть измерений в трёх дополнительных плоскостях (рис.1).

Для описания напряжённости электромагнитного поля необходимо сформировать в виде матрицы $M_{XN_S}^{E(H)}$ размером $[N_S/2+1][N_S]$, как, например, показано для модели *Х8* ($N_S = 8$):

$$M_{X8}^E = \begin{bmatrix} E_{\theta 0} & E_{\theta 0} & E_{\theta 0} & E_{\theta 0} & E_{\theta 0} & E_{\theta 0} & E_{\theta 0} & E_{\theta 0} \\ E_{10} & E_{11} & E_{12} & E_{13} & E_{14} & E_{15} & E_{16} & E_{17} \\ E_{20} & E_{21} & E_{22} & E_{23} & E_{24} & E_{25} & E_{26} & E_{27} \\ E_{30} & E_{31} & E_{32} & E_{33} & E_{34} & E_{35} & E_{36} & E_{37} \\ E_{\theta \pi} & E_{\theta \pi} & E_{\theta \pi} & E_{\theta \pi} & E_{\theta \pi} & E_{\theta \pi} & E_{\theta \pi} & E_{\theta \pi} \end{bmatrix};$$

$$M_{X8}^H = \begin{bmatrix} H_{\theta 0} & H_{\theta 0} & H_{\theta 0} & H_{\theta 0} & H_{\theta 0} & H_{\theta 0} & H_{\theta 0} & H_{\theta 0} \\ H_{11} & H_{12} & H_{13} & H_{14} & H_{15} & H_{16} & H_{17} & H_{18} \\ H_{21} & H_{22} & H_{23} & H_{24} & H_{25} & H_{26} & H_{27} & H_{28} \\ H_{31} & H_{32} & H_{33} & H_{34} & H_{35} & H_{36} & H_{37} & H_{38} \\ H_{\theta \pi} & H_{\theta \pi} & H_{\theta \pi} & H_{\theta \pi} & H_{\theta \pi} & H_{\theta \pi} & H_{\theta \pi} & H_{\theta \pi} \end{bmatrix}.$$

Более 24 точек снимать в одной плоскости не имеет смысла, так как более точно определить уровни излучений не позволит методика измерений на расстоянии 1 м, а на большем расстоянии будет слишком низкий несущий уровень магнитной и электрической составляющих электромагнитного поля, что приведёт к большой погрешности от переотражений. В ближней зоне излучения при высокоомном (электрическом) поле магнитная составляющая напряжённости электромагнитного поля будет затухать пропорционально $1/r^2$, а электрическая –

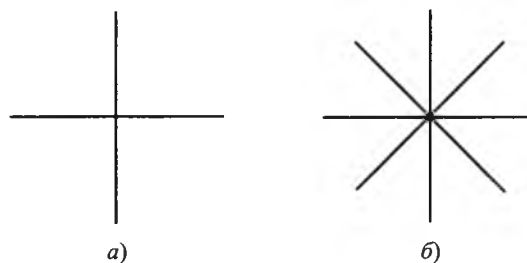


Рис.1. Плоскость измерений для модели *Х4*(а) и *Х8*(б)

пропорционально $1/r^3$. В низкоомном (магнитном) поле магнитная составляющая затухает пропорционально $1/r^3$, а электрическая – $1/r^2$ [6].

Для описания напряжённости поля в любой точке сферического пространства необходимо провести линейную интерполяцию радиус-вектора по двум параметрам φ и θ в сферической системе координат, где угол φ изменяется в пределах: $0 \leq \varphi \leq 2\pi$, а угол θ : $0 \leq \theta \leq \pi$.

Сначала необходимо определить номер сектора N_φ и N_θ в котором находится угол φ и θ соответственно (при условии что углы не выходят за допустимые пределы):

$$N_\varphi(\varphi) = if \left(\varphi < 2\pi, \frac{\varphi N_S}{2\pi}, 0 \right);$$

$$N_\theta(\theta) = if \left(\theta < \pi, \frac{\theta N_S}{2\pi}, \frac{N_S}{2} - 1 \right),$$

где N_S – количество секторов.

Номер сектора $N_\varphi(\varphi)$ будет изменяться от 0 до $N_S - 1$, а $N_\theta(\theta)$ – от 0 до $0,5N_S - 1$, так как N_S соответствует 360° .

После того, как будут найдены номера секторов для углов φ и θ , необходимо определить напряжённость поля в крайних точках сектора, т.е. выбрать значения из матрицы $M^{E(H)}$ и произвести сначала интерполяцию по углу θ , что не имеет принципиального значения, потому что результаты будут одинаковыми при первичной интерполяции как по углу θ , так и по углу φ :

$$M_\theta^{E(H)}(\varphi, \theta) = \frac{(\theta - \theta_1(\theta))(M_{\theta 2}^{E(H)}(\varphi, \theta) - M_{\theta 1}^{E(H)}(\varphi, \theta))}{\theta_2(\theta) - \theta_1(\theta)} +$$

$$+ M_{\theta 1}^{E(H)}(\varphi, \theta),$$

$$\text{где } M_{\theta 1}^{E(H)}(\varphi, \theta) = M_{N_\theta(\theta), N_\varphi(\varphi)}^{E(H)}; \quad M_{\theta 2}^{E(H)}(\varphi, \theta) =$$

$$= M_{N_\theta(\theta)+1, N_\varphi(\varphi)}^{E(H)}; \quad \theta_1(\theta) = N_\theta(\theta) \frac{2\pi}{N_S}; \quad \theta_2(\theta) = \frac{2\pi}{N_S} +$$

$$+ N_\theta(\theta) \frac{2\pi}{N_S}.$$

В результате проведённой интерполяции по углу θ становятся известными сечения электромагнитного поля в плоскости zx и zy . На рис.2 и 3 показаны сечения напряжённости магнитного поля от дросселя, построенные при использовании модели X4, где связь между сферической и декартовой системой координат про-

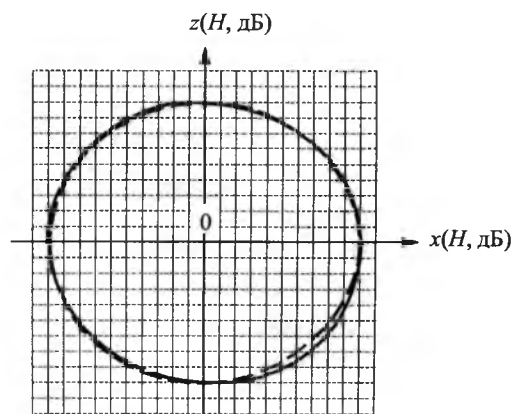


Рис.2. Сечение в плоскости zx напряжённости магнитного поля, излучаемого дросселем на рабочей частоте 25 кГц

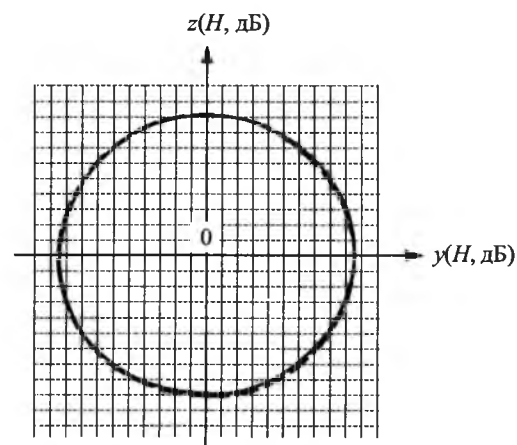


Рис.3. Сечение в плоскости zy напряжённости магнитного поля, излучаемого дросселем на рабочей частоте 25 кГц

изводится по следующим формулам [7]:

$$\left. \begin{aligned} z &= r \cos \theta; \\ x &= r \sin \theta \cos \varphi; \\ y &= r \sin \theta \sin \varphi. \end{aligned} \right\}$$

После проведения интерполяции по углу θ были определены все необходимые точки по поверхности в плоскости xy . Чтобы определить конечную напряжённость электромагнитного поля необходимо провести интерполяцию по углу φ . Интерполяция по углу φ производится так же, как и по углу θ , за исключением того, что сектора являются "циклическими", т.е. последний сектор в свою конечную границу включает начальные условия зоны первого сектора.

$$M_{\varphi}^{E(H)}(\varphi, \theta) = \frac{(\varphi - \varphi_1(\varphi))(M_{\varphi_2}^{E(H)}(\varphi, \theta) - M_{\varphi_1}^{E(H)}(\varphi, \theta))}{\varphi_2(\varphi) - \varphi_1(\varphi)} + M_{\varphi_1}^{E(H)}(\varphi, \theta),$$

где

$$M_{\varphi_1}^{E(H)}(\varphi, \theta) = M_{\theta}^{E(H)}(\varphi, \theta);$$

$$M_{\varphi_2}^{E(H)}(\varphi, \theta) = M_{\theta}^{E(H)}\left(\varphi + \frac{2\pi}{N_S}, \theta\right);$$

$$\varphi_1(\varphi) = N_{\varphi} \frac{2\pi}{N_S};$$

$$\varphi_2(\varphi) = \frac{2\pi}{N_S} + N_{\varphi} \frac{2\pi}{N_S}.$$

В результате проведённой интерполяции по углу φ можно определить любую точку поверхности. На рис.4 показаны сечения в плоскости xy , построенные для исследуемого дросселя, при различных углах $\theta = \{\pi/12, \pi/8, \pi/6, \pi/4, \pi/2, 3\pi/4\}$. Как видно из рис.4, для описываемого дросселя достоверность построенной поверхности должна быть довольно высока, так как сечения отличаются не более чем на 1% от измеренных напряжённостей магнитного поля. Такая низкая погрешность обусловлена несложной диаграммой направленности напряжённости магнитного поля. Если же диаграмма электромагнитного поля имеет сложную форму, то в зависимости от выбранного количества секторов точность модели будет значительно меняться, хотя и в приведённом примере при уменьшении количества секторов погрешность значительно возрастёт.

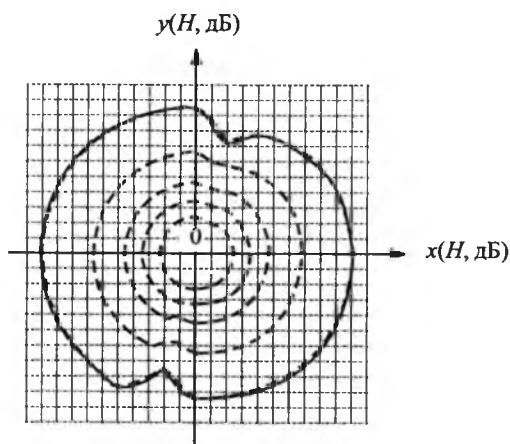


Рис.4. Сечение в плоскости xy напряжённости магнитного поля, излучаемого дросселем на рабочей частоте 25 кГц

Для оценки достоверности модели перед её использованием необходимо построить её 3D представление, чтобы убедиться, что при измерении не было допущено грубых ошибок и выбранная оценка была адекватна. Такое представление модели можно построить с помощью разработанной программы Model component XN(FT), написанной на CBuilder с использованием OpenGL. Программа Model component XN(FT) на основе значений матрицы, которая задаётся с помощью встроенного скрипта, строит трёхмерное представление напряжённости поля (рис.5). На рис.5 приведена напряжённость магнитного поля дросселя, который показан на рис.6. Исследуемый дроссель находится над полностью экранированным полупроводниковым преобразователем и расположен в трёхмерном пространстве с осями x, y, z .

На практике не всегда удобно использовать одинаковое количество секторов по углу φ и θ , потому что, имея узкую направленность электромагнитного поля, придётся заполнять матрицу большого размера, поэтому в реализации

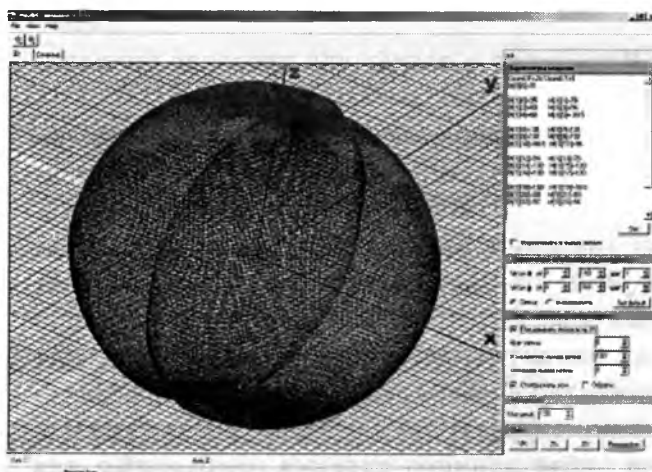


Рис.5. Скриншот программы Model component XN(FT)



Рис.6. Исследуемый дроссель

алгоритма интерполяции поверхности электромагнитного поля используется различное количество секторов по углу φ и θ .

При использовании различного количества секторов по углам напряжённость электромагнитного поля необходимо сформировать в виде

матрицы $M_{XN\varphi S N\theta S}^{E(H)}$ размером $[N_{\theta S}/2 + 1][N_{\varphi S}]$

(модель $XN\varphi \setminus N_{\theta}$):

$$M_{XN\varphi S N\theta S}^E = \begin{bmatrix} E_{00} = E_{\theta 0} & E_{01} = E_{\theta 0} & \dots & E_{0[N_{\varphi S}-1]} = E_{\theta 0} \\ E_{10} & E_{11} & \dots & E_{1[N_{\varphi S}-1]} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ E_{[N_{\theta S}-1]0} = E_{\theta \pi} & E_{[N_{\theta S}-1]1} = E_{\theta \pi} & \dots & E_{[N_{\theta S}-1][N_{\varphi S}-1]} = E_{\theta \pi} \end{bmatrix};$$

$$M_{XN\varphi S N\theta S}^H = \begin{bmatrix} H_{00} = H_{\theta 0} & H_{01} = H_{\theta 0} & \dots & H_{0[N_{\varphi S}-1]} = H_{\theta 0} \\ H_{10} & H_{11} & \dots & H_{1[N_{\varphi S}-1]} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ H_{[N_{\theta S}-1]0} = H_{\theta \pi} & H_{[N_{\theta S}-1]1} = H_{\theta \pi} & \dots & H_{[N_{\theta S}-1][N_{\varphi S}-1]} = H_{\theta \pi} \end{bmatrix}.$$

Измерения и расчёт для дросселя проводились на несущей рабочей частоте (25 кГц). Рассчитать напряжённости поля на других частотах спектра, отличных от рабочей, не представляется возможным из-за малых амплитудных значений. Зависимость каждого элемента матрицы от частоты в общем случае имеет различные функции, особенно это характерно для элементов, имеющих в своей структуре множество ячеек, которые работают в различные моменты времени, например микросхемы. При учёте данного явления необходимо для каждого элемента матрицы вводить дополнительные функции зависимости напряжённости от частоты. Для описания модели дросселя использовалась модель $X24/4$.

Разработанная программа позволяет определять направленность максимальных напряжённостей паразитных электромагнитных излучений. Как показано на рис. 7, измеренная напряжённость поля исследуемого дросселя имеет ярко выраженную диаграмму направленности в физических величинах, поэтому применительно к данному дросселю экранирование его только со стороны отверстия в магнитном ма-

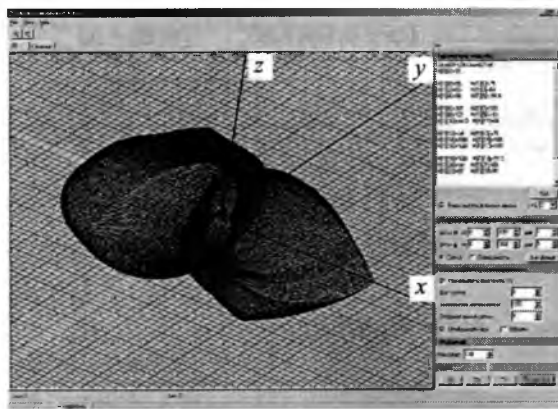


Рис. 7. Скриншот программы Model component XN(FT) при построении электромагнитного поля в физических величинах

териале наименее эффективно, так как наибольшее излучение происходит в другой плоскости.

При пересчёте в физические величины введено дополнительное масштабирование (рис. 7), так как из-за специфики отображения с помощью OpenGL невозможно построить малые значения, а за единицу измерения масштаба принят 1 дБ. При неверном значении дополнительного масштабирования отображение невозможно, поэтому множитель масштаба должен быть выбран таким образом, чтобы максимальное значение физической величины, умноженной на значение дополнительного масштабирования, находилось в промежутке между 10 и 100 ед.

Таким же образом можно находить "слабые" места конструкций, используемых для крепления элементов с целью дополнительного экранирования, или определять необходимость экранирования электронных компонентов в обусловленных направлениях.

Полученная модель излучения электромагнитных помех от электронных компонентов может использоваться совместно с расчётом контурной помехоэмиссии, что позволит произво-

дить более точный расчёт характера помех электрического и магнитного полей от преобразователей электрической энергии в целом в ближней зоне излучения, а также определить "узкие" места для обеспечения ЭМС ИП с РЭС различного назначения.

С помощью разработанной методики расчёта напряжённости электромагнитного поля с высокой точностью можно прогнозировать возможные проблемы в обеспечении как внутренней (в пределах разрабатываемого устройства), так и внешней ЭМС ИП, а также определять характер излучений и адекватно применять меры по минимизации электромагнитных радиопомех на основных направлениях излучений при высокой плотности монтажа.

Таким образом, минимизируя внутренние электромагнитные помехи, которые оказывают существенные воздействия на кондуктивные помехи по цепям питания и излучению в ближней зоне, можно значительно повысить качество ЭМС ИП с бортовыми РЭС различного назначения.

Список литературы

1. ГОСТ Р 51320-99. Совместимость технических средств электромагнитная. Радиопомехи промышленные. Методы испытаний технических средств – источников промышленных радиопомех. М.: Госстандарт РФ, 1999.
2. Чернышев А.И., Шиняков Ю.А., Селяев А.Н., Гаврилов А.М. Особенности помеховых электромагнитных полей в ближней зоне излучения от импульсных пре-

образователей электрической энергии // Изв. вузов. Проблемы энергетики, 2003. № 1–2. С. 80–92.

3. Математическая модель для оценки параметров электромагнитной совместимости импульсных преобразователей энергии / Чернышев А.И., Шиняков Ю.А., Селяев А.Н. и др. // Материалы VI Междунар. симпозиума по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. СПб: СПб ГЭТУ, "ЛЭТИ", 2005. С. 16–20.

4. Селяев А.Н., Гребенев И.Е. Определение порядковых уровней помеховых электромагнитных полей полупроводниковых преобразователей на стадии проектирования // Изв. ТПУ. 2006. № 1. С. 167–171.

5. Казанцев Ю.М., Лекарев А.Ф., Гаврилов А.М. Анализ электромагнитной совместимости систем преобразовательной техники на имитационных моделях // Электронные и электромеханические системы и устройства: Сб. науч. трудов. Томск: МГП "РАСКО" при изд. "Радио и связь", 2001. С. 101–110.

6. Барнс Дж. Электронное конструирование. Методы борьбы с помехами: Пер. с англ. М.: Мир, 1990.

7. Френсис Хилл OpenGL. Программирование компьютерной графики. Для профессионалов. СПб.: Питер, 2002.

Селяев Александр Николаевич – профессор кафедры "Промышленной электроники" Томского ГУ систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), доктор техн. наук. В 1972 г. окончил факультет автоматики и электромеханики Томского политехнического института. В 2001 г. защитил докторскую диссертацию по вопросам комплексной оценки и обеспечения электромагнитной совместимости исполнительных двигателей с бортовыми радиоэлектронными системами.

Гребенев Игорь Евгеньевич – аспирант кафедры "Промышленной электроники" Томского ГУ систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР). В 2004 г. окончил факультет электронной техники ТУСУР.

Метод расчёта электротехнических характеристик сверхпроводника как нелинейного элемента электрической цепи

ЖЕЛТОВ В.В.

Предложен универсальный метод расчёта электротехнических характеристик сверхпроводника, возбуждаемого совместным воздействием подключённого к нему источника питания и переменного магнитного поля. В основе метода лежат определения статической и дифференциальной индуктивностей сверхпроводника, которые совместно с его магнитным моментом образуют систему базовых характеристик. Остальные электротехнические характеристики выражены через базовые с помощью соотношений типичных для электротехники нелинейных электрических цепей.

There has been proposed a universal technique to calculate the electric characteristics of a superconductor excited simultaneously by a power supply connected thereto and an external time-dependent magnetic field. The technique is underlied by the concepts of static and differential inductance which together with the superconductor magnetic moment constitute a system of basic characteristics. All the other characteristics can be expressed via the basic ones with the help of formulae typical for nonlinear electric circuits theory.

Расчёту электротехнических характеристик сверхпроводников посвящено множество работ [например, 1–4]. Однако предлагаемый в статье подход является новым для расчётов подобного рода, прежде всего потому, что он рассматривает сверхпроводник как нелинейный элемент электрической цепи. Это даёт возможность использовать все достижения теории нелинейных электрических цепей и обеспечивает такую полноту и универсальность описания сверхпроводника, которая недоступна традиционным методикам.

Расчётная модель

Хотя принципы предлагаемой методики имеют более общий характер, в данной работе приводится её изложение применительно к осесимметричной задаче, т.е. объектом расчёта является круговое сверхпроводящее кольцо произвольного поперечного сечения, свойства которого не зависят от угловой координаты φ . Вольт-амперная характеристика сверхпроводника аппроксимируется моделью критического состояния, причём критическая плотность тока полагается постоянной $j_c = \text{const}$. Кольцо возбуждается совместным воздействием двух соленоидов – внешнего, создающего переменное внешнее магнитное поле B_e , и центрального, создающего поле B_u (рисунок). Поле внешнего соленоида полагается однородным в пределах площади поперечного сечения кольца. Поэтому поток B_e , сцепленный с круговым контуром радиуса ρ , расположенным внутри кольца $\Phi_e(\rho)$, пропорционален ρ^2 . Центральный соле-

ноид полагается достаточно длинным, чтобы не создавать магнитной индукции на кольце – его магнитный поток Φ_u через любой аналогичный замкнутый контур в кольце одинаков. Следовательно, центральный соленоид имитирует возбуждение кольца источником питания с напряжением $U = -d\Phi_u/dt$.

В принятой геометрии векторы напряжённости электрического поля E и, соответственно, плотности тока j могут иметь только касательные компоненты $E = E_\varphi$, $j = j_\varphi$. Это означает, что распределение экранирующих токов в кольце удовлетворяет системе уравнений, записанной для совокупности электрически изолированных друг от друга круговых токовых контуров:

$$\sum_{n=1}^N \{L_{nk} (dj_n / dt) S_n\} + d\Phi_e(\rho_k) / dt = -d\Phi_u / dt, \\ k = 1, 2, \dots, N.$$

Здесь L_{nk} – взаимная индуктивность контуров n и k ; ρ_k – радиус контура k ; j_n и S_n соответственно плотность тока в контуре n и площадь его поперечного сечения.

Суммирование ведётся по всем N контурам, на которые разбито кольцо. Число уравнений в системе также равно N . Распределение тока в пределах S_n предполагается равномерным. Поэтому для обеспечения достаточной точности расчёта значения S_n должны быть малы по сравнению с площадью поперечного сечения кольца S_r (в дальнейшем контуры, удовлетворяющие этому условию мы будем называть "элементарными"). В соответствии с моделью критического состояния система должна решаться при материальном условии $|j_n| \leq j_c$.

Динамика проникновения экранирующих токов в сверхпроводник

Процесс возбуждения сверхпроводника начинается с фазы первоначального проникновения, которая характеризуется наличием в сверхпроводнике двух зон – насыщенной S и ненасыщенной N (см. рисунок). В первой уже наведены экранирующие токи $|j_S| = j_c$, во второй сохраняются начальные условия $E_N = 0$, $j_N = 0$. Направление токов j_S зависит от распределения E . При определённых условиях возбуждения знак E в пределах насыщенной зоны может изменяться. В этом случае последняя состоит из областей, направления токов в которых взаимно противоположны. Граница, раз-

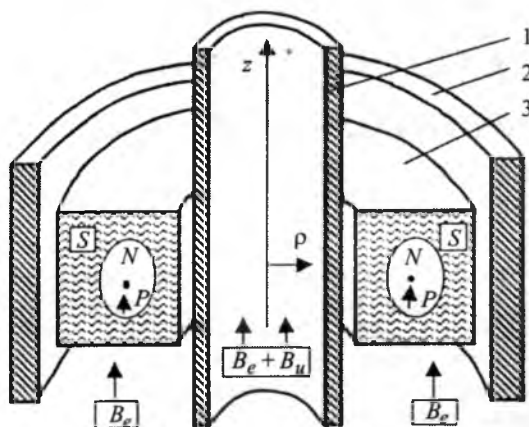


Схема возбуждения сверхпроводящего кольца:

1, 2 – соответственно центральный и внешний соленоиды; 3 – кольцо; S, N – насыщенная и ненасыщенная зоны в сечении кольца; P – предельный контур

деляющая такие области, характеризуется условием $E = 0$, поэтому мы будем называть её поверхностью электрической нейтрали. По мере проникновения экранирующих токов вглубь сверхпроводника ненасыщенная зона стягивается в бесконечно тонкий контур (контур P на рисунке), который мы будем называть предельным. В момент, когда насыщенная зона достигает предельного контура, фаза проникновения сменяется фазой насыщения. В этой фазе ещё возможно перераспределение экранирующих токов (за счёт перемещения поверхности электрической нейтрали, если таковая имеется), однако насыщенная зона занимает весь объём сверхпроводника.

Циклический процесс возбуждения сверхпроводника представляет собой чередование фаз проникновения и насыщения. Однако в фазах проникновения в ненасыщенной зоне сохраняются "реликтовые" токи j_m , наведённые в предыдущем полуцикле, т.е. по-прежнему $E_N = 0$, но $j_N = j_m$. Чтобы отметить это отличие, мы будем называть такие фазы фазами повторного проникновения. Токи j_s и j_m имеют взаимно противоположное направление. Поэтому на границе раздела насыщенной и ненасыщенной зон изменение тока равно $2j_c$. Отсюда следует важный для дальнейшего принцип эквивалентности: при равных условиях возбуждения перемещение границы насыщенной зоны в фазе повторного проникновения оказывается таким же, как и для сверхпроводника с удвоенным значением j_c в фазе первоначального проникновения. Значения параметров возбуждения, при которых происходит переход от одной фазы распределения токов к другой, называются пороговыми. При пороговых значениях качественно меняется отклик сверхпроводника на внешнее воздействие и поэтому качественно меняются зависимости всех электротехнических характеристик от условий возбуждения.

Базовые характеристики сверхпроводника

В качестве базовых характеристик используются m – магнитный момент сверхпроводника, L_{sa} и L_d – статическая и дифференциальная индуктивности сверхпроводника. Эти характеристики являются функциями динамики проникновения экранирующих токов в сверхпроводник, т.е., в конечном счёте, функциями свойств сверхпроводника и условий его возбуждения. Их можно получить либо аналитически

(если аналитически задано распределение экранирующих токов), либо путём аппроксимации результатов численных расчётов. Определение m остаётся общепринятым. Использование для описания нелинейных систем статической и дифференциальной индуктивностей также является традиционным. Однако определение этих величин необходимо модифицировать для того, чтобы сделать их применимыми для сверхпроводника.

Магнитный момент. В случае осесимметричной задачи вектор магнитного момента имеет только z компоненту. Формулу для его расчёта можно записать в виде:

$$m = m_z = \pi \int \rho^2 j dS_r. \quad (2)$$

Статическая индуктивность сверхпроводника. Статическая индуктивность служит для вычисления собственной магнитной энергии рассчитываемого объекта E_m . Согласно классическому определению она равна отношению собственного потокоцепления Ψ к транспортному току $L_s = \Psi/J$. Раскрывая в этой формуле значение Ψ , получаем:

$$L_s = (\int \Phi j dS_r) / j^2. \quad (3)$$

Здесь Φ – магнитный поток собственных токов, сцепленный с элементарным контуром тока $j dS_r$, а интегрирование ведётся по всей площади поперечного сечения проводника S_r ; транспортный ток проводника

$$J = \int j dS_r. \quad (4)$$

Числитель (3) для любой системы равен удвоенному значению собственной магнитной энергии проводника. Поэтому J^2 фактически является лишь нормировочным коэффициентом и естественно, что как для линейных, так и для нелинейных систем

$$E_m = L_s J^2 / 2. \quad (5)$$

Разница заключается лишь в том, что для нелинейных систем $L_s \neq \text{const}$.

Специфика сверхпроводника состоит в том, что в нём одновременно могут течь токи взаимно противоположных направлений. Это делает нормировку на J^2 неудобной, поскольку возникают ситуации, при которых $J = 0$, а $E_m \neq 0$, и, следовательно, статическая индуктивность обращается в бесконечность. Чтобы избежать этого, представляется целесообразным использовать в качестве нормировочного коэффициента значение абсолютного тока сверхпроводника

$$J_a = \int |j| dS_r, \quad (6)$$

т.е. определить статическую индуктивность сверхпроводника соотношением

$$L_{sa} = (\int \Phi j dS_r) / J_a^2. \quad (7)$$

Определённая таким образом индуктивность (называемая ниже абсолютной статической индуктивностью) остаётся конечной при любом конечном значении E_m , причём формула для расчёта магнитной энергии сохраняет обычный вид:

$$E_m = L_{sa} J_a^2 / 2. \quad (8)$$

В случае, когда все токи в проводнике имеют одинаковые направления, формулы (6)–(8) переходят в (3)–(5). Поэтому L_{sa} можно рассматривать не как новую характеристику, а как расширение общепринятого понятия статической индуктивности, позволяющее использовать его при расчёте сверхпроводящих объектов. Заметим, что величина J_a имеет и самостоятельное значение – отношение J_a к критическому току J_c даёт информацию о глубине проникновения токов в сверхпроводник.

При численном расчёте распределения экранирующих токов с помощью системы уравнений (1) L_{sa} можно вычислить, используя соотношение для магнитной энергии индуктивно связанных элементарных токовых контуров:

$$L_{sa} = 2E_m / J_a^2 = \left(\sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^N L_{nk} j_n j_k S_n S_k \right) / J_a^2. \quad (9)$$

При аналитических расчётах может оказаться удобнее выразить L_{sa} через токи насыщенной и ненасыщенной зон J_S и J_N , а индуктивности этих зон

$$L_{sa} = (L_{Nm} J_N^2 + L_S J_S^2 + 2L_{SNm} J_S J_N) / J_a^2. \quad (10)$$

Здесь L_{Nm} – индуктивность части ненасыщенной зоны, занятой реликтовыми токами; L_{SNm} – взаимная индуктивность этой части и насыщенной зоны; L_S – индуктивность насыщенной зоны.

Естественно, что при амплитуде изменения тока выше порогового значения L_{Nm} и L_{SNm} становятся равными соответственно индуктивности всей ненасыщенной зоны L_N и её взаимной индуктивности с насыщенной зоной L_{SN} .

Если сверхпроводник помещён во внешнее магнитное поле B_e , то помимо его собственной магнитной энергии необходимо вычислять и

энергию магнитного взаимодействия с этим полем E_{me} . Общее соотношение для её расчёта отличается от (3) лишь заменой Φ на поток внешнего поля Φ_e , сцепленный с интегрируемым контуром тока:

$$E_{me} = (\int \Phi_e j dS_r) / 2. \quad (11)$$

Для расчёта E_{me} в общем случае можно повторить рассуждения, описанные выше, т.е. выразить E_{me} , используя стандартное определение взаимной индуктивности внешнего соленоида и сверхпроводника:

$$L_{er} = 2E_{me} / (J J_e) = (\int \Phi_e j dS_r) / (J J_e), \quad (12)$$

затем модифицировать это определение путём замены нормировочного коэффициента $J J_e$ на произведение абсолютных токов сверхпроводника и соленоида (замена тока соленоида J_e на его абсолютное значение J_{ea} необходима, если соленоид сверхпроводящий). Однако в данной статье предполагается, что B_e однородно в пределах площади поперечного сечения кольца. При этом условии E_{me} удобнее выразить через магнитный момент. Для этого представим (11) в виде:

$$E_{me} = 0,5 \int \Phi_{1e} j dS_r + 0,5 \int \Phi_{0e} j dS_r. \quad (13)$$

Здесь Φ_{1e} – поток, вычисленный в предположении, что B_e остаётся однородным во всём пространстве; Φ_{0e} – поправка к значению потока, учитывающая фактическую неоднородность B_e в апертуре кольца (т.е., если B_e сохраняет однородность и в пределах последней, то $\Phi_{0e} = 0$).

Первый интеграл представляет собой энергию взаимодействия намагниченного тела с однородным полем. Известно [5], что она равна $(m B_e) / 2$ (здесь и ниже в круглых скобках скалярное произведение векторов). Так как в области интегрирования $\Phi_{0e} = \text{const}$, второй интеграл равен произведению $J \Phi_{0e}$. Итак, если поле однородно в пределах поперечного сечения кольца:

$$E_{me} = (m B_e) / 2 + J \Phi_{0e} / 2. \quad (14)$$

Дифференциальная индуктивность нелинейного элемента электрической цепи обычно определяется соотношением $L_d = d\Psi / dJ$ и используется для расчёта падения напряжения на рассчитываемом объекте. Это напряжение (ниже мы будем называть его напряжением источника питания) вычисляется стандартным образом:

$$U = L_d(dJ/dt) + U_a + d(L_{er}J_e)/dt. \quad (15)$$

Здесь первое слагаемое учитывает ЭДС самоиндукции объекта, второе – активную составляющую падения напряжения (обычно $U_a = JR$), третье – ЭДС, индуцируемую внешним магнитным полем. Фактически (15) отражает условие, справедливое для любого элементарного контура тока dJ , замкнутого на источник питания: алгебраическая сумма напряжения источника и ЭДС электромагнитной индукции равна падению напряжения на активном сопротивлении. Благодаря использованию понятия индуктивности это условие осреднено по всему сечению проводника. К сожалению, такое осреднение для сверхпроводников неудобно. Используя его, мы были бы вынуждены ввести ещё одну нетривиальную для сверхпроводника величину R , учитывающую активную составляющую падения напряжения в насыщенной зоне. Чтобы избежать этого, автор предлагает модифицировать определение L_d следующим образом:

$$L_d = d\Phi_c / dJ. \quad (16)$$

Здесь Φ_c – собственный магнитный поток сверхпроводника, сцепленный с особым образом выделенным в сверхпроводнике контуром. Этот контур мы назовём контуром электрической нейтралы (КЭН) и определим его выбор следующим образом:

– в фазе проникновения КЭН совпадает с предельным контуром;

– в момент перехода к фазе насыщения КЭН фиксируется на поверхности электрической нейтралы и в дальнейшем перемещается вместе с ней.

В момент перехода к фазе насыщения поверхность электрической нейтралы обязательно проходит через предельный контур, поскольку их объединяет общее условие $E = 0$. Поэтому "фиксация" КЭН происходит без изменения его положения. Если же поверхность электрической нейтралы отсутствует, т.е. направление токов во всей насыщенной зоне одинаково, то положение КЭН для фазы насыщения оказывается неопределённым. Однако в этом случае $dJ/dt = 0$ и в расчёте L_d нет необходимости.

Из определения КЭН следует, что на нём в любой момент времени напряжённость электрического поля равна нулю. Следовательно, на КЭН отсутствует активная составляющая падения напряжения и для него справедливо равенство:

$$U = L_d(dJ/dt) + d(L_{ec}J_e)/dt, \quad (17)$$

где L_{ec} – взаимная индуктивность внешнего соленоида и КЭН.

Предложенная модификация обеспечивает минимальные отличия от общепринятого способа расчёта: в определении L_d собственное потокоцепление проводника заменено на его магнитный поток, сцепленный с КЭН, а расчёт напряжения по (17) отличается от (15) лишь условием $R = 0$ и заменой L_{er} на L_{ec} . При этом условие $R = 0$ выглядит естественным для сверхпроводника, а замена L_{er} на L_{ec} только упрощает расчёты взаимной индуктивности, так как вычисление L_{ec} не требует интегрирования потока внешнего магнитного поля по сечению сверхпроводника. Далее мы вычислим тепловую диссипацию в сверхпроводнике, исходя из энергетического баланса системы. Таким образом, используя определения L_{sa} и L_d мы исключаем понятие эффективного активного сопротивления не только из (17), но и из всей схемы расчётов. Заметим, что использование энергетического баланса для расчёта рассеяния энергии типично для нелинейных систем. Например, изменение собственной магнитной энергии катушки индуктивности $d(L_s J^2/2)/dt$ и мощность подключённого к ней источника питания $JL_d(dJ/dt)$ могут быть равными только при условии $L_s = L_d = \text{const}$. В случае его нарушения неизбежен переход части циркулирующей в системе энергии в другие формы. Аналогичным образом в предлагаемом методе возникновение гистерезисных потерь в сверхпроводнике трактуется как следствие зависимости его индуктивности от тока, в конечном счёте, как следствие перераспределения тока в пределах площади поперечного сечения сверхпроводника. Такой способ расчёта не требует конкретизации механизма возникновения потерь.

Для численного расчёта L_d при использовании метода элементарных токовых контуров (16) удобно представить в виде:

$$L_d = d\left(\sum_{n=1}^N L_{nc} j_n S_n\right) / dJ, \quad (18)$$

где L_{nc} – взаимная индуктивность элементарного контура n с КЭН.

При аналитических расчётах удобна формула, выражающая L_d через взаимные индуктивности КЭН с насыщенной зоной L_{sc} и с частью

ненасыщенной зоны, занятой реликтовыми токами L_{Nmc} :

$$L_d = [d(L_{Sc}J_S) + d(L_{Nmc}J_N)]/[dJ_S + dJ_N]. \quad (19)$$

В заключение, отметим две особенности (19), справедливые в приближении $j_c = \text{const}$, которые позволяют упростить вычисления.

1. Дифференциальная индуктивность сверхпроводника определяется только взаимной индуктивностью его насыщенной зоны с КЭН. Дело в том, что в этом приближении члены (19), относящиеся к насыщенной и ненасыщенной зонам, формируются только за счёт изменения токов на их общей границе. Первые – за счёт индуцирования токов наступающей насыщенной зоны, вторые – за счёт затухания таких же по абсолютному значению, но противоположных по направлению реликтовых токов. Поэтому оба слагаемых как в числителе, так и в знаменателе оказываются равными. Следовательно, при $j_c = \text{const}$

$$L_d = d(L_{Sc}J_S) / dJ_S. \quad (20)$$

2. В отсутствие переменной составляющей внешнего магнитного поля взаимная индуктивность насыщенной зоны с КЭН равна её взаимной индуктивности с любым (охватывающим ось z) контуром, расположенным в ненасыщенной зоне, и с самой ненасыщенной зоной или её частью. Действительно, L_d в принципе можно было бы определить, используя любой из таких контуров n или ненасыщенную зону в целом N , поскольку условие $E = 0$ для них выполняется (преимущество КЭН состоит лишь в том, что для него это условие выполняется в течение всего цикла возбуждения сверхпроводника). При этом напряжение, вычисленное по (19), естественно, осталось бы прежним, а в (20) вместо L_{Sc} должна была бы фигурировать взаимная индуктивность насыщенной зоны с выбранным контуром L_{Sn} (или с ненасыщенной зоной в целом L_{SN}). Однако при $d(L_{ec}J_e)/dt = 0$ это возможно только если $L_{Sc} = L_{Sn} = L_{SN}$. Рассуждения не изменятся, если вместо всей ненасыщенной зоны рассмотреть лишь её часть. Значит, кроме того $L_{SN} = L_{SNm}$. Заметим, что это утверждение может использоваться не только для упрощения вычисления L_d , но и в качестве метода расчёта формы границы насыщенной зоны при возбуждении сверхпроводника только источником питания. Форма границы подбирается из условия $L_{Sn} = \text{const}$, где n – любой контур, лежащий в ненасыщенной зоне.

Расчёт характеристик электрических цепей

При расчёте характеристик электрической цепи сверхпроводящего кольца и цепи внешнего соленоида мы предполагаем, что:

- 1) магнитное поле кольца не влияет на распределение тока в обмотке внешнего соленоида;
- 2) индуктивность центрального соленоида, а также его взаимная индуктивность с внешним соленоидом равны нулю.

Условие 1) означает, что присутствие кольца не изменяет индуктивности внешнего соленоида L_e и мощности тепловой диссипации в его обмотке P_e . Оно естественно для поставленной в статье задачи – исследования характеристик кольца во внешнем поле, поскольку в такой задаче B_e должно быть аргументом, а не функцией тока кольца. На практике оно может оказаться неприемлемым только, если соленоид сверхпроводящий, причём его обмотка выполнена проводником, площадь поперечного сечения которого сравнима с размерами соленоида. Заметим, что и этот случай не выходит за пределы возможностей метода, однако становится необходимым производить расчёт проникновения насыщенной зоны в кольцо и в обмотку соленоида одновременно, как решение самосогласованной задачи. Далее вычисляются базовые характеристики для обоих объектов, и расчёт становится симметричным по отношению к кольцу и соленоиду.

Условие 2) является следствием принятой расчётной модели – центральный соленоид рассматривается не как реальный физический объект, он лишь имитирует подключённый к кольцу источник питания. Отметим, что существуют экспериментальные установки, имитирующие подключение источника питания тем же способом. В них сигналы, обусловленные индуктивностью центрального соленоида, подавляются с помощью компенсирующих обмоток.

Падение напряжения на сверхпроводящем кольце U может быть рассчитано непосредственно по (19). Для вычисления напряжения на внешнем соленоиде U_e запишем сначала соответствующую расчётную формулу в общем виде, аналогичном (15):

$$U_e = d(L_e J_e) / dt + P_e / J_e + d(L_{re} J) / dt. \quad (21)$$

Здесь L_{re} – взаимная индуктивность кольца и соленоида. В соответствии с принципом равенства взаимных индуктивностей двух магнито-

связанных объектов эту величину можно заменить значением L_{er} , которое легко выразить через B_e и магнитный момент сверхпроводящего кольца (см. (12) и (14). В результате

$$U_e = d(L_e J_e) / dt + P_e / J_e + d(B_e m / J_e) / dt + d(\Phi_{0e} J / J_e) / dt. \quad (22)$$

Здесь сумма двух первых слагаемых равна падению напряжения на обмотке уединённого соленоида, а сумма двух последних – поправка, обусловленная влиянием кольца. Формулу (22) можно упростить в двух случаях:

– если обмотка соленоида сверхпроводящая, но влиянием ее намагничённости на B_e и Φ_{0e} можно пренебречь (это может оказаться возможным даже тогда, когда намагничённость существенно искажает поле транспортного тока внутри обмотки [2], поскольку вне обмотки это искажение быстро убывает с расстоянием);

– если обмотка соленоида выполнена нормальным проводником.

В первом случае отношения B_e / J_e и Φ_{0e} / J_e можно полагать постоянными и вынести их из-под знака дифференцирования, во втором – дополнительно выносятся из-под знака дифференцирования L_e .

Мощности источников, питающих кольцо и соленоид, вычисляются стандартным образом: $W_u = UJ$, $W_e = U_e J_e$. Работы источников A_u и A_e , естественно, равны интегралам от соответствующих значений мощности по времени.

Формулу для расчёта магнитной энергии системы легко получить из (8), (14), если учесть условия 1), 2), а также равенство энергий взаимодействия кольца с соленоидом и соленоида с кольцом:

$$E_{m\Sigma} = L_e J_e^2 / 2 + L_{sa} J_a^2 / 2 + (B_e m) + J \Phi_{0e}. \quad (23)$$

Для вычисления мощности тепловой диссипации в сверхпроводящем кольце P запишем энергетический баланс системы:

$$W_u + W_e = dE_{m\Sigma} / dt + P + P_e. \quad (24)$$

Поскольку, при соблюдении условия 1) диссипация энергии в кольце не может зависеть от вида обмотки соленоида, мы можем при вычислении P считать последнюю идеальной, т.е. положить: $P_e = 0$, $L_e = \text{const}$, $B_e / J_e = \text{const}$, $\Phi_{0e} / J_e = \text{const}$. Раскрывая (24) при этих условиях и производя элементарные преобразования, получаем:

$$P = W_u - (mdB_e / dt) - J(d\Phi_{0e} / dt) - d(L_{sa} J_a^2 / 2) / dt. \quad (25)$$

Тепловые потери в сверхпроводнике Q равны интегралу от (25) по времени. Заметим, что при вычислении A и Q интегралы по времени преобразуются в интегралы по аргументам процесса dJ , dB_e , $d\Phi_{0e}$. Следовательно, эти величины являются гистерезисными (не зависящими от скорости процесса). Из приведённых формул также следует, что все три базовых характеристики используются в расчёте лишь при совместном воздействии на сверхпроводник Φ_e и Φ_u . В противном случае для полного описания достаточно двух характеристик – при возбуждении только источником питания L_{sa} и L_d , при возбуждении только магнитным полем L_{sa} и m . Естественно, что в первом случае следует положить $W_e = 0$, во втором – $W_u = 0$.

В заключение докажем утверждение, которое в ряде случаев существенно упрощает конкретные вычисления:

при $j_c = \text{const}$ и одинаковых условиях возбуждения мощность диссипации энергии в сверхпроводнике в фазах первоначального и повторного проникновения одинакова, если одинаков ток насыщенной зоны.

Это утверждение можно доказать непосредственно с помощью (25), путём установления связи между m и L_{sa} для фаз обоих типов при условии равенства dJ / dt , $d\Phi_e / dt$, $d\Phi_{0e} / dt$, U и J_s . Однако мы используем менее громоздкий способ. Известно, что диссипация энергии происходит только в насыщенной зоне, и её мощность можно определить путём интегрирования активной составляющей напряжения по сечению этой зоны $P = j_c \int U_a dS_s$. Значение U_a для любого замкнутого контура n можно получить из (15), если слагаемые $L_d(dJ/dt)$ и $d(L_{er} J_e) / dt$ заменить соответственно на $d(L_{Gn} J) / dt$ и $d(L_{en} J_e) / dt$, где L_{Gn} – взаимная индуктивность контура n и границы насыщенной зоны (при $j_c = \text{const}$ изменение тока происходит только на этой границе), а L_{en} – взаимная индуктивность этого контура и внешнего поля. Благодаря принципу эквивалентности, равенству условий возбуждения и значений J_s насыщенные зоны в фазах обоих типов имеют не только одинаковую площадь, но и форму. Поэтому значения L_{Gn} , L_{en} одинаковы и соответственно равны все слагаемые (15). Следовательно, в фазах обоих типов одинаковы рас-

пределение U_a и значение P . Наиболее важным следствием утверждения является возможность замены процедуры вычисления L_{sa} менее громоздким расчётом индуктивности насыщенной зоны L_S . Действительно, $L_{sa} \neq L_S$ только в фазе повторного проникновения. Однако необходимость использования (25) для этой фазы отпадает, а магнитная энергия системы, при известном значении P , следует из энергетического баланса:

$$E_{m\Sigma}(t) = E_{m\Sigma}(t_0) + \int_{t_0}^t (W_u + W_e - P - P_e) dt. \quad (26)$$

Для использования (26) необходимо задать значение энергии в начальный момент времени t_0 . В качестве t_0 всегда можно выбрать момент, когда реликтовые токи отсутствуют, и поэтому в соотношении (23) вместо L_{sa} можно использовать L_S . Этому условию удовлетворяет любой момент времени в фазах насыщения, а при отсутствии последних (т.е. при амплитуде цикла ниже пороговой) момент, в который транспортный ток кольца принимает наибольшее по модулю значение.

Основные преимущества описываемого подхода

1. Вычисление L_{sa} и L_d , в конечном итоге, сводится к расчёту собственных и взаимных индуктивностей обычных токовых контуров (вариации в картине распределения экранирующих токов изменяют лишь форму и размеры этих контуров). Это позволяет при расчёте базовых характеристик использовать всё многообразие методов (как численных, так и аналитических, разработанных для расчёта индуктивностей обычных проводников). В результате появляется возможность уйти от традиционной замены рассчитываемого объекта объектом простой формы (обычно плоским слоем или прямолинейным бесконечным цилиндром) и учесть реальную геометрию задачи. Это особенно важно для расчёта характеристик современных ВТСП изделий, изготавливаемых методами порошковой металлургии. В них размеры поперечного сечения витка, как правило, соизмеримы с размерами самого изделия и идеализация геометрии оказывается неприемлемой.

2. Благодаря общим формулам метод гарантирует получение полного набора электротехнических характеристик рассчитываемой системы. Традиционные методики не способны

обеспечить такую полноту в принципе. Обычно вообще публикуются формулы лишь для двух характеристик: магнитного момента и гистерезисных потерь. Этим можно ограничиться на стадии изучения свойств сверхпроводников, но это недопустимо при расчёте реальных сверхпроводящих объектов.

3. Метод позволяет учесть все особенности конкретной задачи путём задания лишь трёх базовых характеристик. Дальнейшие расчёты универсальны и используют принципы и терминологию, обычные для электротехники нелинейных электрических цепей. Это облегчает анализ результатов, проводимых, например, с целью оптимизации рассчитываемого объекта. Это удобно для применения в практической электротехнике, поскольку требует от пользователя минимума знаний о специфике сверхпроводимости. Наконец, это резко сокращает количество информации, которое необходимо передать пользователю для осуществления практических расчётов. Последнее особенно важно, поскольку даёт возможность объединить решение большинства практически важных задач в издании разумного объёма, например в пределах раздела стандартного электротехнического справочника.

Благодаря этим преимуществам, предлагаемый подход может послужить основой теории электротехнического расчёта сверхпроводящих объектов, удовлетворяющей требованиям практики.

Работа выполнена по проекту 05-08-18013 "Сверхпроводящий токоограничивающий реактор", финансируемому РФФИ.

Список литературы

1. Zenkevitch V.B., Zheltov V.V. Hysteresis losses in a superconducting plate // *Cryogenics*. 1978. 18(5). P.289–295.
2. Zenkevitch V.B., Zheltov V.V., Romanyuk A.S. Hysteresis losses in a superconductor of round cross-section with collective interaction // *Cryogenics*. 1978. 18(2). P.93–99.
3. Carr J. AC Loss and Macroscopic Theory of Superconductors // 2nd ed. New York NY: Taylor and Francis, 2001. P.71–75.
4. Lee J., Cha G. Magnetization loss calculation in superconducting power transmission cable // *Cryogenics*. 2001. 41. P.157–160.
5. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Теоретическая физика, Т.8. Электродинамика сплошных сред. М.: Наука, 1982.

Желтов Владимир Валентинович – старший научный сотрудник Института высоких температур РАН, канд. физ.-мат. наук. Окончил факультет ТЭФ по специальности "теплофизика" МЭИ в 1971 г.

Оценка влияния ветровой нагрузки на результаты тепловизионного контроля объектов энергетики

ВЛАСОВ А.Б.

Приведены результаты исследования влияния скорости ветра на температуру поверхности различных объектов. Показано влияние различных факторов на результаты тепловизионного контроля объектов энергетики в процессе решения прямой и обратной задачи теплового расчёта. Полученные результаты подтверждают вывод о необходимости развития моделей тепловизионной диагностики для оценки теплового состояния аппаратов в процессе эксплуатации.

В настоящее время в энергетических предприятиях используются рекомендации РД 34.45-51.300-97 [1], регламентирующего объём и нормы тепловизионных испытаний электрооборудования. Данное издание, в отличие от предыдущих, не содержит рекомендации по учёту влияния скорости ветра на температуру поверхности того или иного электротехнического изделия, хотя влияние ветра на охлаждение исследуемых объектов очевидно. Неправильная экспертная оценка приводит к некорректным предписаниям по результатам диагностики, немотивированному выводу оборудования из эксплуатации и экономическим потерям.

В ранних рекомендациях, например [2], приводилось соотношение, учитывающее влияние скорости ветра на результаты измерения, в виде

$$\Delta t_{n1}/\Delta t_{n2} = (v_2/v_1)^n, \quad (1)$$

где Δt_{n1} , Δt_{n2} – значения превышения температуры поверхности объекта, измеренные при скоростях ветра v_1 и v_2 .

Следует отметить, что рекомендации по использованию соотношения (1) ограничивались единственно указанием значения $n = 0,448$, диапазона скорости ветра ($v = 0,2 \div 7$ м/с) безотносительно к форме и размерам испытуемых объектов энергетики и другим факторам, определяющим условия тепловизионных испытаний.

В то же время при количественном анализе процесса нагрева оборудования и его элементов необходимо учитывать множество факто-

The brought results of the study on estimation of the influence to velocities winds on the temperature of the surfaces different object. Influence different factor is shown on results thermovision checking object energy in process of the decision direct and inverse problem of the heat calculation. The got results confirm the conclusion about need of the development of the models thermovision diagnostics for estimation of the heat condition device in process of the usages.

ров, оказывающих влияние на радиационное охлаждение объекта, воздействующих на физические параметры воздуха, электрическое сопротивление объекта, с учётом размеров изделия, процессов смешанной конвекции около изделия [3–5].

Влияние ветровой нагрузки может быть учтено при решении прямой и обратной задачи теплового расчёта.

При решении прямой задачи необходимо оценить, насколько уменьшается температура поверхности объекта $t_n(v)$ при скорости ветра v , если известно, что при отсутствии ветра температура поверхности равна $t_n(0)$ или превышение температуры поверхности равно $\Delta t_n(0) = t_n(0) - t_0$, где t_0 – температура окружающей среды.

При решении обратной задачи первоначально по данным тепловизионных испытаний определяется температура поверхности $t_n(v)$ при произвольной температуре среды t_0 , после чего рассчитывается температура поверхности объекта $t_n(0)$ при отсутствии ветра при приведённой температуре среды t_{np} . Например, условие $t_{np} = 40^\circ\text{C}$, $v = 0$ позволяет оценивать состояние аппаратов, устройств, контактных соединений по ГОСТ 8024-90.

Аналитический вид и параметры соотношения (1) связаны с критерием Рейнольдса $Re \sim (vL)$, описывающим режим обтекания потоком воздуха поверхностей при скорости ветра v и "определяющем" размере L , равном, например, диаметру объекта D в форме цилиндра.

Фиксированное значение $n \approx 0,5$ в соотношении (1) обусловлено тем, что при некоторых режимах вынужденной конвекции (область ламинарных потоков), при условии постоянного теплового потока от поверхности, используются критерийные соотношения, при которых коэффициент Нуссельта Nu , пропорционален $Re^{0,5}$, т.е. $Nu \sim v^{0,5}$. В свою очередь, значение Nu определяет коэффициент теплоотдачи конвекцией α_k , влияющий так же, как и коэффициент теплоотдачи излучением $\alpha_{\text{л}}$, на значение превышения температуры поверхности $\Delta t_{\text{п}}$ при различных условиях тепловизионных испытаний [3].

Анализ процесса теплообмена на границе раздела различных объектов показывает, что соотношение (1) не может в полной мере описывать совокупность возможных режимов смешанной конвекции, определяемых v , геометрией исследуемых объектов, и, следовательно, не может достоверно описывать их тепловое состояние при тепловизионном обследовании.

Многообразие режимов, возникающих в процессе эксплуатации объектов энергетики, связанное с их формой, определяющими размерами, условиями нагрева, температурой окружающей среды, температурным коэффициентом сопротивления TK_p (для шин, проводов и контактов), скоростью ветра и т.п., учтено в программах, алгоритмы которых описаны в [3–5]. Учитывая важность практического учёта влияния скорости ветра на данные тепловизионного контроля, проведём анализ результатов расчётов по разработанным программам, с помощью которых возможно решение поставленных прямых и обратных задач оценки ветровой нагрузки.

Прямая задача оценки влияния ветровой нагрузки

В процессе выработки экспертного решения по результатам тепловизионного контроля для практического использования представляет интерес коэффициент превышения температуры

$$K(v) = \Delta t_{\text{пп}}(0) / \Delta t_{\text{п}}(v), \quad (2)$$

где $\Delta t_{\text{п}}(v)$ – превышение температуры поверхности, полученное при скорости ветра v и температуре среды t_0 .

Рассмотрим влияние отдельных диагностических факторов, диапазоны изменения которых представлены в табл.1, на исследуемые диагностические параметры. В зависимости от

Таблица 1

Значения переменных при факторном анализе диагностической модели (прямая задача)

Фактор	Входные факторы			
	$t_0, ^\circ\text{C}$	$\lg D, \text{м}$	$v, \text{м/с}$	TK_p, K^{-1}
Кодовое обозначение	X_1	X_2	X_3	X_4
Базовое значение, X_0	20	–2	4,3	0,003
Верхний уровень $X_i = +1$	40	–1	7,3	0,005
Нижний уровень $X_i = -1$	0	–3	1,3	0,001

задачи исследования базовые значения диагностических факторов и шаг варьирования могут изменяться.

Влияние скорости ветра на температуру объекта. Для примера проведём анализ полученных расчётных данных при условии, что превышение температуры объекта цилиндрической формы, полученное при $t_0 = t_{\text{пр}} = 20^\circ\text{C}$ без ветра ($v = 0$), $\Delta t_{\text{п}}(0) = 120^\circ\text{C}$. Зависимости превышения температуры $\Delta t_{\text{п}}(v)$ подобных объектов с различными диаметрами в диапазоне значений $D = 0,001 \div 0,5$ м от скорости ветра v приведены на рис.1. Увеличение скорости ветра приводит к нелинейному уменьшению температуры поверхности объектов, при этом существенную роль в охлаждении поверхности играет определяющий размер изделия (например, диаметр проводника). В частности, при увеличении v от 0 до 1 м/с превышение температуры поверхности $\Delta t_{\text{п}}(v)$ падает с 120 до 106°C ($K = 120/106 = 1,13$) при $D = 0,1$ м (кривая 2); до 42°C ($K = 2,86$) при $D = 0,001$ м (кривая 5) при $TK_p = 0$.

Различие в температурах поверхности объектов одинаковой формы, но с разными определяющими размерами может достигать $60\text{--}70^\circ\text{C}$ при различных скоростях ветра.

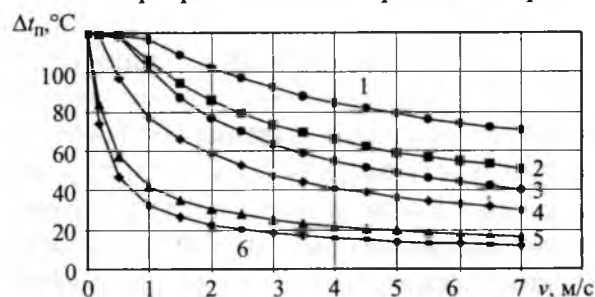


Рис.1. Зависимости $\Delta t_{\text{п}}(v)$ при $t_0 = t_{\text{пр}} = 20^\circ\text{C}$:

1 – $D = 0,5$ м, $TK_p = 0$; 2 – $D = 0,1$ м, $TK_p = 0$; 3 – $D = 0,1$ м, $TK_p = 0,0042 \text{ K}^{-1}$; 4 – $D = 0,01$ м, $TK_p = 0$; 5 – $D = 0,001$ м, $TK_p = 0$; 6 – $D = 0,001$ м, $TK_p = 0,0042 \text{ K}^{-1}$

Для цилиндра значительного диаметра ($D = 0,5$ м), характерного, например, для фарфоровых покрышек трансформаторов напряжения, трансформаторов тока, высоковольтных вводов и т.п., влияние изменения скорости ветра от 0 до $v = 1$ м/с на температуру поверхности незначительно (рис.1, кривая 1); в частности, при $v = 0,5$ м/с $K = 1,01$; при $v = 1$ м/с $K = 1,03$.

Влияние температурного коэффициента сопротивления. При исследовании охлаждения токопроводящих проводников, контактных соединений, шин и т.п., разогреваемых током, необходимо производить учёт значения температурного коэффициента сопротивления. Например, при $v = 1$ м/с изменение TK_p от 0 до $0,0042 \text{ K}^{-1}$ (медь) вызывает уменьшение $\Delta t_n(v)$ провода с $D = 0,1$ м (кривые 2 и 3 на рис.1) от 106°C ($K = 1,13$) до 102°C ($K = 1,18$), провода с $D = 0,001$ (кривые 5 и 6 на рис.1) от 42°C ($K = 2,86$) до 32°C ($K = 3,75$). Различие температур поверхности проводов с разными значениями TK_p достигает $10 - 15^\circ\text{C}$ при различных скоростях ветра.

Зависимость коэффициента n от различных факторов. Для проверки корректности соотношения (1) представим данные в форме зависимости $\ln(\Delta t_{n1}/\Delta t_{n2})$ как функции от $\ln(v_2/v_1)$ (рис.2) в диапазоне значений $v = 0,2 \div 7$ м/с. Из рис.2 видно, что в выбранных осях расчётные значения $\ln(\Delta t_{n1}/\Delta t_{n2})$ могут быть экстраполированы линейной зависимостью лишь для объектов с малыми значениями D . Например, расчётные данные (провод с $D = 0,001$ м) описываются линейной зависимостью (коэффициент линейной корреляции $r > 0,9996$) со значениями: линия 5 – $n = 0,5142$, линия 4 – $n = 0,4601$.

При $D > 0,01$ м зависимость $\ln(\Delta t_{n1}/\Delta t_{n2})$ не представляется в виде прямой линии (рис.2, кривые 1, 2, 3) в выбранных координатах, т.е. соотношение (1) не может быть применимо для описания охлаждения подобных объектов с достаточной степенью точности.

Анализ показывает, что соотношение (1) с определённой достоверностью может описывать влияние скорости ветра на охлаждение достаточно тонких проводов ($D < 0,01$ м), однако и при этих условиях значение n не является постоянным, изменяясь в диапазоне $0,54 - 0,4$ и ниже, в зависимости от D , TK_p и других факторов.

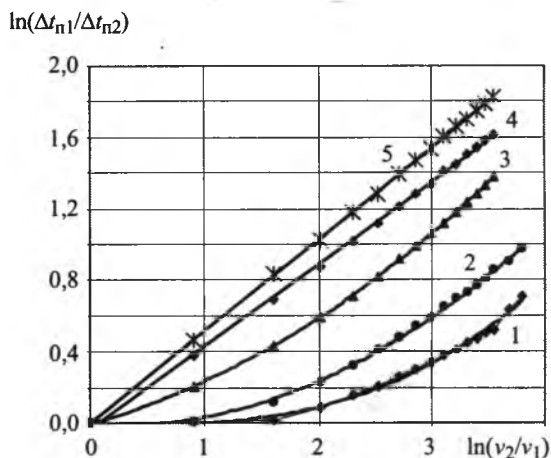


Рис.2. Зависимости $\ln(\Delta t_{n1}/\Delta t_{n2})$ от $\ln(v_2/v_1)$ при различных значениях D и TK_p ($t_0 = t_{np} = 20^\circ\text{C}$):

1 – $D = 0,5$ м, $TK_p = 0$; 2 – $D = 0,1$ м, $TK_p = 0$; 3 – $D = 0,01$ м, $TK_p = 0$; 4 – $D = 0,001$ м, $TK_p = 0$; 5 – $D = 0,001$ м, $TK_p = 0,0042 \text{ K}^{-1}$

Влияние формы поверхности на охлаждение объекта. Форма испытываемой поверхности (цилиндр, плоскость или пластина) влияет на характер охлаждения при различной скорости ветра. Например, на рис.3 приведены результаты расчёта процесса охлаждения ветром объектов с одинаковым значением определяющего размера: провода диаметром $D = 0,01$ м (кривая 1) и плоской шины или контактного соединения (кривая 2) с большей стороной $L = 0,01$ м. Увеличение скорости ветра от 0 до 2 м/с приводит к охлаждению провода и шины, имеющих без ветра превышение температуры $\Delta t_n(0) = 120^\circ\text{C}$, до $\Delta t_n = 58,5^\circ\text{C}$ ($K = 2,1$) и $\Delta t_n = 46^\circ\text{C}$ ($K = 2,61$), соответственно. Видно, что различие в температурах поверхности объектов с одинаковыми определяющими размерами, но разной формы, может достигать $10 - 15^\circ\text{C}$ при различных скоростях ветра.

Влияние $\Delta t_n(0)$. Зададимся условием, что превышение температуры $\Delta t_n(0)$ провода ($D = 0,01$ м) без ветра изменяется в широких пределах, например за счёт разогрева конструкции протекающим током.

Оценим влияние скорости ветра на охлаждение данного объекта. В том случае, когда без ветра $\Delta t_n(0) = 15^\circ\text{C}$ (рис.4, линия 1), расчётные значения $\ln(\Delta t_{n1}/\Delta t_{n2})$ могут быть с достаточной степенью точности (в диапазоне значений $\ln(v_2/v_1) > 0,7$) экстраполированы линейной зависимостью с параметрами: $r = 0,9967$,

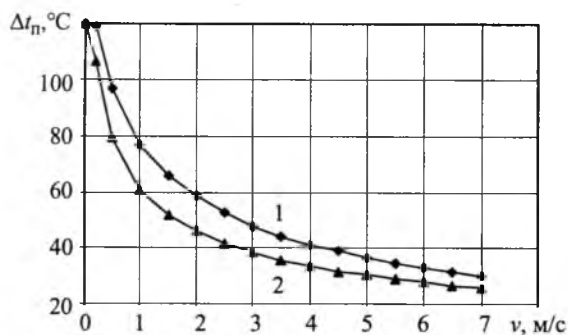


Рис.3. Зависимости $\Delta t_n(v)$ при различной форме объекта ($t_0 = t_{\text{пр}} = 20^\circ\text{C}$ и $TK_p = 0$):

1 – провод, $D = 0,01$ м; 2 – шина, $L = 0,01$ м

$n = 0,4611$; при $\Delta t_{\text{пр}}(0) = 60^\circ\text{C}$ (рис.4, линия 3) расчётные значения $\ln(\Delta t_{n1}/\Delta t_{n2})$ могут быть также экстраполированы линейной зависимостью со значениями $r = 0,994$, $n = 0,449$, что сравнимо со значением n в соотношении (1). Увеличение $\Delta t_n(0)$ приводит к уменьшению коэффициента линейной корреляции r , и при дальнейшем увеличении $\Delta t_n(0)$ зависимость $\ln(\Delta t_{n1}/\Delta t_{n2}) = f\{\ln(v_2/v_1)\}$ приобретает нелинейный характер. Например, при увеличении значения $\Delta t_n(0)$ до 120°C (рис.4, кривая 5) имеем: $n = 0,4062$, $r = 0,988$; при $\Delta t_{\text{пр}}(0) = 180^\circ\text{C}$ – $n = 0,3627$, $r = 0,978$ (рис. 4, кривая 6).

Представленные результаты свидетельствуют, что экстраполяция значений $\ln(\Delta t_{n1}/\Delta t_{n2})$ линейной зависимостью в координатах $\ln(v_2/v_1)$ в ряде случаев является некорректной, т.е. соотношение (1) не может быть применимо для описания теплового состояния произвольных поверхностей в процессе их охлаждения ветром. Проведённый анализ показывает, что учёт скорости ветра при расчёте температуры объектов в процессе тепловизионного контроля на основе выражения (1) приводит к значительным погрешностям и в ряде случаев некорректен.

Факторный анализ результатов решения прямой задачи. Результаты расчётов показывают, что тепловое состояние объектов определяется совокупным влиянием многих параметров, в связи с чем актуальна оценка эффекта влияния изменения диагностических факторов на характер изменения функции, например, превышения температуры $\Delta t_n(v)$ исследуемого объекта, коэффициента превышения температуры $K(v)$ – параметров тепловизионной диагностики, на основе методики об-

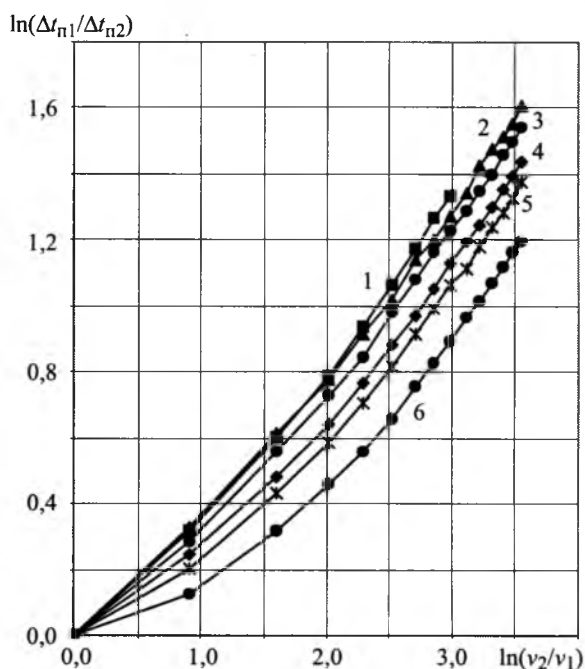


Рис.4. Зависимости $\ln(\Delta t_{n1}/\Delta t_{n2})$ от $\ln(v_2/v_1)$ при различных $\Delta t_{\text{пр}}(0)$ провода ($D = 0,01$ м, $t_0 = t_{\text{пр}} = 20^\circ\text{C}$; $TK_p = 0$):

1 – 15°C ; 2 – 30°C ; 3 – 60°C ; 4 – 100°C ; 5 – 120°C ; 6 – 180°C

работки данных с помощью полного факторного эксперимента (ПФЭ), элементы которого описаны в [3, 6, 7].

Применение методик ПФЭ к результатам, полученным на основе математической модели, учитывающей влияние ветровой нагрузки на охлаждение различных объектов, позволяет оценить совокупное влияние различных факторов в диапазоне значений, представленных в табл.1.

Наиболее адекватно зависимость диагностических параметров от воздействующих факторов описывается полиномом типа:

$$Y = b_0 + \sum b_i X_i + \sum b_{j\mu} X_j X_\mu + \sum b_{ii} X_i^2, \quad (3)$$

где X_i – кодовые (безразмерные) значения параметров, принимающих на концах интервалов значения ± 1 ; $i = 1, 2, 3, 4$.

Особенности выбора и расчёта матрицы ПФЭ и коэффициентов b_i представлены в [3, 6, 7].

Для визуализации полинома Y , описывающего функцию теплового состояния объектов, построены трёхмерные диаграммы (рис.5, 6). Гиперповерхности, полученные по результатам расчётов, учитывают воздействие четырёх диагностических факторов (табл.1) на превышение температуры поверхности провода $\Delta t_n(v)$ и коэффициент превышения $K(v)$ (рис 5).

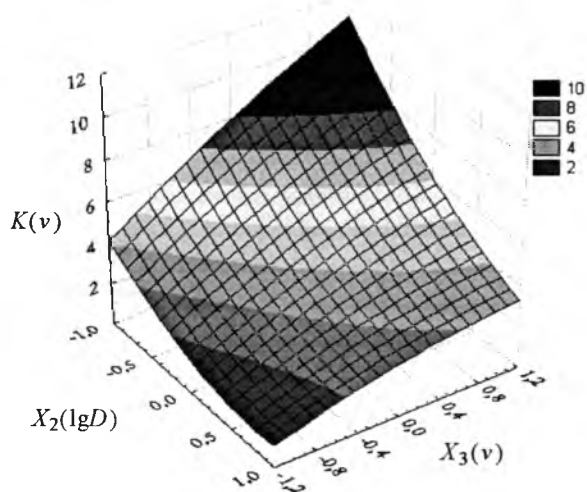


Рис.5. Зависимость коэффициента K для цилиндра (провода) от его диаметра и скорости ветра при $t_0 = t_{np} = 40^\circ\text{C}$, $TK_p = 0,005 \text{ K}^{-1}$ и $\Delta t_{п(0)} = 120^\circ\text{C}$ (прямая задача)

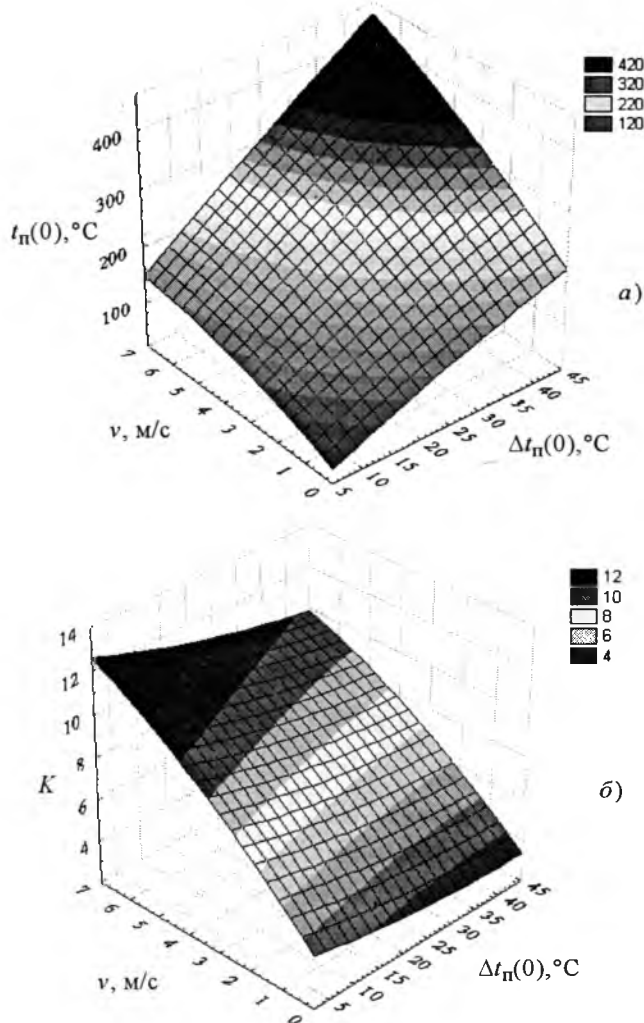


Рис.6. Зависимость $t_{п(0)}$ (а) и K (б) для цилиндра (провода) от $\Delta t_{п}$ и v при $D = 0,001 \text{ м}$, $t_0 = 0^\circ\text{C}$, $t_{np} = 40^\circ\text{C}$, $TK_p = 0,005 \text{ K}^{-1}$ (обратная задача)

Увеличение скорости ветра в сочетании с уменьшением диаметра цилиндра (провода) приводит к нелинейному убыванию значения превышения температуры $\Delta t_{п}$ от $\Delta t_{п(0)} = 120^\circ\text{C}$ до $\Delta t_{п(v)} = 10 \div 15^\circ\text{C}$ при скорости ветра $v = 7 \text{ м/с}$ и $D = 0,001 \text{ м}$, при этом коэффициент $K = 10 \div 11$.

На основе ПФЭ могут быть получены коэффициенты полиномов Y , описывающие параметры тепловизионной диагностики: $\Delta t_{п(v)}$ и $K(v)$ в диапазоне изменения исследуемых параметров $X_1 - X_4$.

На рис.5 представлена гиперповерхность зависимости коэффициента температуры K цилиндра (провода) от его диаметра и скорости ветра при $t_0 = t_{np} = 40^\circ\text{C}$ ($X_1 = 1$), $TK_p = 0,005 \text{ K}^{-1}$ ($X_4 = 1$) и $\Delta t_{п(0)} = 120^\circ\text{C}$ в диапазоне значений X_2 и X_3 , представленных в табл.1.

Набор коэффициентов b_i , описывающих функции Y , в рамках решения прямой задачи при $t_0 = t_{np} = 40^\circ\text{C}$, $\Delta t_{п(0)} = 120^\circ\text{C}$ представлен в табл.2.

Обратная задача оценки влияния ветровой нагрузки

Тепловизионный контроль объекта или элемента конструкции (например, участка поверхности, фарфоровой крыши, контактного соединения, провода, плоской шины и т.п.) производится при произвольной температуре t_0 среды и скорости ветра v . В результате тепловизионных испытаний получается значение превышения температуры поверхности $\Delta t_{п1(v)} = t_{п1(v)} - t_0$. При "приведённой" температуре окружающей среды t_{np} , равной например 40°C , требуется определить: температуру поверхности $t_{п(0)}$ и превышение температуры поверхности $\Delta t_{пр(0)} = t_{п(0)} - t_{np}$ при нулевой скорости ветра в "приведённых" условиях среды ($v_{np} = 0$), коэффициент K , определяемый по соотношению (3).

Анализ результатов решения обратной задачи по оценке влияния ветровой нагрузки на тепловое состояние поверхности при произвольных условиях испытаний даёт основание полагать, что необходим учёт доминирующих факторов (табл.3).

Рассмотрим результаты, полученные в процессе ПФЭ для проводов диаметром $D = 0,001 \text{ м}$ (рис.6) при значениях $TK_p = 0,005 \text{ K}^{-1}$, $t_{np} = 40^\circ\text{C}$, $t_0 = 0^\circ\text{C}$ с учётом коэффициентов b_i , представленных в табл.2.

Таблица 2

Расчётные значения коэффициентов полиномов Y , учитываемые при определении диагностического параметра K

Коэффициент	Прямая задача		Обратная задача	
	$\Delta t_n(v)$	K	$t_n(0)$	K
b_0	46,415352	4,153657	133,184	3,9417438
b_1	0,457735	-0,197083	48,87215	-0,446633
b_2	24,327493	-2,417847	-48,61212	-2,048285
b_3	-21,63302	1,683023	33,12962	1,4069348
b_4	-4,253118	0,593909	14,01928	0,5447212
b_{12}	-0,780694	0,166969	-23,9	0,21625
b_{13}	0,7806813	-0,119073	17	-0,170313
b_{14}	1,2056813	-0,176285	9,4375	0,0334375
b_{23}	-9,142969	-0,968193	-16,3375	-0,699063
b_{24}	-0,818169	-0,428286	-10,35	-0,390938
b_{34}	0,2932062	0,316191	7,6	0,293125
b_{11}	-4,277568	-0,049203	-3,31	0,1525394
b_{22}	0,3222825	0,974732	18,215	0,7116404
b_{33}	15,121933	-0,266084	-6,635	-0,28236
b_{44}	-3,427593	-0,077459	0,765	0,0136404

Таблица 3

Значения переменных при факторном анализе диагностической модели (обратная задача)

Фактор	Входные факторы			
	$\Delta t_n, ^\circ\text{C}$	$\lg D, \text{м}$	$v, \text{м/с}$	TK_p, K^{-1}
Кодовое обозначение	X_1	X_2	X_3	X_4
Базовое значение, X_{j0}	25	-2	3,25	0,003
Верхний уровень $X_i = +1$	40	-1	5,5	0,005
Нижний уровень $X_i = -1$	10	-3	1	0,001

Расчёт показывает, что, если температура поверхности, например, $\Delta t_n(v) \approx 3,8^\circ\text{C}$ при $v = 3,25 \text{ м/с}$ ($D = 0,01 \text{ м}$, $t_0 = 0^\circ\text{C}$, $TK_p = 0,005 \text{ K}^{-1}$), то при приведённой температуре $t_{np} = 40^\circ\text{C}$ $t_n(0) = 57^\circ\text{C}$, т.е. $K = 17/3,8 \approx 4,5$. Аналогично, если $\Delta t_n(v) = 40^\circ\text{C}$ при $v = 5,5 \text{ м/с}$ ($D = 0,001 \text{ м}$), то $t_n(0) = 392^\circ\text{C}$, т.е. $K = (392 - 40)/40 \approx 8,8$ (рис.6,б).

Представляет интерес анализ зависимости производных $dt_n(0)/dv$ (или dK/dv), получаемой дифференцированием выражения (3) и характеризующей чувствительность метода тепловизионной диагностики при изменении скорости ветра. Из соотношения (3) при фиксированных значениях X_1, X_2, X_4 имеем:

$$dY/dX_3 = b_3 + b_{13}X_1 + b_{23}X_2 + b_{34}X_4 + 2b_{33}X_3;$$

$$d^2Y/dX_3^2 = 2b_{33}; \quad (4)$$

например, при $X_1 = X_2 = X_3 = X_4 = 0$ $dY/dX_3 = b_3$.

Полученные результаты позволяют опреде-

лить количественные границы факторов, характеризующих аварийные состояния объектов исследования на основании данных тепловизионного контроля, полученных при произвольных параметрах исследования, провести анализ чувствительности метода тепловизионной диагностики, выявить характер влияния различных факторов на функции состояния как отдельно, так и в различных сочетаниях.

Проведённые расчёты показывают, что некорректность выражения (1), упрощённо учитывающего влияние скорости ветра на тепловое состояние исследуемых объектов, не является основанием для игнорирования данного фактора среды на результаты тепловизионных испытаний и устранения сведений по оценке влияния ветра, как важного диагностического фактора, из руководящих документов по тепловизионному контролю объектов энергетики.

Анализ теплового состояния исследуемых объектов и оценка их температуры с достаточной степенью точности возможен только при учёте воздействующих диагностических факторов в широком диапазоне значений и применении программного обеспечения, позволяющего провести подобные расчёты.

Список литературы

1. РД 34.45-51.300-97. Объём и нормы испытаний электрооборудования /Под общ. ред. Б.А. Алексеева, Ф.Л. Когана, Л.Г. Мамиконянца. М.: НЦ ЭНАС, 2002. Приложение 3. Тепловизионный контроль электрооборудования и воздушных линий электропередачи. С. 241-254.

2. Вавилов В.П. Тепловые методы неразрушающего контроля: Справочник. М.: Машиностроение, 1991.

3. Власов А.Б. Тепловизионная диагностика объектов электро- и теплоэнергетики (диагностические модели). Мурманск: Изд-во МГТУ, 2005.

4. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2000610836. Россия. Программа приведения результатов тепловизионного контроля к единому критерию / А.Б. Власов. Рос. агенство по патентам и товарным знакам, 2000.

5. Свидетельство об официальной регистрации про-

граммы для ЭВМ № 2003611742. Россия. Программа расчёта коэффициента теплопередачи от поверхности при тепловизионном контроле / А.Б. Власов. Рос. агентство по патентам и товарным знакам, 2003.

6. Власов А.Б. Факторный анализ диагностической модели тепловизионного контроля трансформаторов тока с конденсаторным типом изоляции // Электротехника. 2004. № 12. С. 17–23.

7. Власов А.Б. Факторный анализ результатов тепловизионного контроля высоковольтных вводов с твёрдой изоляцией // Электротехника. 2005. № 2. С. 3–8.

Программные избирательные измерительные органы защит от двойных замыканий на землю

ОВЧАРЕНКО Н.И., ШИТОВ Р.В.

Предложено определение фазовых углов между векторами в микропроцессорном устройстве релейной защиты сетей с изолированной нейтралью: угла сдвига фаз между векторами фазных напряжений и вектором тока нулевой последовательности. Даны расчётные выражения для использования в программах.

The definition of phase angles between vectors in the microprocessor device of relay protection of networks with the isolated neutral, namely phase angle between vectors of voltages to neutral and current vector of a zero-sequence, is offered. The calculated expressions for usage in programs are given.

Избирательные измерительные органы, обеспечивающие отключение только одной повреждённой линии при двойных замыканиях на землю, функционируют на основе сравнения фаз симметричных составляющих напряжений и токов. Их реализация на аналоговой элементной базе предложена в [1]. В данной статье рассматривается другая возможная модификация измерительной части, реализованная на микроконтроллере C164 [2]. При её создании решалась практическая задача: выбор отключаемой линии. Как известно, при двойном замыкании на землю на разных линиях в сети с изолированной нейтралью достаточно отключить только одну из них.

Существующие в двухфазном исполнении токовые и дистанционные защиты отключают одну линию только при замыканиях на землю фаз A , B (линию с повреждённой фазой A) и B , C (линию с повреждённой фазой C). Необходи-

мо сформулировать правило отключения только одной из повреждённых линий и при замыканиях на землю фаз C и A , причём такие, которые согласовывались бы с указанным действием защит в двухфазном исполнении при замыканиях на землю фаз A , B и B , C .

На рис. 1 приведена эквивалентная схема системы энергоснабжения с двухсторонним питанием, состоящей из двух линий с устройствами релейной защиты 1, 2, 3 и 4. Двойное замыкание на землю происходит в точках M и N на разных линиях с замыканием на землю опережающей и отстающей фаз соответственно. В линиях возникают токи нулевой последовательности: I_{01} (в линии 1) и I_{02} (в линии 2). Для выбора отключаемой линии предлагается измерять угол α между вектором напряжения одной из фаз, например, фазы A (вектор \underline{U}_A) и вектором тока нулевой последовательности каждой из линий (I_{01} и I_{02}). Линия отключается,

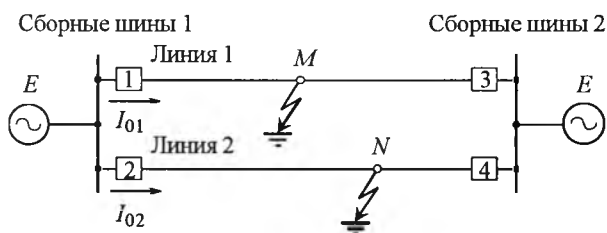


Рис. 1. Эквивалентная схема системы с изолированной нейтралью с двухсторонним питанием и замыканиями на землю на двух разных линиях

если угол между указанными векторами определяется условием:

$$-\pi/2 \leq \alpha = (\underline{U}_A \wedge \underline{I}_0) \leq \pi/2. \quad (1)$$

На рис. 2 показаны векторные диаграммы для различных сочетаний повреждённых фаз при металлических (отсутствие переходных сопротивлений) двойных замыканиях на землю. При построении диаграмм принято допущение: токи неповреждённых фаз не учитываются (приняты равными нулю). За положительное условное направление токов источников ЭДС E принято направление от этих источников к сборным шинам, а для токов линий – от шин к местам замыканий на землю (точки M и N). Первая диаграмма (рис. 2, а) соответствует замыканию фазы A в 1-й линии и фазы B во 2-й. К повреждённым участкам прикладывается линейное напряжение AB . При металлических замыканиях на землю сопротивление цепи КЗ считается чисто реактивным, поэтому ток этой цепи отстаёт от вектора \underline{E}_{AB} по фазе на $\pi/2$. Ток нулевой последовательности 2-й линии I_{02} находится в противофазе с током I_{01} . Напряжение фазы A на сборных шинах \underline{U}_A меньше напряжения ЭДС \underline{E}_A на падение напряжения ΔU на индуктивном сопротивлении фазы A . В результате устройства релейной защиты 1 и 3, расположенные на 1-й линии, зафиксируют угол α_1 (он меньше $|\pi/2|$), а устройства 2 и 4 – угол α_2 (больше $|\pi/2|$). На рис. 2, а перпендикулярно вектору \underline{U}_A проведена характеристика срабатывания O_1-O_2 программного измерительного реле угла сдвига фаз косинусного типа, которая делит плоскость на две части. Отключается только та линия, для которой вектор тока нулевой последовательности попадает в заштрихованную часть плоскости. В данном случае отключается только 1-я линия с замыканием на землю фазы A .

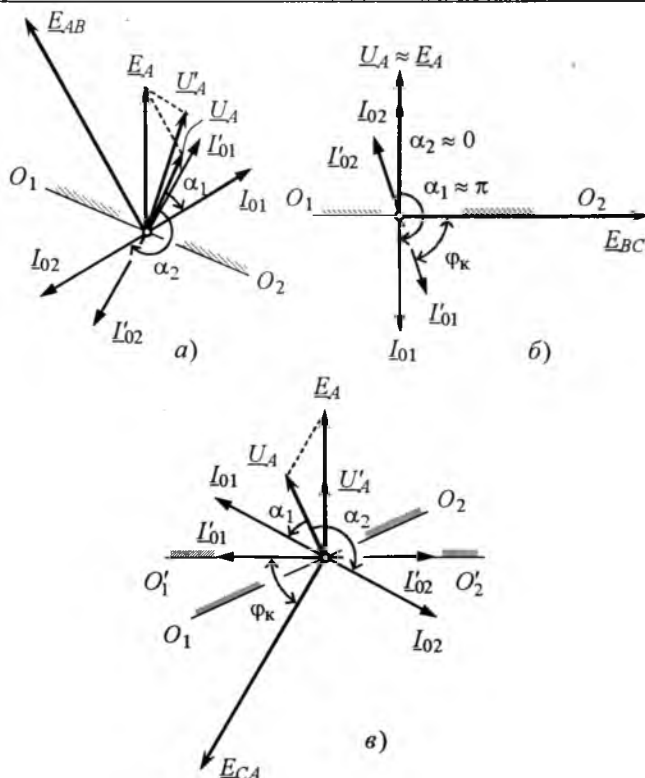


Рис. 2. Векторные диаграммы для различных сочетаний фаз, замкнутых на землю в разных линиях, и отсчёте фазовых углов от напряжения фазы A :

а – на линии 1 замкнута фаза A , на линии 2 – фаза B ;
б – на линии 1 замкнута фаза B , на линии 2 – фаза C ;
в – на линии 1 замкнута фаза C , на линии 2 – фаза A

При наличии в точках замыкания на землю переходных сопротивлений вместо вектора I_{01} нужно использовать вектор I'_{01} (рис. 2, а), который меньше по модулю и отстаёт от вектора \underline{E}_{AB} на угол φ_k , меньший $\pi/2$. Аналогично вместо вектора I_{02} используется вектор I'_{02} . В этом случае получаем новый вектор напряжения фазы A на сборных шинах – вектор \underline{U}'_A . Видно, что при $\varphi_k = \pi/3$ угол между векторами I_{01} и I'_{01} равен $\pi/6$, а между векторами \underline{U}_A и \underline{U}'_A существенно меньше. Поэтому положение делительной оси O_1-O_2 изменится незначительно. В результате угол α_1 уменьшится, а угол α_2 увеличится. Это означает, что при замыканиях на землю фаз A и B через переходные сопротивления различить линии (отключаемую и остающуюся в работе) даже проще, чем при металлическом замыкании.

Если бы фаза A была повреждена на 2-й линии, фаза B – на 1-й, то на рассмотренной выше векторной диаграмме вектора I_{01} и I_{02} поменялись бы местами. Вектор \underline{U}_A останется тем же.

В этом случае в заштрихованную область попадёт вектор \underline{I}_{02} , поэтому отключится только 2-я линия.

В случае замыкания на землю в точках M и N фазы B на 1-й линии и фазы C на 2-й линии фаза A не повреждена. Векторная диаграмма для этого случая показана на рис. 2,б. Напряжение фазы A на сборных шинах будет практически равно напряжению этой же фазы источника ЭДС. Поэтому при металлическом замыкании на землю угол $\alpha_1 \approx \pi$, а угол $\alpha_2 \approx 0$. В заштрихованную область попадает вектор \underline{I}_{02} , что означает отключение только 2-й линии с замыканием на землю фазы C . При замыканиях на землю через переходные сопротивления вместо векторов \underline{I}_{01} и \underline{I}_{02} рассматриваются векторы \underline{I}'_{01} и \underline{I}'_{02} . В результате угол α_1 уменьшается, а угол α_2 увеличивается. Видно, что даже при достаточно малых углах φ_k (например, при $\varphi_k = \pi/6$) условие отключения одной из линий надёжно контролируется.

При другом варианте замыкания на землю тех же фаз (C – на 1-й линии, B – на 2-й) отключится только 1-я линия.

На рис.2,в представлена векторная диаграмма для третьего сочетания повреждённых фаз: на линии 1 замкнута фаза C , на линии 2 – фаза A . Эта диаграмма построена так же, как и две предыдущие. При металлических замыканиях на землю в заштрихованную область отключения попадает вектор \underline{I}_{01} , поэтому будет отключена только 1-я линия. Условие отключения надёжно контролируется. Иная ситуация возникает при замыканиях на землю через переходные сопротивления. Так, при $\varphi_k = \pi/3$ вектор \underline{U}'_A принимает вертикальное положение, а векторы \underline{I}'_{01} и \underline{I}'_{02} – горизонтальное, т.е. они лежат на характеристике срабатывания $O'_1-O'_2$. В этом случае возможны или отключение обеих линий, или отказ защиты в действии на отключение двойного замыкания на землю.

Для устранения отмеченного недостатка предлагается дополнить описанный алгоритм выбора отключаемой линии. Если углы α_1, α_2 оказываются близки к $\pm\pi/2$ с точностью до некоторого наперёд заданного значения $\Delta\alpha$ (превышающего погрешность измерительного преобразователя), то нужно определять эти углы повторно, отсчитывая их от напряжения фазы B . Соответствующая векторная диаграмма

для случая замыкания на землю фаз C и A показана на рис.3. Эту диаграмму можно получить из векторной диаграммы рис. 2,б, повернув её на угол $2\pi/3$ в отрицательном направлении. Теперь (рис.3) углы α_1, α_2 существенно отличаются от $\pm\pi/2$, поэтому решение об отключении линии принимается однозначно – отключается линия 2.

По сравнению с известным ранее методом [1] определения отключаемой линии реализация данного предложения не требует выделять векторы напряжений прямой и обратной последовательности с их последующей обработкой, т.е. упрощается методика расчёта.

Измерительная часть устройства защиты была реализована на микроконтроллере C164. Этот микроконтроллер удобен тем, что имеет большой набор периферийных устройств, необходимых для решения данной задачи. В частности, в его состав входит многоканальный 10-разрядный АЦП. Используются два его входа: один – для вторичного напряжения фазы A измерительного трансформатора напряжения, а другой – для напряжения, пропорционального току нулевой последовательности. В текущий и предшествующий моменты времени t_n и t_{n-1} фиксируются 2 пары дискретных мгновенных значений напряжений: $u_a[t_n], u_a[t_{n-1}]$ и $u_0[t_n], u_0[t_{n-1}]$.

Далее вычисляются ортогональные составляющие [3]. Так, по первым двум значениям вычисляют пару чисел X_a и Y_a :

$$X_a = \frac{u_a[t_{n-1}] + u_a[t_n]}{2}, \quad (2)$$

$$Y_a = \frac{u_a[t_{n-1}] - u_a[t_n]}{\omega \Delta t}, \quad (3)$$

где ω – круговая промышленная частота; Δt – длительность интервала времени между дискретными мгновенными отсчётами.

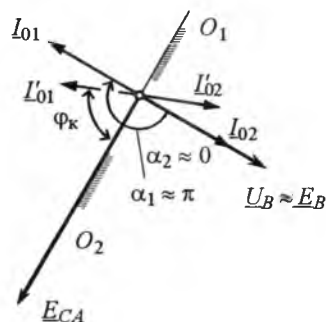


Рис.3. Векторная диаграмма для случая замыкания на землю фазы C на линии 1 и фазы A на линии 2, фазовые углы отсчитываются от напряжения фазы B

Из полученных ортогональных составляющих формируется комплексное число $Z_a = X_a + iY_a$. Аналогично, используя вторую пару дискретных мгновенных значений, получают комплексное число Z_0 . Если эти комплексные числа трактовать как векторы, то можно вычислить косинус угла между этими векторами. Для этого нужно скалярное произведение векторов разделить на произведение их модулей:

$$\cos \alpha = \frac{X_a X_0 + Y_a Y_0}{|Z_a| |Z_0|}. \quad (4)$$

Теперь условие (1) можно представить в виде:

$$X_a X_0 + Y_a Y_0 \geq 0. \quad (5)$$

Если условие (5) выполняется, то линия отключается. В противном случае – остаётся в работе. При этом нет необходимости в определении самого угла α . Достаточно определить лишь его косинус. Если левая часть неравенства (5) близка к нулю с некоторой наперед заданной точностью, то угол α близок к $\pm\pi/2$ (как на рис. 2, в). В этом случае необходимо повторить вычисления, приняв за основу вектор напряжения фазы B . Для этого потребуется пара дискретных мгновенных значений напряжений: $u_b[t_n], u_b[t_{n-1}]$. По ним аналогично (2) и (3) определяются ортогональные составляющие X_b и Y_b . Далее нужно проверить выполнение условия

$$X_b X_0 + Y_b Y_0 \geq 0. \quad (6)$$

Если левая часть неравенства (5) была близка к нулю, то левая часть неравенства (6) будет существенно отличаться от нулевого значения. В результате решение об отключении линии принимается однозначно.

Предложенная методика была использована в программе работы микроконтроллера С164. Особенностью программы является отслеживание переходного процесса. Пока процесс не вышел на установившийся режим решение об отключении линий не принимается. В режиме реального времени вычисляются амплитуды двух указанных напряжений. Это делается по методике [3]. В переходном процессе напряжения могут быть несинусоидальными. Поэтому результат вычисления их амплитуд нестабилен, т.е. изменяется на каждом интервале между отсчётами, и это означает переходной процесс. Критерий наступления установившегося режима:

результаты измерения амплитуды оказываются стабильными с точностью не хуже ΔU_m подряд N раз. Конкретные числовые значения ΔU_m и N задаются пользователем. После выхода на установившийся режим проверяется условие (5) и принимается решение об отключении одной из линий.

Были проведены испытания экспериментального макета измерительной части релейной защиты на базе микроконтроллера С164. Интервал между отсчётами $\Delta t = 0,8$ мс (тактовая частота работы микроконтроллера С164 составляет 20 МГц). Для вычисления амплитуды достаточно 0,3 мс, поэтому при необходимости интервал Δt можно уменьшить.

На рис. 4 показаны осциллограммы работы измерительной части релейной защиты в случае повреждения, соответствующего рис. 2, а. Для имитации вторичных напряжений измерительных трансформаторов использовался релетомограф РЕТОМ-41М. Осциллограмма 1 – это напряжение фазы A , осциллограмма 2 – ток нулевой последовательности. До момента возникновения двойного замыкания напряжение фазы A синусоидально, а ток нулевой последовательности отсутствует. В момент возникновения замыканий фаз на землю начинается переходной процесс: исследуемые сигналы имеют несинусоидальную форму (содержат высшие гармоники). На начальной стадии переходного процесса эти искажения настолько велики, что невозможно вообще говорить о каких-либо фазовых сдвигах. Эти понятия, строго говоря, справедливы лишь для синусоидальных сигналов. Затем несинусоидальные искажения уменьшаются (но не исчезают полностью) – это квазиустановившийся режим. В этом режиме уже можно измерять фазовые сдвиги, не дожидаясь окончания переходного процесса. Именно такой алгоритм работы был заложен в программу микроконтроллера С164. В результате микро-

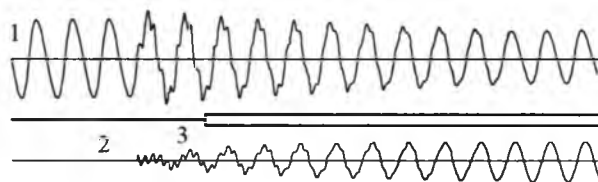


Рис. 4. Осциллограммы работы измерительной части микропроцессорного устройства релейной защиты: 1 – напряжение фазы A ; 2 – ток нулевой последовательности; 3 – выходной сигнал

контроллер сам определяет выход на квазиустановившийся режим и только после этого измеряет фазовый сдвиг между напряжениями (осциллограммы 1 и 2 на рис.4). Как видно, в установившемся (и квазиустановившемся) режиме синусоида 2 отстаёт от синусоиды 1 на угол примерно 60° . Это означает, что условие (1) выполняется и линию необходимо отключить. Именно такое решение принимает микроконтроллер. Его выходной логический сигнал поступает на реле-томограф и отображается в виде осциллограммы 3 (рис.4), которая имеет вид линии с раздвоением. Раздвоение этой линии означает логическую 1 на выходе микроконтроллера, отсутствие раздвоения – логический 0. Видно, что 1 формируется на этапе квазиустановившегося процесса. В зависимости от заложенных в программу микроконтроллера величин ΔU и N выход на квазиустановившийся режим может быть определён микроконтроллером в другие моменты времени. В результате появление логической 1 на осциллограмме 3 (рис.4) возможно раньше или позже. Это определяется настройкой защиты.

Выводы

1. Для отключения только одной линии при двойных замыканиях на землю на разных ли-

ниях необходимо дополнить существующие устройства защиты микропроцессорным измерительным преобразователем угла сдвига фаз между векторами фазных напряжений и вектором тока нулевой последовательности.

2. Измерения указанного угла следует производить в квазиустановившемся режиме работы.

Список литературы

1. Овчаренко Н.И. Полупроводниковые элементы автоматических устройств энергосистем. М.: Энергоиздат, 1981.
2. C164CI 16-Bit CMOS Single-Chip Microcontrollers. User's Manual. Siemens, 2001.
3. Шитов Р.В. Возможные варианты построения микропроцессорных устройств автоматики противоаварийного управления на базе микроконтроллера C164 // Промышленная энергетика. 2004. № 6. С.33–37.

Овчаренко Николай Ильич – профессор кафедры релейной защиты и автоматики электроэнергетических систем МЭИ. Окончил в 1953 г. электроэнергетический факультет Всесоюзного заочного политехнического института. В 1992 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Теория и практика применения функциональных элементов измерительной части автоматических устройств энергосистем" в МЭИ.

Шитов Роман Владимирович – аспирант кафедры релейной защиты и автоматики электроэнергетических систем МЭИ. Окончил в 2005 г. магистратуру электроэнергетического факультета МЭИ.

Определение падающей, отражённой и активной мощностей в двухпроводной линии передачи электрической энергии

МОРОЗОВ В.А.

Проанализированы волновые свойства линий передачи электроэнергии на низких и высоких частотах. Рассмотрены принципы построения ваттметров проходящей мощности с применением датчиков электрического тока и напряжения. Показано, что на низких частотах целесообразно определять разницу мощностей падающей и отражённой волн, которая в любом сечении линии передачи равна активной мощности.

Принципиальным фактором, определяющим способ реализации, а также схемное решение

Wave properties of electrical power transmission lines have been analyzed at low and high frequencies. Principles of wattmeter construction of a feedthrough power with the use of current and voltage sensors have been considered. It has been shown, that at low frequencies it is advisable to determine the difference of the power of incident and reflected waves that is equal to the active power in any section of the transmission line.

прибора измерения электрической мощности, является частота колебаний электромагнитно-

го поля. В цепях переменного тока диапазона низких частот (НЧ) активная электрическая мощность, как правило, определяется аналоговыми или цифровыми средствами, которые реализуют алгоритм расчёта средней мощности за определённый промежуток времени [1].

В области частот от 30 МГц до десятков гигагерц для оперативного контроля проходящей мощности от долей милливатта до сотен ватт применяются ваттметры на основе волноводных направленных ответвителей [2–4], в состав которых входят детекторные головки, балластные поглотители высокочастотной (ВЧ) мощности, управляемые аттенюаторы [5]. Основным недостатком этих приборов является их конструктивная сложность, а также то, что ответвители работают в очень узком диапазоне частот.

В области ВЧ для измерения мощностей падающей и отражённой волн применяется ваттметр, основными элементами которого являются коаксиальный волновод с размещёнными внутри датчиками тока (ДТ), резисторы, соединённые с ДТ и с внешним проводником волновода. В этом приборе полезный сигнал снимается с ДТ и внешнего проводника волновода, затем он поступает на амплитудный детектор, фильтруется и возводится в квадрат.

В настоящее время в литературе практически отсутствует информация, раскрывающая принцип работы этого прибора. Однако именно такой ваттметр использовался в мощном технологическом генераторе (колебательная мощность 2,8 кВт, частота 13,56 МГц) [6], разработанном в 1983 г. в г. Ижевске и впоследствии модернизированном. Необходимо отметить, что теоретический и экспериментальный опыт, накопленный в процессе модернизации ВЧ генератора, позволил в дальнейшем автору настоящей работы разработать серию ваттметров падающей и отражённой мощностей, работающих на частоте 13,56 МГц в интервале мощности от 15 Вт до 50 кВт.

Цель настоящей работы – изучение принципов работы ваттметров проходящей мощности с ДТ в двухпроводной линии передачи электроэнергии (ЛПЭ) на произвольной частоте. Работа выполнена в связи с проектированием источников ВЧ энергии для ионно-плазменных и плазменно-химических технологий, применяемых в промышленности.

Принципы нахождения мощностей падающей и отражённой волн в ЛПЭ. Рассмотрим произвольное сечение двухпроводной ЛПЭ (рис. 1). Предположим, что в ЛПЭ распространяются две электромагнитных волны: *падающая*, которая переносит электрическую энергию от генератора к нагрузке и *отражённая*, передающая энергию в противоположном направлении. Считаем, что падающая и отражённая волны в ЛПЭ описываются соответственно комплексными амплитудами напряжения \dot{U}_i, \dot{U}_r и тока \dot{I}_i, \dot{I}_r . При этом реально измеряемые в линии передачи амплитуды напряжения \dot{U} и тока \dot{I} в соответствии с принципом суперпозиции определяются следующими соотношениями [7]:

$$\dot{U} = \dot{U}_i + \dot{U}_r; \quad (1)$$

$$\dot{I} = \dot{I}_i + \dot{I}_r, \quad (2)$$

где

$$\dot{U}_i = W \dot{I}_i; \quad (3)$$

$$\dot{U}_r = -W \dot{I}_r; \quad (4)$$

W – волновое сопротивление линии в рассматриваемом сечении.

Покажем, что по известным параметрам \dot{U} и \dot{I} можно определить амплитуды тока падающей и отражённой волн. Для этого подставляем формулы (3) и (4) в выражение (1) и решаем полученное уравнение и (2) относительно \dot{I}_i и \dot{I}_r :

$$\dot{I}_i = \frac{1}{2} \left(\dot{I} + \frac{\dot{U}}{W} \right); \quad (5)$$

$$\dot{I}_r = \frac{1}{2} \left(\dot{I} - \frac{\dot{U}}{W} \right). \quad (6)$$

Так как мощности падающей P_i и отражённой P_r волн в линии определяются по формулам



Рис. 1. ЛПЭ с нагрузкой

$$P_i = \left(\frac{1}{2}\right) \dot{I}_i \dot{I}_i^* W = \left(\frac{1}{2}\right) |\dot{I}_i|^2 W; \quad P_r = \left(\frac{1}{2}\right) \dot{I}_r \dot{I}_r^* W = \left(\frac{1}{2}\right) |\dot{I}_r|^2 W, \quad (7)$$

где \dot{I}_i^* и \dot{I}_r^* – комплексно-сопряжённые значения амплитуд токов падающей и отражённой волн, то с учётом (5) и (6)

$$P_i = \frac{1}{8} \left(\frac{|\dot{U}|^2}{W} + |\dot{I}|^2 W + \dot{U}^* \dot{I} + \dot{U} \dot{I}^* \right); \quad (8)$$

$$P_r = \frac{1}{8} \left(\frac{|\dot{U}|^2}{W} + |\dot{I}|^2 W - \dot{U}^* \dot{I} - \dot{U} \dot{I}^* \right). \quad (9)$$

Так как в нагрузке выделяется мощность $P_L = P_i - P_r$, то в соответствии с формулами (8) и (9) получаем:

$$P_L = \frac{1}{4} (\dot{U}^* \dot{I} + \dot{U} \dot{I}^*). \quad (10)$$

Однако $\dot{U} = |\dot{U}| \exp(j\varphi_2)$, $\dot{I} = |\dot{I}| \exp(j\varphi_1)$, где φ_2 и φ_1 – фазы напряжения и тока, j – мнимая единица. Поэтому после некоторых преобразований (10) приводится к виду

$$P_L = \frac{1}{2} |\dot{U}| |\dot{I}| \cos \varphi, \quad (11)$$

где $\cos \varphi$ – коэффициент мощности; $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$.

Хорошо известно (например [8]), что выражение (11) определяет активную мощность в синусоидальном процессе. Отсюда следует, что разность мощностей падающей и отражённой волн в ЛПЭ всегда равна мощности, которая выделяется в нагрузке независимо от того, какой характер (активный или реактивный) она имеет.

Для ЛПЭ $\dot{U} = Z \dot{I}$, где $Z = \text{Re}Z + j\text{Im}Z$ – сопротивление линии в рассматриваемом сечении, поэтому формулы (8) – (10) можно представить так:

$$P_i = \frac{1}{8} \left[\frac{(\text{Re}Z + W)^2 + (\text{Im}Z)^2}{W} \right] |\dot{I}|^2; \quad (12)$$

$$P_r = \frac{1}{8} \left[\frac{(\text{Re}Z - W)^2 + (\text{Im}Z)^2}{W} \right] |\dot{I}|^2; \quad (13)$$

$$P_L = \frac{1}{2} \text{Re}Z |\dot{I}|^2. \quad (14)$$

Длинные линии с постоянным волновым сопротивлением. Известно [7, 9], что

сопротивление длинной линии передачи без потерь на расстоянии l от нагрузки вдоль линии и имеющей $W = \text{const}$ по всей её длине (рис. 1) определяется по формуле

$$Z = W \frac{Z_L \cos \gamma + j W \sin \gamma}{W \cos \gamma + j Z_L \sin \gamma}, \quad (15)$$

где $\gamma = 2\pi l/\lambda$; Z_L – импеданс нагрузки; λ – длина электромагнитной волны в линии.

Для длинной линии с нагрузкой представляют интерес следующие варианты:

1. Нагрузка согласована с ЛПЭ ($Z_L = W$) и линия имеет произвольную длину. Тогда по формуле (15) $Z = \text{Re}Z = W$, а по выражениям (12)–(14) $P_i = P_L$, $P_r = 0$ в любом её сечении.

2. Нагрузка не согласована с ЛПЭ ($Z_L \neq W$). В этом случае в различных сечениях линии, находящихся на расстоянии $l = \lambda n/2$ от нагрузки, где n – ноль или положительное целое число, сопротивления, токи, напряжения и мощности падающей и отражённой волн будут такими же, как и на нагрузке. Особый интерес представляет линия, имеющая длину $l_0 = \lambda n/2$, так как она по току и напряжению на входе линии (или на выходе генератора переменного напряжения) обеспечивает полный контроль параметров нагрузки.

Короткая ЛПЭ. Длину ЛПЭ l_0 , при которой её можно рассматривать как короткую линию, найдём исходя из предположения, что абсолютное значение разности сопротивлений линии на входе Z_{in} и на выходе Z_L не превышает 5% импеданса нагрузки, т.е.

$$\frac{|Z_{in} - Z_L|}{|Z_L|} \leq 0,05. \quad (16)$$

Предположим, что параметр γ мал. Тогда, используя формулы приближённых вычислений и пренебрегая членами высших порядков, приводим (15) к виду

$$Z_{in} \approx Z_L + j |Z_L| \left(\frac{W}{|Z_L|} - \frac{|Z_L|}{W} \right) \gamma.$$

Если $0,2W \leq |Z_L| \leq 5W$, то из последнего выражения следует

$$\frac{|Z_{in} - Z_L|}{|Z_L|} \leq 4,8\gamma. \quad (17)$$

Подставляя наибольшее значение (17) в (16), получаем условие, при выполнении которого ЛПЭ можно считать короткой линией,

$$l_0 \leq \lambda/600. \quad (18)$$

На частоте осцилляций электромагнитного поля 50 Гц $\lambda = 6000$ км и в соответствии с условием (18) $l_0 \leq 10$ км. Таким образом, можно принять, что линии передач, распределяющие электрическую энергию на промышленной частоте 50 Гц в пределах достаточно крупного города, являются короткими линиями, и для них выражение (15) принимает вид $Z \approx Z_L$. Т.е. сопротивление короткой линии передачи в произвольном её сечении практически не зависит от её волнового сопротивления и равно импедансу нагрузки. Очевидно, что последнее утверждение справедливо также для линии передачи, волновое сопротивление которой зависит от l . Следовательно, в общем случае для коротких ЛПЭ $\dot{U} = Z_L \dot{I}$, а токи, напряжения и мощности падающей и отражённой волн (см. выражения (3) – (9), (12) и (13)) будут различными в разных сечениях линии.

Особенности схемного решения ваттметра. Теоретические принципы работы прибора измерения мощностей падающей, отражённой и прошедшей волн (рис. 2) непосредственно вытекают из формул (5) – (7).

1. В основе работы этого прибора лежит непрерывный аналоговый контроль тока и напряжения в определенном сечении ЛПЭ датчиками тока 2, 4 и датчиками напряжения (ДН) 1, 3. Передаточные характеристики ДТ и ДН представим следующим образом:

$$\dot{I} = k_I \dot{E}; \quad (19)$$

$$\dot{U} = k_U \dot{u}; \quad (20)$$

где k_I – коэффициент преобразования выходного напряжения (сигнала) ДТ в ток ЛПЭ; \dot{E} – амплитуда сигнала ДТ; k_U – коэффициент преобразования выходного сигнала ДН в напряжение ЛПЭ; \dot{u} – амплитуда выходного сигнала ДН.

2. В соответствии с выражениями (5) и (6) необходимо выполнить операции сложения и вычитания тока и напряжения для определения амплитуд токов падающей и отражённой волн. Эти операции можно осуществить конструктивно, соединив ДТ и ДН последовательно, причём направления включения ДТ в ЛПЭ по каналам падающей и отражённой мощностей должны быть противоположными. С учётом формул (19) и (20):

$$\dot{I}_i = \frac{1}{2} k_I (\dot{u} + \dot{E}); \quad (21)$$

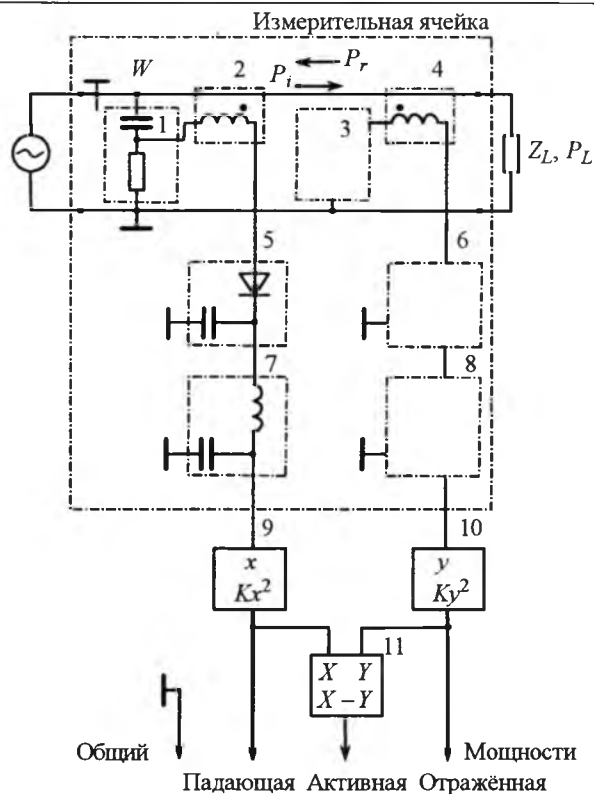


Рис. 2. Электрическая схема прибора измерения электрической мощности:

1, 3 – ДН; 2, 4 – ДТ; 5, 6 – амплитудные детекторы; 7, 8 – фильтры; 9, 10 – устройства возведения в квадрат с коэффициентом передачи K ; 11 – устройство вычитания

$$\dot{I}_r = -\frac{1}{2} k_I (\dot{u} - \dot{E}), \quad (22)$$

где $k_I = k_U / W$.

3. Амплитудные детекторы 5, 6 выделяют модули сигналов, которые сняты с ДТ и ДН. После этого сигналы фильтруются устройствами 7, 8 и поступают на вход устройств 9, 10, выполняющих операции возведения в квадрат с коэффициентом передачи K . Выходные сигналы этих устройств соответствуют мощностям падающей и отражённой волн и в соответствии с формулами (7), (21) и (22) описываются выражениями

$$P_i = K |\dot{u} + \dot{E}|^2; \quad (23)$$

$$P_r = K |\dot{u} - \dot{E}|^2, \quad (24)$$

где $K = \left(\frac{1}{8}\right) k_I^2 W = \left(\frac{1}{8}\right) k_I k_U$.

4. Вычитающее устройство 11 выполняет операцию определения выделившейся в нагрузке мощности. Таким образом,

$$P_L = K (|\dot{u} + \dot{E}|^2 - |\dot{u} - \dot{E}|^2). \quad (25)$$

Из выражений (13) и (24) вытекает условие калибровки ДТ и ДН. Действительно, если на

участке ЛПЭ, где они установлены, отсутствует отражённая волна ($P_r = 0$), то это значит, что на этом участке сопротивление линии

$$Z = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = W \quad (26)$$

и сигналы ДТ и ДН по каналу падающей мощности должны быть равны, т.е. $\dot{E} = \dot{u}$, а по каналу отражённой мощности сигналы должны быть равны только по модулю, имея при этом противоположные фазы.

Отметим, что особый интерес в части размещения ДТ и ДН в длинной линии представляют участки, находящиеся на расстоянии $l = \lambda n/2$ от нагрузки, так как для них выражение (26) принимает вид

$$Z_L = W. \quad (27)$$

Для коротких ЛПЭ $Z \approx Z_L$. Следовательно, для них условие (27) также верно.

В заключение заметим, что некоторые способы измерения электрической мощности на НЧ связаны с операцией умножения напряжения U на электрический ток I [1], причём один из этих способов, основанный на математическом преобразовании

$$UI = \frac{1}{4}[(U+I)^2 - (U-I)^2]$$

в настоящее время известен как способ Боуха [10]. Из проведённого анализа видно, что этот способ является следствием теории падающих и отражённых волн.

Выводы

1. Мощности падающей и отражённой волн в ЛПЭ на любых частотах определяются мгновенными значениями напряжения и тока в линии, при этом мощность падающей волны пропорциональна квадрату суммы напряжения и тока, а отражённой – их разности. Разница мощностей падающих и отражённых волн равна активной мощности.

2. Анализ длинных линий с постоянным волновым сопротивлением показал, что ЛПЭ, применяемые для передачи энергии на ВЧ, должны иметь длину, кратную половине длины волны в линии. В этом случае в различных сечениях ЛПЭ, находящихся в начале или в конце линии, а также на расстояниях, кратных половине длины волны, сопротивления, токи, напряжения и мощности падающей и отражённой волн будут такими же, как и на нагрузке.

3. Сопротивление короткой ЛПЭ в произвольном её сечении практически не зависит от её волнового сопротивления и равно импедансу нагрузки. Если волновое сопротивление линии не постоянно по её длине, мощности падающей и отражённой волн будут различными в разных сечениях линии, однако при этом их разность останется постоянной.

4. Основными элементами ваттметра средней за период проходящей мощности являются ДТ и ДН. Их параметры должны выбираться из условия равенства напряжений на ДТ и ДН, если в месте размещения датчиков сопротивление ЛПЭ равно её волновому сопротивлению.

5. На ВЧ целесообразно размещать ваттметр в начале или в конце ЛПЭ. Для коротких ЛПЭ с непостоянным волновым сопротивлением ваттметр можно располагать в любом сечении линии, измеряя при этом активную мощность.

6. Ваттметр может применяться в различных технологических системах с целью контроля и управления электрической энергией.

Список литературы

1. Пат. 2229723 РФ, МПК⁷ G 01 R 21/06, G 01 R 21/133. Способ измерения активной мощности нагрузки в электрических цепях переменного тока / В.Д. Михотин, В.И. Чернецов // Б.И. 2004. № 15. С.434.
2. Галахова О.П., Фёдоров А.М. Методы точных измерений силы тока, напряжения, мощности и их отношений в диапазоне звуковых и высоких частот. М.: Машиностроение, 1976.
3. Полушин П.А., Самойлов А.Г. Универсальный мощный генератор высокой частоты // Приборы и техника эксперимента. 1995. № 5. С.197.
4. Полушин П.А., Самойлов А.Г. Транзисторный генератор накачки волноводных CO₂-лазеров // Приборы и техника эксперимента. 1995. № 5. С.242–243.
5. Полушин П.А., Самойлов А.Г. Измеритель мощности накачки волноводных CO₂-лазеров // Приборы и техника эксперимента. 1995. № 5. С.243–244.
6. Скурихин С.А., Дряхлов Б.Г., Суслов В.С. Шкаф высокочастотный // Информационный листок о научно-техническом достижении № 83–1602. М.: ВИМИ, 1983.
7. Пейн Г. Физика колебаний и волн / Пер. с англ. М.: Мир, 1979.
8. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Л.: Энергия. Ленингр. отделение, 1967. Т.2.
9. Радиодетали, радиокомпоненты и их расчёт / Под ред. А.В. Ковалёва. М.: Советское радио, 1977.
10. Bauch R. Hitzdrant – Wattmeters // ETZ. 1905. 24.

Морозов Виктор Александрович – начальник конструкторского бюро ОАО "Ижевский электромеханический завод "Купол". Окончил приборостроительный факультет Ижевского механического института в 1979 г. С 2004 г. соискатель Института прикладной механики Уральского отделения РАН.

О роли диэлектрического покрытия поверхности электродов в электрической прочности газового промежутка, находящегося под давлением

ШАХТАХТИНСКИЙ Т.И.

Показано, что причиной отклонения от закона подобия разрядов в газах в области больших давлений является наличие на поверхности электродов микроскопических выступов. С целью устранения влияния микровыступов на разрядное напряжение газов в области больших давлений нанесения на поверхность электродов диэлектрического покрытия не является эффективным.

Сопоставление теоретической и экспериментальных кривых зависимостей разрядного напряжения от давления в различных газах в однородном электрическом поле показывает, что в экспериментальных зависимостях в области больших давлений рост пробивного напряжения замедляется [1–3]. Причиной наблюдаемого отклонения от прямолинейности экспериментальных зависимостей считают влияние микроскопических шероховатостей на поверхности электродов на начальной стадии развития разряда. При этом действие шероховатостей при больших давлениях – соответственно при больших напряжённостях связывают с интенсификацией автоэлектронной эмиссии с поверхности катода [4, 5] или возрастанием удельного значения столкновений частиц, попадающих в зону локально усиленных полей микровыступов [3, 6, 7].

Как известно, для уменьшения влияния микровыступов на разрядное напряжение газов при повышенных давлениях поверхность электродов газонаполненных распределительных устройств покрывается тонким слоем диэлектрической полимерной или оксидной плёнки [8, 9]. Однако из литературы так же известно, что при этом в большинстве случаев наблюдается обратное явление: при больших давлениях газа разрядное напряжение между электродами с покрытой поверхностью оказывается меньше, чем у непокрытых электродов [8, 10].

Проведённые нами эксперименты методом моделирования условия, при котором возраста-

The influence of microroughness on electric strength of gases at the increased pressures was confirmed experimentally. It is shown that the presence of both conductive and dielectric microprotuberances on the surface of electrodes leads to the increase of discharge gap.

ет удельная роль микровыступов на поверхности электродов в ионизационном процессе газового разряда при повышенных давлениях, позволили внести определённую ясность в явление, кажущееся на первый взгляд "парадоксальным".

В [3] для количественной оценки влияния шероховатости на поверхности плоскопараллельных электродов на значение пробивного напряжения газов при больших давлениях предполагается, что на поверхности катода имеется микровыступ в виде полуэллипсоида вращения. Зная изменение напряжённости электрического поля E вдоль центральной силовой линии в функции межэлектродного расстояния l и размеры большой и малой полуосей эллипса t и q , пользуясь условием самостоятельности разряда и параболической аппроксимацией для зависимости $\alpha/P = f(E/P)$, где α – коэффициент ударной ионизации, P – давление газа, авторы [3] получили выражение для определения разрядного напряжения промежутка U_p в функции pl . Для размеров выступа $t = 2 \cdot 10^{-5}$ м и $t/q = 2,5$ расчёт по полученному выражению дал значения разрядного напряжения, хорошо согласующиеся с экспериментальными значениями для воздуха. На рис. 1 представлены относительные расчётные значения разрядного напряжения воздуха в промежутке электродов с полуэллипсоидальным выступом с указанными размерами и без него, т.е. в однородном электрическом поле в функции pl при неизменном значении $l = 5 \cdot 10^{-3}$ м из [3] (сплошная линия).

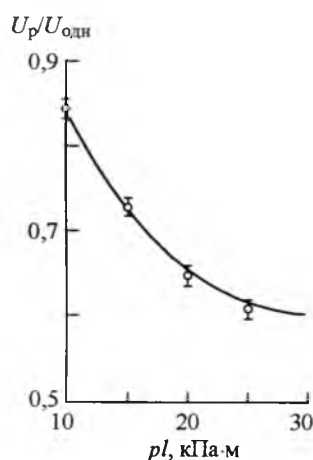


Рис. 1

Расчётная кривая, представленная на рис. 1, была взята нами за основу для моделирования условия, при котором возрастает удельная роль микровыступов в ионизационном процессе газа при повышенных давлениях. Например, согласно рассматриваемой кривой зависимости $U_p / U_{\text{одн}} = f(pl)$, значение $pl = 15$ кПа·м при $l = 5 \cdot 10^{-3}$ м соответствует $p = 30 \cdot 10^5$ Па, т.е. 30 атм. Тогда при атмосферном давлении высота выступа на поверхности электрода, при условии сохранения постоянства числа столкновений частиц, попадающих в зону усиленного поля микровыступа с высотой 20 мкм, должна составлять $t = 20 \cdot 30 = 600$ мкм.

Эксперименты проводились следующим образом. В центральной части одного из плоскопараллельных электродов с закруглёнными краями диаметром 55 мм в открытую щель вставлялся выступ в виде полуэллипсоида вращения из стали. Для сохранения соотношения $t/q \approx 2,5$ при различных значениях t диаметр щели в центральной части электрода изменялся согласно размеру малой оси выступа $2q$. При постоянном межэлектродном расстоянии $l = 5 \cdot 10^{-3}$ м для каждого значения t и $t/q \approx 2,5$ определялись разрядные напряжения промежутка в воздухе при переменном напряжении. Напряжение измерялось с помощью омического делителя напряжения и аstaticеского вольтметра с классом точности 0,5. Скорость подъёма напряжения составляла 1–2% в секунду ожидаемого значения пробивного напряжения. Следует отметить, что при этом наблюдались большие разбросы в значениях измерений – до 20% среднеарифметического. После обработки не менее 15 измерений для каждого U_p значения

$U_p / U_{\text{одн}}$ с доверительной вероятностью 95% приведены на рис. 1 (точки). Экспериментальные точки в пределах доверительного интервала хорошо согласуются с расчётной кривой зависимости $U_p / U_{\text{одн}} = f(pl)$.

Результаты экспериментов подтвердили идеи, заложенные в основу интерпретации механизма влияния микрошероховатостей поверхности электродов на разрядное напряжение газов при больших давлениях и позволили нам исследовать роль диэлектрического покрытия в устранении влияния микровыступов на U_p в облегчённых условиях эксперимента – в условиях атмосферного давления.

При постоянном межэлектродном расстоянии $l = 2 \cdot 10^{-3}$ м (без учёта t) для различных значений t определялись разрядные напряжения промежутка в воздухе при переменном напряжении. Результаты с доверительной вероятностью 95% в виде зависимости $U_p = f(t)$ представлены на рис. 2 (о-о). Эксперименты проводились и с нанесением на поверхность электрода с полуэллипсоидальным выступом диэлектрического покрытия из эпоксидного компаунда ЭД-5. При этом выступ полностью исчезал под покрытием.

Результаты экспериментов показали, что если металлический выступ остаётся под диэлектрическим покрытием, электрическая прочность воздуха между плоскопараллельными электродами поднимается до значения, соответствующего U_p между электродами без выступа.

По изложенной методике эксперименты проводились и при наличии на поверхности покрытия диэлектрического выступа полуэллипсоидальной формы с теми же параметрами, что и

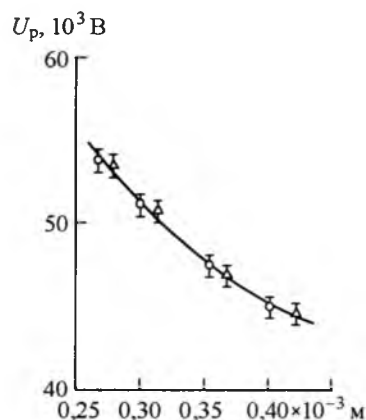


Рис. 2

металлический. Выяснилось, что при этом U_p газа снижается до уровня U_p промежутка электродов с металлическими выступами без покрытия (рис. 2, -Δ-). Это свидетельствует о том, что причиной относительного снижения U_p с повышением давления между электродами с покрытой поверхностью является наличие на поверхности диэлектрического покрытия микровыступов, которые практически могут быть более крупных размеров, чем металлические выступы на полированной металлической поверхности.

Выводы

1. При нанесении диэлектрического покрытия на поверхность электродов, если металлические выступы, имеющиеся на поверхности электродов, остаются под покрытием, электрическая прочность газового промежутка достигает значения, соответствующего прочности промежутка электродов без выступов.

2. При наличии на поверхности покрытия диэлектрических выступов с теми же параметрами, что и металлические, разрядное напряжение снижается до уровня разрядного напряжения промежутка электродов с металлическими выступами без покрытия.

Список литературы

1. Сканава Г.И. Физика диэлектриков (область сильных полей). М., 1958.
2. Мик Дж. Крегс Дж. Электрический пробой в газах. Пер. с англ. М., 1960.

3. Разевиг Д.В., Соколова М.В. Расчет начальных и разрядных напряжений газовых промежутков. М.: Энергия, 1977.

4. Левитов В.Н., Ляпин А.Г., Щербина О.В. О влияние тренировки электродов разрядами на напряжение пробоя и перекрытия в однородном поле // Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. 1969. № 2. С.130–133.

5. Авилов Э.А., Белкин Н.В. Электрическая прочность азота и водорода при больших давлениях // ЖТФ. 1974. Т. 44, № 12. С.2620–2622.

6. Авруцкий В.А. Влияние шероховатости электродов на пробивное напряжение и их разброс // ЖТФ. 1973. Т. 43, № 4. С.620–627.

7. Шахтахтинский Т.И. Оценка влияния неоднородности, обусловленной шероховатостью поверхности электрода, на напряжение зажигания разряда в газе при больших давлениях // Изв. вузов и энергетических объединений СНГ. Энергетика. 1997. № 1–2. С.54–57.

8. Полтев А.И. Конструкция и расчет электрогазовых аппаратов высокого напряжения. Л., 1979.

9. Borin V.N., Bortinik I.M. Dielectric coatings for gas insulated high voltage equipment // IEE 6-th Intern. Conf. Gas Discharges. London, 1980. P.208–211.

10. Rein A., Kulsatas T. Impulse breakdown of SF_6/N_2 insulation. Influence of electrode covering. Polarity effect // Gaseous Dielectr. III. 1982. New York: Pergamon Press. P.315–321.

Шахтахтинский Тофик Исмаил оглы – профессор кафедры "Электротермические установки и техника высоких напряжений" Азербайджанской Государственной Нефтяной Академии (АГНА). Окончил в 1961 г. энергетический факультет АГНА. В 1969 г. защитил в МЭИ кандидатскую диссертацию по теме "Исследование электрического разряда по поверхности твердых диэлектриков в гелии и аргоне". В 2001 г. защитил в Азербайджанском НИИ энергетики (г. Баку) докторскую диссертацию по теме "Оценка роли вторичных факторов при определении электрической прочности высоковольтной изоляции электроэнергетических устройств".

Влияние внешнего магнитного поля на электроэрозионный износ поверхности ускорительного канала коаксиального магнитоплазменного ускорителя

САЙГАШ А.С., СИВКОВ А.А., ГЕРАСИМОВ Д.Ю., ШАРИПОВ Р.Р., ПРИВЕЗЕНЦЕВ С.И.

Показаны существенное увеличение электроэрозионного износа поверхности ускорительного канала при уменьшении степени его экранирования и возможность выравнивания электроэрозионного износа поверхности ускорительного канала за счёт частичного усиления экранирования его начального участка.

The researches carried out showed sufficient electroerosive wear increase of the acceleration channel surface when the screening degree is reduced and the possibility to level the acceleration channel surface electroerosive wear is show by means of its screening at the initial part.

В гибридном коаксиальном магнитоплазменном ускорителе (КМПУ) (рис. 1) использование внешней индукционной системы (индукционной электродинамики) обеспечивает повышение динамических параметров и эффективности преобразования электромагнитной энергии в кинетическую энергию ускоряемой массы [1]. В основном это обусловлено усилением пространственно-временной стабилизации устойчивого состояния плазменной структуры (ПС) сильноточного разряда типа Z-пинч с круговой плазменной перемычкой за счёт дополнительного сжатия аксиальным полем соленоида внешней индукционной системы, повышения плотности тока и, следовательно, увеличения силы Лоренца и эффективности её работы в коаксиальной магнитоплазменной системе, аналогичной коаксиальному рельсотрону [2]. КМПУ относится к типу эрозионных ускорителей плазмы и является основой разрабатываемых технологий получения ультрадисперсных порошков (УДП) металлов и сверхтвёрдых материалов, а также нанесения покрытий на металлические поверхности [3] посредством воздействия гиперзвуковой струи плотной электроэрозионной плазмы. Одним из основных его отличий и преимуществом перед другими типами электромагнитных и электродинамических ускорителей является то, что основной компонент рабочего материала нарабатывается электроэрозионным путём с поверхности ускорительного канала (УК). В [4] определены основные закономерности этого процесса и показано что значение удельного интегрального элек-

троэрозионного износа m/W (m – эродированная масса, W – подведённая к ускорителю энергия) пропорционально удельной подведённой энергии W/V (V – объём УК).

Оправдано предположить, что внешнее магнитное поле (ВМП), проникающее в УК, должно оказывать влияние не только на динамические характеристики плазменного течения, но и на электроэрозионный процесс на поверхности УК.

По сути рассматриваемая схема представляет собой воздушный трансформатор, в котором первичной обмоткой является соленоид, а вторичной – короткозамкнутый виток стенки ствола, в котором наводится поперечный ток, пропорциональный производной импульсного рабочего тока $I(t)$ ускорителя, протекающего по соленоиду. Поэтому проникающее в УК ВМП представляет собой суперпозицию поля соленоида и поля, наведённого в стенке ствола поперечного тока. Характер изменения и значение этого тока, а следовательно, и значение проникающего поля определяются не только параметрами импульса первичного тока и геометрией системы, но и постоянной времени поперечника стенки ствола τ короткозамкнутого витка.

Экспериментальные исследования проводились в процессе отработки технологии нанесения покрытий состава нержавеющей стали на металлические поверхности с помощью КМПУ с электродами из нержавеющей стали. Степень экранирования УК менялась за счёт изменения его диаметра $d_{ук}$, толщины металлической стенки ствола δ и использования дополнительных трубчатых экранов из меди, латуни Л-62 и дюралюминия АЛ-2. Абсолютное экранирование имитировалось в экспериментах на классическом пинч-ускорителе [2] (без соленоида) с сохранением параметров контура электропитания.

Изменение во времени напряжённости аксиального магнитного поля $H_z(t)$ на продольной оси Z системы регистрировалось с помощью установленного в центре соленоида индукционного датчика в отсутствии сильноточного разряда, но при пропускании импульсного тока по соленоиду. Типичные осциллограммы $H_z(t)$ приведены на рис. 2. Из сравнения осциллограмм видно, что с увеличением поперечной проводимости стенки ствола напряжённость аксиаль-

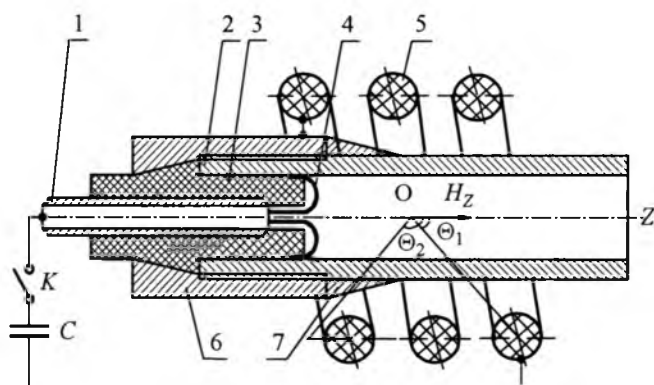


Рис. 1. Конструкция коаксиального магнитоплазменного ускорителя:

1 – центральный электрод; 2 – электрод-ствол; 3 – изолятор центрального электрода; 4 – электро-взрывающиеся проводники; 5 – соленоид; 6 – заглушка; 7 – дополнительный экран

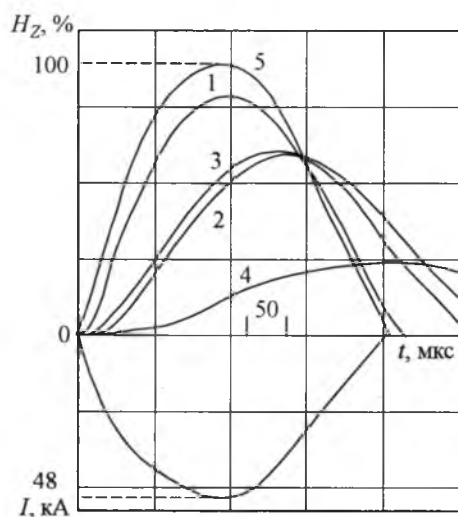


Рис. 2. Осциллограммы тока соленоида и напряжённости аксиального ВМП внутри УК ствола из:

1 – нержавеющей стали 12Х18Н9Т $d = 25$ мм, $\delta = 2$ мм, $\tau = 13,7$ мкГн/Ом; 2 – латуни $d = 17$ мм, $\delta = 1$ мм, $\tau = 15,4$ мкГн/Ом; 3 – нержавеющей стали $d = 16$ мм, $\delta = 7,75$ мм, $\tau = 67,7$ мкГн/Ом; 4 – меди $d = 20$ мм, $\delta = 2$ мм, $\tau = 13,7$ мкГн/Ом; 5 – 100% аксиальное поле без экрана (без ствола)

ного магнитного поля H_z уменьшается, а максимумы кривых смещаются вправо. Аксиальное ВМП в УК толстостенных латунных и медных стволов существует даже после прекращения протекания тока по соленоиду вследствие медленного затухания тока, наведённого в поперечнике ствола.

Аналитически напряжённость H_z ВМП определялась по выражению [5]:

$$H_z = \frac{NI_c}{4l_c} \operatorname{ctg} \frac{P}{\pi\alpha} (\cos\theta_2 - \cos\theta_1), \quad (1)$$

где N и l_c – число витков и длина соленоида; I_c – ток соленоида; P – расстояние между витками; α – средний радиус соленоида; θ_1, θ_2 – смежные углы между осью соленоида и прямыми, соединяющими точку определения H_z с концами соленоида (рис. 1).

В используемом соленоиде при токе 100 кА напряжённость аксиального магнитного поля в его центре, рассчитанная по выражению (1), составляет $H_z = 3,44 \cdot 10^6$ А/м.

В качестве критерия, характеризующего степень проникания ВМП соленоида в УК КМПУ, принят коэффициент поля K_n :

$$K_n = \frac{\int_0^t H_{zi}(t) dt}{\int_0^t H_{zo}(t) dt}, \quad (2)$$

где $H_{zi}(t)$ – аксиальное магнитное поле внут-

ри УК при наличии экрана; $H_{zo}(t)$ – аксиальное магнитное поле без экрана.

Значения K_n определены экспериментально в практически целесообразном диапазоне толщин стенки стволов $\delta = 1 \div 4$ мм из нержавеющей стали, меди, дюралюминия, латуни, титана. Экспериментально показано, что изменение амплитуды импульса тока в диапазоне 50–200 кА практически не влияет на значение K_n . Полученные данные обобщены в виде экспериментальной зависимости K_n от постоянной времени короткозамкнутого витка (поперечника стенки ствола) τ (рис. 3).

Экспериментальная зависимость $K_n(\tau)$ (рис. 3) имеет экспоненциальный характер и аппроксимируется выражением

$$K_n = 1,28e^{-0,025\tau}. \quad (3)$$

Теоретически при поперечном сопротивлении, стремящемся к бесконечности, K_n должен быть близок к единице. Однако экспериментальная кривая не приходит к единице. Объяснено это может быть тем, что при определении τ использовалось значение удельного сопротивления металла при нормальных условиях, т.е. не учитывалось его увеличение от нагрева при протекании импульсных токов с плотностью порядка 200–500 А/мм².

В таблице приведены средние значения результатов сравнительной серии экспериментов на КМПУ (1) и пинч-ускорителе (2), проведённых в одинаковых условиях: ёмкость конденсаторной батареи $C = 48 \cdot 10^{-3}$ Ф, зарядное напряжение $U_{зар} = 3,0$ кВ, калибр УК $d_{ук} = 19$ мм. Направление аксиального ВМП совпадало с направлением плазменного течения.

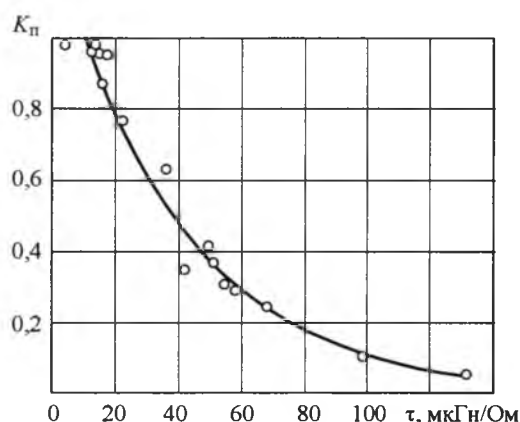


Рис. 3. Зависимость коэффициента поля K_n от постоянной времени τ

Экспериментальные данные по влиянию ВМП на электроэрозионный износ поверхности УК

Параметры	Опыт	
	1	2
Коэффициент поля K_{Π}	0,954	0
Длина УК $l_{УК}$, мм	272	274
Максимальное напряжение U_{\max} , кВ	1,84	1,78
Максимальный ток I_{\max} , кА	187	193
Подведённая энергия W , кДж	140,1	134,9
Эродированная масса m , г	24,5	18,3
Объём ускорительного канала V , мм ³	77,08	77,65
Удельная эродированная масса m/W , г/кДж	0,175	0,136
Удельная подведённая энергия W/V , кДж/см ³	1,79	1,74
Время ускорения головной части Δt_{1-2} , мкс	68,9	71,3
Скорость на срезе ствола x_c , км/с	4,51	4,37

На рис. 4, а приведены эпюры удельного дифференциального электроэрозионного износа поверхности УК по его длине $\Delta m(l_{УК})$ из нержавеющей стали с различной степенью экранирования УК. Номера эпюр соответствуют номерам экспериментов в таблице. Сравнительный анализ представленных данных показывает значительное уменьшение как дифференциального $\Delta m(\text{г/мм}^2)$ (рис. 4), так и интегрального электроэрозионного износа $m(\text{г})$ при отсутствии

Δm , мг/мм²

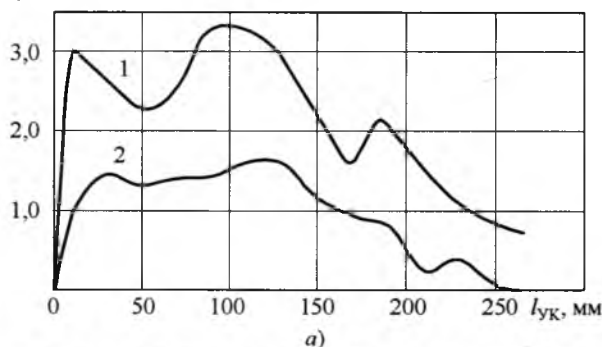


Рис. 4. Эпюры удельного дифференциального электроэрозионного износа по длине УК (а), фотографии плазменно-эрозионных следов на поверхности УК (б):

1 – $K_{\Pi} = 0,954$; 2 – $K_{\Pi} = 0$

ВМП (опыт 2, таблица) или при значительном его экранировании дополнительным медным экраном, например, медной трубой, одетой на ствол из нержавеющей стали.

По-нашему мнению, следует выделить два основных фактора, оказывающих существенное влияние на электроэрозионный износ поверхности УК КМПУ: вращение плазмы в УК при наличии ВМП и увеличение плотности тока в дискретных каналах проводимости в ПС. Вращение плазмы в УК при взаимодействии аксиального ВМП и азимутальных полей токов, протекающих по дискретным каналам видно из сравнения структур плазменно-эрозионных следов на поверхности УК, показанных на фотографиях рис. 4, б. При отсутствии ВМП (опыт 2, таблица) треки плазменно-эрозионных следов практически параллельны продольной оси УК, а при наличии ВМП имеют явный наклон, уменьшающийся по длине УК из-за увеличения скорости течения.

На рис. 5 приведены зависимости удельного интегрального электроэрозионного износа m/W от удельной подведённой энергии W/V для КМПУ со стволами из нержавеющей стали при $K_{\Pi} = 0,92 \div 0,98$ и $K_{\Pi} = 0$. Их сравнение даёт наглядное представление о степени влияния экранирования УК на значение интегрального электроэрозионного износа поверхности УК и нарабатываемой массы для нанесения покрытий.

В принятой системе координат зависимости 1 и 2 аппроксимируются линейной функцией вида:

$$\frac{m}{W} = A \left(\frac{W}{V} - B \right), \quad (4)$$

m/W , г/кДж

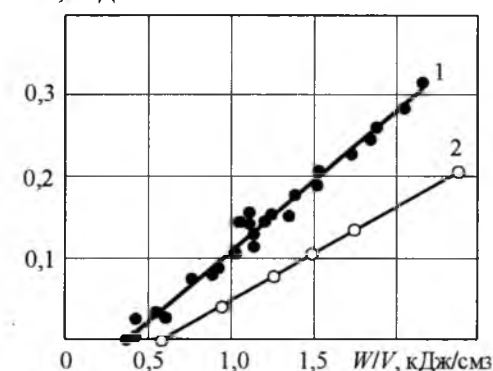


Рис. 5. Зависимость удельного интегрального электроэрозионного износа от удельной подведённой энергии:

1 – $K_{\Pi} = 0,92 \div 0,98$; 2 – $K_{\Pi} = 0$

где A – коэффициент интегральной электрической эрозии; B – критическое значение удельной подведённой энергии.

Для $K_n = 0,92 \div 0,98$ $A = 0,125 \text{ г} \cdot \text{см}^3 / \text{кДж}^2$, $B = 0,390 \text{ кДж} / \text{см}^3$; для $K_n = 0$ $A = 0,116 \text{ г} \cdot \text{см}^3 / \text{кДж}^2$, $B = 0,575 \text{ кДж} / \text{см}^3$.

Обобщённое эмпирическое выражение для стволов из нержавеющей стали с учётом K_n (3) примет вид:

$$\frac{m}{W} = 0,120 \left(\frac{W}{V} + 0,185 K_n - 0,575 \right). \quad (5)$$

Экспериментальные данные показывают, что в отсутствии ВМП значительно снижается m/W и столь же значительно увеличивается критическое значение удельной подведённой энергии W_*/V . Это говорит о том, что при отсутствии вращения плазмы и меньшей плотности тока эрозия поверхности УК начинается при большей подведённой энергии, чем при наличии ВМП. Уравнение (5) позволяет расчётным путём определить значение эродируемой массы в зависимости от коэффициента поля K_n , энергетических и конструктивных параметров КМПУ.

Одним из недостатков рассматриваемой системы как технологической установки является неравномерность электроэрозионного износа по длине УК. При многократной частотной работе ускорителя может произойти перегорание стенки ствола в месте максимума эрозии. Это снизит эффективность использования ствола как расходного материала. В частности, на титановых стволах (ВТ1-0), используемых для получения УДП (TiC , TiN , $\text{C}_{0,3}\text{N}_{0,7}\text{Ti}$, TiO_2), максимальный пик эрозии, значительно превышающий её среднее значение, наблюдается на начальном участке ствола длиной 40–50 мм (кривая 2, рис.6). Полученные данные по влиянию экранирования позволили сделать предположение о возможности устранения этого пика эрозии за счёт частичного усиления экранирования начального участка ствола, причём необходимо обеспечить плавное уменьшение поперечного сечения стенки экрана на этом участке ствола для исключения эффекта "магнитной пробки". Это достигается при изготовлении дополнительного электромагнитного экрана с внешней конусообразной поверхностью.

Для экспериментальной проверки этого предположения была проведена серия опытов на титановых стволах с использованием до-

полнительного экрана из Ст.3 с диаметром основания конуса $d_k = 40$ мм и длиной $l_k = 50$ мм и без экрана при следующих условиях: $C = 42 \cdot 10^{-3} \text{ Ф}$; $U_{\text{зар}} = 3,2 \text{ кВ}$; длина УК $l_{\text{УК}} = 275$ мм; $d_{\text{УК}} = 21$ мм. Результаты испытаний представлены на рис.6 в виде эпюр $m(l_{\text{УК}})$. Из сравнения кривых видно, что при использовании предложенного технического решения исключается пик эрозии на начальном участке ствола, что обеспечивает выравнивание электроэрозионного износа и максимальное использование титанового ствола в технологическом процессе.

Как было сказано, КМПУ может использоваться для получения нанодисперсных порошков и нанесений композиционных сверхтвёрдых покрытий на металлические поверхности.

В процессе проведения экспериментальных исследований покрытия наносились на поверхности пластин из стали, алюминиевого сплава, меди. Толщина полученных покрытий составляет от десятков до сотен микрон. Покрытия имеют плотность монолитного материала и не содержат сквозных пор. Упругие характеристики получаемых покрытий превышают характеристики стандартных твёрдосплавных элементов. Предельно прочное соединение покрытия с поверхностью подложки обеспечивает за счёт образования граничного слоя взаимное перемешивание материалов. Толщина этого слоя составляет несколько десятков микрон [3].

Экспериментальные исследования коаксиального магнитоплазменного ускорителя с титановыми электродами показали возможность реализации динамического синтеза сверхтвёрдых материалов на основе титана. В зависимости от состава электроразрядной плазмы, условий внешней среды, скорости воздействия

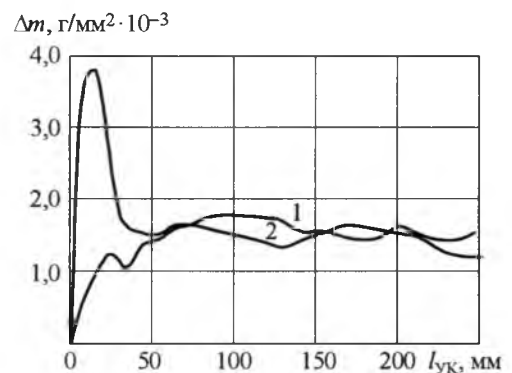


Рис.6. Эпюры удельного дифференциального электроэрозионного износа поверхности УК по его длине: 1 – при экранировании начального участка УК; 2 – без экранирования

плазменной струи на подложку, материала подложки синтезируются различные сверхтвёрдые материалы. Так, при введении в плазму разряда порошкообразного графита в атмосферных условиях синтезируются нитрид TiN и двуокись титана TiO_2 , а при пониженном атмосферном давлении воздуха ($P = 0,1$ атм) – карбид TiC и оксид титана TiO . Динамический синтез TiO_2 осуществляется в атмосфере углекислого газа CO_2 при атмосферном давлении. Проведение экспериментов в атмосфере азота при нормальном давлении позволило синтезировать нитрид TiN и карбонитрид титана $C_{0,3}N_{0,7}Ti$.

Для исследования вещества, получаемого при выстреле, после каждого эксперимента производился сбор порошкообразного материала из технологической камеры экспериментальной установки.

Полученные порошки исследовались на растровом электронном микроскопе Philips SEM 515. Из микрофотографий (рис. 7) видно, что продукт динамического синтеза представляет собой агломераты (рис. 7,а) размерами до нескольких десятков микрон, мелких частиц округлой формы. На фотографии с большим увеличением (рис. 7,б) отчётливо видно, что агломераты полностью состоят из частиц сферической формы диаметром от 0,5 до 0,06 мкм (примерно 90 % частиц порошка имеют размер 0,05–0,15 мкм) и меньше. Частицы неправильной формы отсутствуют. За один рабочий цикл с энергией 100–200 кДж нарабатывается 5,0–15,0 г порошкообразного продукта.

Выводы

1. Проведённые исследования показали существенное увеличение электроэрозионного износа поверхности УК при уменьшении степени его экранирования, что позволяет увеличить

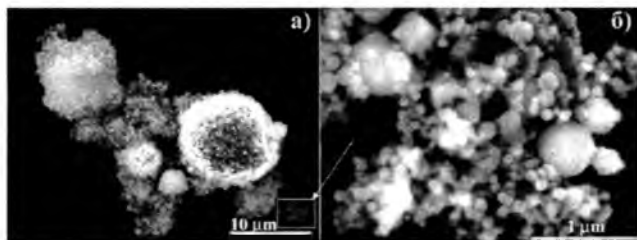


Рис. 7. Микроэлектронные фотографии порошка, полученные на растровом микроскопе

эффективность использования подведённой энергии на электроэрозионную наработку материала, используемого для нанесения покрытий.

2. Показана возможность выравнивания электроэрозионного износа поверхности УК за счёт частичного усиления экранирования его начального участка.

3. КМПУ может использоваться для получения нанодисперсных кристаллических порошков и нанесения композиционных сверхтвёрдых покрытий на металлические поверхности.

Список литературы

1. Сивков А.А. Гибридная электромагнитная система метания твердых тел // Прикладная механика и техническая физика. 2001. Т. 42, № 1. С.3–12.
2. Модзольский В.И. Материалы I Всесоюзного семинара по динамике сильнотокового дугового разряда в магнитном поле. Новосибирск: Институт теплофизики СО АН СССР, 1990. С.220–250.
3. Сайгаш А.С., Герасимов Д.Ю., Сивков А.А. Нанесение функциональных покрытий на металлические поверхности с помощью гибридного коаксиального магнито-плазменного ускорителя // Известия ТПУ. 2005. Т. 308, № 7. С.43–48.
4. Сивков А.А., Герасимов Д.Ю., Цыбина А.С. Электроэрозионная наработка материала в коаксиальном магнито-плазменном ускорителе для нанесения покрытий // Электротехника. 2005. № 6. С.25–33.
5. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. М.: Мир, 1972.

Сайгаш Анастасия Сергеевна – аспирант Томского политехнического университета. Окончила электротехнический институт Томского политехнического университета в 2005 г.

Сивков Александр Анатольевич – профессор кафедры ЭСПП Томского политехнического университета, доктор техн. наук. Окончил электрофизический факультет Томского политехнического института в 1975 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Взрывная коммутация и электромагнитное ускорение масс" в 2002 г.

Герасимов Дмитрий Юрьевич – ассистент кафедры ЭСПП Томского политехнического университета. Окончил факультет автоматики и электроэнергетики Томского политехнического института в 2002 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме "Электроэрозионный износ канала коаксиального магнито-плазменного ускорителя" в 2005 г.

Шарипов Рустам Рашитович – магистрант Томского политехнического университета.

Привезенцев Сергей Иванович – магистрант Томского политехнического университета.

Электрическая прочность воздушных промежутков внешней изоляции электрооборудования при грозовых импульсах

АФАНАСЬЕВ А.И.

Приведены результаты исследований электрической прочности изоляционных воздушных промежутков электрооборудования высокого напряжения. Показано, что разрядные напряжения реальных изоляционных промежутков электрооборудования существенно выше разрядных напряжений классических промежутков типа "стержень–плоскость" и "стержень–стержень", которые приняты в качестве базовых для оценки изоляционных расстояний в электроустановках.

Выбор внешней изоляции электрооборудования классов напряжения до 220 кВ включительно осуществляется, в основном, по условию её надёжной работы при грозовых перенапряжениях. К настоящему времени накоплен обширнейший материал об электрической прочности при грозовых импульсах изоляционных воздушных промежутков типа "стержень–плоскость" и "стержень–стержень", которые приняты в качестве базовых для оценки изоляционных расстояний на линиях электропередачи и в электрооборудовании [1–3 и др.]. В то же время, большинство видов электрооборудования, особенно с полимерной изоляцией, снабжаются экранной арматурой, которая существенно влияет на электрическое поле их внешней изоляции. Как показывают исследования [4–6 и др.], разрядные напряжения воздушных промежутков типа "экран–плоскость" и "экран–экран" могут существенно отличаться от разрядных напряжений промежутков типа "стержень–плоскость" и "стержень–стержень". Объём же данных об электрической прочности промежутков между экраном и другими электродами электрооборудования при грозовых импульсах, особенно при малых изоляционных расстояниях (до 200 см), весьма ограничен. При этом ценность таких данных постоянно возрастает. Это связано с открывающимися широкими возможностями компактизации отдельных видов электрооборудования, открытых распределительных устройств (ОРУ) и воздушных линий электропередачи по мере внедрения нелинейных ограничителей перенапряжений (ОПН) в электрические сети различных классов напряжения.

Целью настоящей работы является исследование электрической прочности изоляционных воздушных промежутков типа "экран–плоскость", "экран–заземлённая труба" и "экран–заземлённая труба на плоскости" при импульсах грозовых перенапряжений. Эти промежутки являются типичными для электрооборудования и ОРУ.

Исследования проводились в разное время, начиная с 1990 г., на испытательном стенде лаборатории СВН СПбГПУ. В качестве источника стандартных грозовых импульсов напряжения 1,2/50 использовался генератор импульсных напряжений (ГИН) 7,0 МВ, 560 кДж наружной установки. При испытаниях использовалось 1/7 импульсного генератора (1 МВ, 80 кДж) или 2/7 импульсного генератора (2 МВ, 160 кДж). Фактические параметры импульсов испытательных напряжений составляли:

- длительность фронта $T_f = 1,24 \div 1,32$ мкс;
- длительность импульса $T_{\text{и}} = 48 \div 52$ мкс.

Эскизы макетов изображены на рис. 1. Размеры электродов приведены в табл. 1.

Все испытанные изоляционные системы (рис. 1) подвешивались через полимерный длинностержневой изолятор 1 типа ЛК 160/500 к тросу электролебёдки.

Тороидальные экраны 2 подвешивались на трёх капроновых стропах 3 диаметром 4 мм к макету фланца 4, плоскость расположения их осевой линии была перпендикулярна заземлённой трубе 5 и параллельна заземлённой плоскости 6. При испытаниях промежутков "экран – заземлённая труба" изоляционное расстояние в свету между экраном и трубой всегда превышало расстояние от экрана до заземлённой

Таблица 1

Размеры тороидальных экранов, использованных при проведении исследований

Радиус кривизны осевой линии экрана R_3 , см	Радиус трубы / прутка экрана r_3 , см	Материал, сортамент
15	0,7	Пруток по ГОСТ 21488-97 из алюминиевого сплава АМг5
22,7		
37		
50		
60		
50	2	Труба по ГОСТ 18482-79 из алюминиевого сплава АМг5
25	3	
30		
60		
70	4,5	
100		

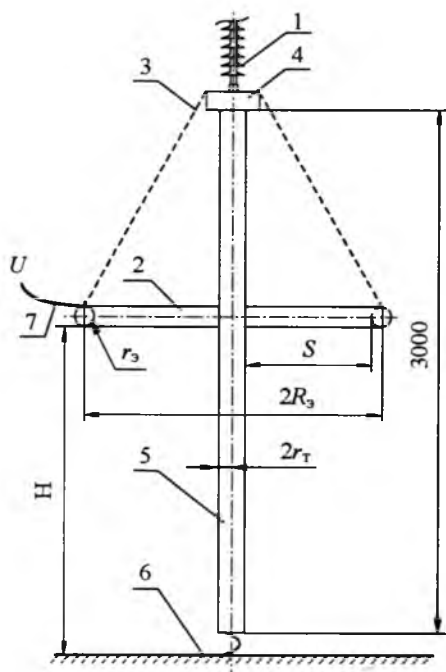


Рис.1. Эскиз исследованных изоляционных систем:

1 – подвесной длинностержневой стеклопластиковый изолятор; 2 – тороидальный экран; 3 – капроновые стропы; 4 – макет верхнего фланца ОПН; 5 – заземлённая металлическая труба; 6 – заземлённая плоскость; 7 – шлейф для подачи напряжения

плоскости не менее чем в два раза. Диаметр заземлённой трубы 5 (ГОСТ 18482-79 из алюминиевого сплава АМг5) $2r_T = 8$ см, длина 3 м. Импульсы напряжения подавались от ГИН непосредственно на тороидальный экран через стальной оцинкованный тросик 7 диаметром 2 мм. При испытаниях изоляционных систем "экран – заземлённая труба" и "экран – заземлённая труба на плоскости" труба присоединялась к плоскости гибкой связью – плетёным медным канатиком диаметром 3 мм.

Изоляционная система "экран – заземлённая

труба на плоскости" испытывалась с экранами двух размеров: $R_3 = 37$ см, $r_3 = 0,7$ см и $R_3 = 60$ см, $r_3 = 3$ см. Расстояние от нижнего края трубы до заземлённой плоскости не превышало 10 мм.

Параметры кривых эффекта (50%-е разрядное напряжение $U_{0,5}$ и коэффициент вариации $\sigma^* = \sigma/U_{0,5}$) при грозовых импульсах определялись методом "вверх-вниз" при числе опытов в серии 25 – 81. Статистическая погрешность оценки $U_{0,5}$ и σ^* составила 0,5–1,5% и 35–60% соответственно. Большая часть опытов была выполнена в закрытом отапливаемом помещении, поправки на атмосферные условия вводились в соответствии с ГОСТ 1516.2-97.

Результаты испытаний изоляционных промежутков "экран-плоскость" и "экран-заземлённая труба" приведены в табл.2 и 3 и на рис.2.

Как видно из рис.2, электрическая прочность воздушных промежутков "экран-плоскость" и "экран-заземлённая труба" длиной до 50 см при грозовых импульсах нарастает нелинейно. При дальнейшем увеличении размеров промежутков наблюдается линейный рост разрядных напряжений, что является характерным и для больших промежутков [1–6 и др.]. Средняя разрядная напряжённость промежутков по мере увеличения изоляционного расстояния постоянно уменьшается. Для всех обследованных промежутков коэффициент вариации составлял 0,005–0,015, что типично для искрового разряда в стримерной форме.

Размеры тороидальных экранов в обследованных диапазонах изменений R_3 и r_3 (см. табл.1), а также расстояний H и S не оказывают влияния на электрическую прочность изо-

Таблица 2

50%-е разрядные напряжения $U_{0,5;0}$, кВ, изоляционных промежутков "экран–плоскость"

Длина промежутка H , см	Размеры экрана R/r_3 , см, и полярность воздействующих грозовых импульсов напряжения							
	22,7/0,7		50/0,7		50/2		30/3	
	+	–	+	–	+	–	+	–
10	81	177	89	169	–	–	75	182
20	146	312	136	325	–	–	–	–
30	205	415	–	–	217	421	–	–
40	245	530	–	–	–	–	261	541
50	312	622	301	631	291	613	–	–
100	593	1103	–	–	601	1088	–	–
150	–	–	–	–	845	1439	–	–
200	1031	1594	–	–	1080	1670	–	–
Условные обозначения на рис.2	○	●	△	▲	□	■	▽	▼

Таблица 3

50%-е разрядные напряжения $U_{0,5;1}$, кВ, изоляционных промежутков "экран–заземлённая труба"

Длина промежутка S , см	Размеры экрана r_3 , см, и полярность воздействующих грозовых импульсов напряжения							
	0,7		2,0		3,0		4,5	
	+	–	+	–	+	–	+	–
10,3	94	110	–	–	–	–	–	–
18,0	159	186	–	–	156	185	–	–
23,0	–	–	–	–	197	226	–	–
32,3	257	300	–	–	–	–	–	–
44,0	–	–	325	378	–	–	–	–
45,3	329	384	–	–	–	–	–	–
53,0	–	–	–	–	365	424	–	–
55,3	391	459	–	–	–	–	–	–
63,0	–	–	–	–	439	531	–	–
91,5	–	–	–	–	–	–	588	663
Условные обозначения на рис.2	▷ +	► +	☆ +	★ +	◁ +	◀ +	– +	– +

ляционных промежутков. Главными факторами являются полярность воздействующих импульсов и конфигурация промежутков.

Разрядные напряжения промежутка "экран–плоскость" при положительной полярности существенно меньше, чем при отрицательной, причём это различие тем больше, чем меньше размер промежутка. Например, при $H = 10$ см отношение $U_{0,5}^-/U_{0,5}^+$ составляет 2,16, в то время как при $H = 200$ см оно уменьшается до 1,55. По мере увеличения размеров промежутка средняя разрядная напряжённость $E = U_{0,5}/H$ при положительных и отрицательных импульсах соответственно снижается с 8,17 и 17,6 кВ/см при $H = 10$ см до 5,28 и 8,16 кВ/см при $H = 200$ см.

Электрическая прочность промежутка "экран–заземлённая труба" при импульсах положительной полярности выше, а при импульсах отрицательной полярности ниже, чем электрическая прочность промежутка "экран–плос-

кость". Отношение $U_{0,5}^-/U_{0,5}^+$ для промежутка "экран–заземлённая труба" при $S = 10$ см составляет 1,18, а при $S = 90$ см только 1,13. Средние разрядные напряжённости для данного промежутка также снижаются по мере увеличения его размеров: при $S = 10$ см они составляют 9,13 и 10,7 кВ/см, а при $S = 90$ см 6,42 и 7,25 кВ/см для положительных и отрицательных импульсов соответственно. И уменьшение различий разрядных напряжений при импульсах разной полярности, и увеличение средних разрядных напряжённостей является характерным для симметричных изоляционных промежутков по сравнению с несимметричными.

Общие тенденции изменения характеристик электрической прочности при увеличении изоляционных расстояний для промежутков обоих типов в целом одинаковы.

Результаты испытаний удовлетворительно аппроксимируются следующими формулами:

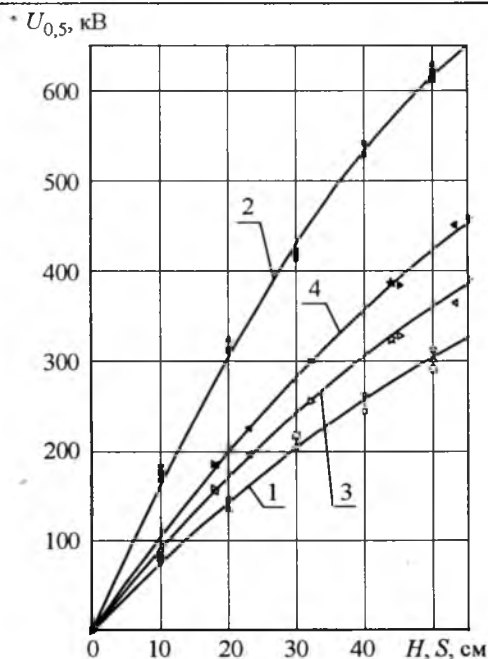


Рис.2. Зависимости 50%-го разрядного напряжения промежутков "экран–плоскость" (1 и 2) и "экран–заземлённая труба" (3 и 4) от их длины (кривые 1, 3 (светлые точки) соответствуют положительной полярности воздействующих импульсов; кривые 2, 4 (зачернённые точки) – отрицательной полярности)

$$\left. \begin{aligned} U_{0,5} &= L(b - aL), \quad 0 \leq L \leq 50 \text{ см}; \\ U_{0,5} &= d + cL, \quad 50 \leq L \leq L_{\text{пр}} \text{ см}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где a , b , c и d – постоянные коэффициенты; L – размер изоляционного промежутка (H или S – для промежутков "экран–плоскость" и "экран–заземлённая труба" соответственно); $L_{\text{пр}}$ – предельные размеры исследованного промежутка, значения которых приведены в табл.4.

Определённый интерес представляет сопоставление разрядных напряжений промежутков "экран–плоскость" и "экран–заземлённая труба" с разрядными напряжениями промежутков "стержень–плоскость" и "стержень–стержень" соответственно.

На рис.3 приведены зависимости отношений $U_{0,5}^*$ разрядных напряжений промежутка "экран–плоскость" к разрядным напряжениям про-

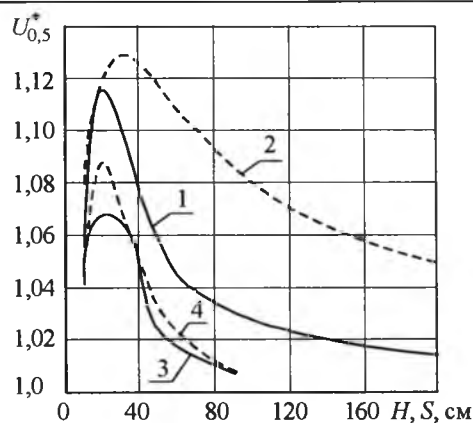


Рис.3. Зависимости $U_{0,5}^* = f(H)$ (1 и 2) и $U_{0,5}^* = \varphi(S)$ (3 и 4) (— — положительная полярность воздействующих импульсов; --- — отрицательная)

межутка "стержень–плоскость", а также разрядных напряжений промежутка "экран–заземлённая труба" к разрядным напряжениям промежутка "стержень–стержень" от длины этих промежутков. (Электрическая прочность промежутков "стержень–плоскость" и "стержень–стержень" взята из литературных данных.)

Из рис.3 видно, что различия в электрической прочности промежутков "экран–плоскость" и "стержень–плоскость" при отрицательных импульсах достигают 13% при изоляционных расстояниях 20–30 см. При увеличении длины промежутков отношение их разрядных напряжений уменьшается и при $H = 200$ см составляет 1,05. Отношение $U_{0,5}^*$ для этих же промежутков при положительных импульсах заметно меньше – максимальное значение не превышает 1,11. Причём $U_{0,5}^*$ по мере роста H при положительных импульсах снижается значительно быстрее, чем при отрицательных импульсах и при $H = 200$ см составляет 1,015, т.е. находится в пределах погрешности оценки разрядных напряжений.

Различия в электрической прочности промежутков "экран–заземлённая труба" и "стержень–стержень" заметно меньше. Здесь так-

Таблица 4

Коэффициенты к формуле (1)

Тип промежутка	Полярность импульсов	a , кВ/см ²	b , кВ/см	c , кВ/см	d , кВ	$L_{\text{пр}}$, см
"Экран–плоскость"	+	0,0346	7,83	5,0	55	200
	–	0,0983	17,250	6,77	279	
"Экран–заземлённая труба"	+	0,0431	9,373	5,47	88	90
	–	0,0491	10,908	5,78	134	

же $U_{0,5}^*$ при отрицательных импульсах выше, чем при положительных (максимальные значения при $S = 20$ см составляют 1,09 и 1,07 соответственно). Однако темпы уменьшения различий много выше и значения отношений разрядных напряжений снижаются до уровня 1,01 уже при $S = 80 \div 90$ см.

Цель испытаний изоляционной системы "экран-заземлённая труба на плоскости" состояла в оценке влияния множественности возможных путей развития разряда на электрическую прочность системы. Процедура испытаний была следующей: экран устанавливался соосно с заземлённой трубой (см. рис. 1) и определялись разрядные напряжения системы при различных расстояниях от экрана до плоскости H . Результаты испытаний приведены в табл. 5 и на рис. 4. Также на рис. 4 представлены кривые зависимостей разрядных напряжений промежутков "экран-плоскость" и "экран-заземлённая труба" от H (см. рис. 2 и табл. 2, 3).

Как видно из рис. 4, пока электрическая прочность промежутка "экран-плоскость" ниже электрической прочности промежутка "экран-заземлённая труба" разрядные напряжения системы "экран-заземлённая труба на плоскости" совпадают с разрядными напряжения промежутка "экран-плоскость". При этом, как показывают наблюдения, все разряды перекрывают только промежуток между экраном и плоскостью. Начиная с некоторого значения H электрическая прочность промежутка "экран-

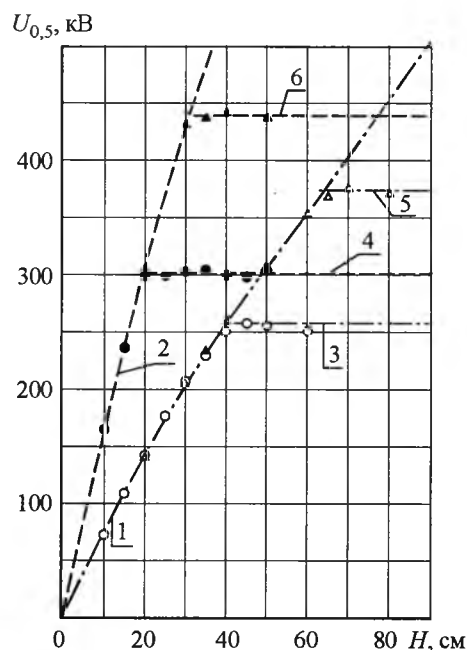


Рис. 4. Зависимости 50%-го разрядного напряжения изоляционной системы "экран-заземлённая труба на плоскости" (точки), а также систем "экран-плоскость" (1 и 2) и "экран-заземлённая труба" при размерах экрана $R_3 = 37$ см, $r_3 = 0,7$ см (3 и 4) и $R_3 = 60$ см, $r_3 = 3$ см (5 и 6) от длины промежутка до плоскости H (кривые 1, 3, 5, а также светлые точки соответствуют положительной полярности воздействующих импульсов, кривые 2, 4, 6, а также зачернённые точки – отрицательной полярности)

плоскость" становится выше электрической прочности промежутка "экран-заземлённая труба" и тогда разрядные напряжения исследуемой системы становятся равными разрядным напряжениям промежутка "экран-заземлённая труба". Тогда же происходит изменение траек-

Таблица 5

50%-е разрядные напряжения $U_{0,5}$, кВ, изоляционных систем "экран – заземлённая труба на плоскости"

Длина промежутка H , см	Размеры экрана R_3/r_3 , см, и полярность воздействующих грозовых импульсов напряжения			
	37/0,7		60/3	
	+	–	+	–
10	72	165	–	–
15	109	237	–	–
20	143	299	140	307
25	177	300	–	–
30	207	303	204	432
35	230	305	233	438
40	251	300	260	442
45	258	299	–	–
50	256	304	307	438
60	251	–	354	–
65	–	–	369	–
70	–	–	376	–
80	–	–	372	–
Условные обозначения на рис. 4	○	●	△	▲

тории развития разряда: перекрытия наблюдаются только между экраном и заземлённой трубой. Переориентация траектории разряда происходит резко и однозначно: не было ни одной серии испытаний, в опытах которой отмечались бы разряды между экраном и плоскостью или между экраном и заземлённой трубой.

Таким образом, наличие двух возможных путей развития разряда не оказывает влияния на электрическую прочность изоляционной системы в целом. Независимо от полярности воздействующих грозовых импульсов она всегда определяется разрядными характеристиками промежутка с меньшей электрической прочностью. Это опять же объясняется тем, что перекрытие исследованных изоляционных промежутков происходит искровым разрядом в стримерной форме. Формирование стримеров в отдельных промежутках системы протекает независимо друг от друга. Тогда в соответствии с правилом умножения вероятностей вероятность нарушения электрической прочности изоляции системы может быть определена по известной формуле [1, 2, 7]:

$$P(U_m) = 1 - (1 - P_H(U_m))(1 - P_S(U_m)), \quad (2)$$

где $P_H(U_m)$ и $P_S(U_m)$ – соответственно вероятности перекрытия промежутков "экран–плоскость" и "экран–заземлённая труба" при максимальном значении импульсов напряжения U_m .

В свою очередь зная 50%-е разрядные напряжения и стандарты кривых эффекта для соответствующих промежутков и используя для аппроксимации кривой эффекта функцию распределения Гаусса, вероятности $P_H(U_m)$ и $P_S(U_m)$ можно оценить по следующей формуле:

$$P_L(U_m) = \frac{1}{\sigma_L \sqrt{2\pi}} \int_0^{U_m} \exp\left(-\frac{(U_m - U_{0,5,L})^2}{2\sigma_L^2}\right) dU_m, \quad (3)$$

где опущенный индекс L принимает значение H или S для промежутков "экран–плоскость" и "экран–заземлённая труба" соответственно.

Расчёт по формуле (2) показывает, что при $P_H(U_m) = P_S(U_m) = 0,5$ вероятность нарушения электрической прочности системы "экран–заземлённая труба на плоскости" составляет 0,75. Однако разность $U_{0,75} - U_{0,5}$ всего лишь $0,67\sigma$ [7]. Поскольку, как указывалось ранее, коэффициент вариации кривых эффекта с учётом статистической погрешности оценки не превышает 0,02, то различие между $U_{0,75}$ и $U_{0,5}$ не превосходит 1,4%, т.е. находится в пределах по-

грешности определения 50%-го разрядного напряжения системы. Именно по этой причине экспериментально не удалось обнаружить такие соотношения S и H , при которых разряд в одной серии опытов мог бы развиваться между экраном и плоскостью и между экраном и заземлённой трубой.

Выводы

1. Электрическая прочность при грозовых импульсах изоляционных промежутков "экран–плоскость" при длине до 200 см и "экран–заземлённая труба" при длине до 90 см выше электрической прочности изоляционных промежутков "стержень–плоскость" и "стержень–стержень". Различия достигают 11–13%.

2. При оценке электрической прочности изоляционных систем при множественности возможных путей развития разряда (с множеством параллельно работающих изоляционных промежутков) при воздействии грозовых импульсов напряжения следует ориентироваться на минимальную для каждого отдельно взятого промежутка электрическую прочность.

Список литературы

1. Александров Г.Н., Иванов В.Л., Кизеветтер В.Е. Электрическая прочность наружной высоковольтной изоляции. Л.: Энергия, 1969.
2. Тиходеев Н.Н., Шур С.С. Изоляция электрических сетей. Л.: Энергия, 1979.
3. Справочник по электрическим аппаратам высокого напряжения / Под ред. В.В. Афанасьева. Л.: Энергоатомиздат, 1987.
4. Афанасьев А.И., Иванов В.Л. Электрическая прочность многоэлектродной системы воздушных промежутков при воздействии импульсов напряжения // Тр. ЛПИ. 1985. № 406. С.25–30.
5. Александров Г.Н., Афанасьев А.И., Иванов В.Л. Электрическая прочность изоляционных конструкций аппаратов сверхвысокого напряжения при импульсах грозовых перенапряжений // Электричество. 1987. № 1. С.26–31.
6. Афанасьев А.И. Электрическая прочность полимерных опорных изоляционных конструкций ферменного типа при импульсах перенапряжений // Электротехника. 1991. № 8. С.9–13.
7. Хаушильд В., Мош В. Статистика для электротехников в приложении к технике высоких напряжений. Л.: Энергоатомиздат, 1989.

Афанасьев Александр Иванович – профессор кафедры "Электроэнергетика, техника высоких напряжений" Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, канд. техн. наук. Окончил электромеханический факультет Ленинградского политехнического института в 1983 г. Защитил диссертацию по теме "Исследование экраных систем изоляционных конструкций аппаратов сверх- и ультра-высокого напряжения" в 1989 г.

Датчик шагового контроля специальной электрической машины

БЛИННИКОВ Д.Н., ГЕЧА В.Я., ЗАХАРЕНКО А.Б., ШУБЕНИН А.В.

Повышение надежности и точности определения положения органа регулирования (ОР) мощности системы управления и защиты (СУЗ) АЭС является весьма важной задачей. В настоящее время в отечественных реакторах применяются индуктивные датчики положения ОР типа ДПШ. Эти датчики при относительно высокой надежности и большом ресурсе, тем не менее, не имеют дублирования. Поэтому задача резервирования индуктивных датчиков весьма актуальна. С этой целью на основе анализа электромагнитного поля специальной шаговой электрической машины разработан датчик шагового контроля. Датчик является простым и надежным устройством, которое не только способно резервировать существующие датчики, но и существенно расширить их диагностические функции.

Атомные электростанции (АЭС) были и остаются одним из основных источников электроэнергии в европейской части России. Поэтому увеличение надёжности их функционирования, повышение безопасности их работы является одной из приоритетных задач для разработчиков электрооборудования АЭС. Привод линейной шаговой электрической машины (ШЭМ) вместе с органом регулирования (ОР) мощности является исполнительным механизмом системы управления и защиты водо-водяных энергетических реакторов АЭС. Он осуществляет пуск, регулирование и останов реактора путем введения в активную зону или выведения из неё органа регулирования путем вертикального поступательного перемещения штанги. Привод ШЭМ обеспечивает движение и останов ОР с помощью тянущего, запирающего и фиксирующего электромагнитов.

Важной задачей в процессе работы является определение положения штанги ОР. Традиционно эта задача **решается** при помощи **индуктивных датчиков**. В настоящее время на энергоблоках эксплуатируются приводы ШЭМ-2 и модернизированные приводы ШЭМ-3, отличающиеся конструкцией электромагнитов и датчиков положения:

– привод ШЭМ-2 имеет датчик зонного типа, который определяет положение штанги с

Rising of reliability and accuracy of determination of position of regulation organ (RO) of power control and protection system (CPS) of atomic power station is highly important problem. At present the inductive sensors of position RO of type DPSH are used in Russian reactors. These sensors have high reliability and greater resource; however, they have not duplication. So problem of standby of inductive sensors is highly actual. For this purpose the sensor of step control is developed on base of analysis of electromagnetic field of special step electric machine. The Sensor is simple, reliable and inexpensive device, which capable to reserve the existing sensors and greatly increase their diagnostic functions.

дискретностью 350 мм – невозможность фиксации каждого шага мешает эффективному ведению технологического процесса;

– привод ШЭМ-3 имеет шаговый датчик положения (ДПШ), предназначенный для определения положения штанги с дискретностью шага, контроля падения ОР.

Упомянутые датчики положения работают в жестких внешних условиях – в зоне высокого давления, температуры, радиации и недоступны для обслуживания во время работы реакторной установки. Современные подходы к обеспечению надежности систем управления требуют резервирования функций, важных для безопасности, их реализация должна основываться на других физических принципах, а так же обеспечения диагностики состояния элементов привода и системы его управления.

В этом плане весьма актуальной задачей является создание датчика шагового контроля (ДШК) – устройства, которое резервировало бы их функции, создавая дополнительные возможности для диагностики. ДШК должен размещаться вне зоны с высокими значениями внешних воздействующих факторов, и использовать имеющуюся в системе управления приводом текущую информацию о токах и напряжениях в электромагнитах ШЭМ как для определения шага, так и для оценки технического

состояния привода. Такая работа была проведена в ФГУП "НПП ВНИИЭМ", экспериментальные работы на действующих приводах проводились в ОКБ "Гидропресс" и на Калининской АЭС. Основные этапы работ включали: теоретические и экспериментальные исследования на моделях привода возможности "виртуального" определения шага, разработку математического аппарата и отладку программного обеспечения выделения в "реальном времени" полезного сигнала (признака шага) на действующих приводах, создание макетного образца ДШК на основе контроллера.

Теоретические предпосылки создания датчика шагового контроля

Приводы ШЭМ представляют собой электромагнитные механизмы [1], обеспечивающие вертикальное возвратно-поступательное перемещение или удержание группы стержней (кластеров). Система управления формирует в определенной последовательности, зависящей от времени, заданный по величине ток обмотки якоря тянущего, запирающего и фиксирующего электромагнитов. При шаге вверх штанга с жестко связанным с ней кластером перемещается вверх в электромагнитном поле (рис. 1), создаваемом обмоткой якоря на величину шага. После отработки шага штанга упирается в пружину и начинает её поджимать. В этот момент времени от системы управления подается ток на фиксирующий электромагнит, кото-

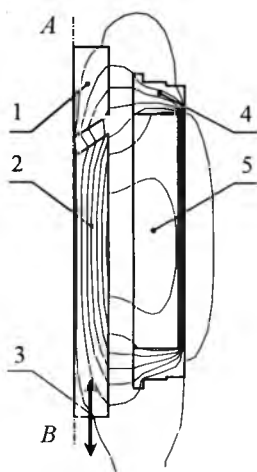


Рис.1. Силовые линии электромагнитного поля активной части тянущего электромагнита ШЭМ-3:

1 – неподвижная штанга; 2 – подвижная штанга; 3 – направления движения подвижной штанги; 4 – сердечник якоря тянущего электромагнита; 5 – обмотка якоря тянущего электромагнита

рый приводит в действие механический тормоз, и его защелки присоединяются к выступающим штокам кластера. После снятия питания с тянущего электромагнита кластер удерживается силами механического тормоза. При шаге вниз снимается питание с фиксирующего электромагнита и штанга с кластером под действием результирующей силы от электромагнитной силы демпфирования, развиваемой тянущим электромагнитом и силой тяжести своего веса, опускается на величину шага, при этом отсутствует демпфирование механического удара пружиной как при шаге вверх.

При перемещении ферромагнитной штанги ШЭМ в электромагнитном поле в обмотке якоря наводится ЭДС $e(t)$, вычисляемая согласно закону электромагнитной индукции:

$$e(t) = -d\Psi(t)/dt, \quad (1)$$

где t – время, с; Ψ – потокосцепление, Вб.

Предположение о возможности использования указанной ЭДС в качестве информации о перемещении штанги было рассмотрено в расчётном и экспериментальном плане.

1. Расчёт электромагнитного поля был проведен методом конечных элементов с использованием программы ANSYS [2, 3]. Приводы ШЭМ имеют цилиндрическую форму, поэтому задача расчёта электромагнитного поля была решена как осесимметричная с осью симметрии АБ (рис. 1). Следует отметить, что приводы ШЭМ-2 и ШЭМ-3 отличаются конструктивно, в качестве примера на рис. 1 представлено распределение электромагнитного поля для ШЭМ-3 при зазоре между подвижной и неподвижной штангами 17 мм.

Расчёты проводились с учётом реальных кривых намагничивания материалов штанг и сердечника якоря. Движение штанги 2 смоделировано путём рассмотрения пяти положений штанги, относительно якоря электромагнита. Для каждого положения было рассчитано потокосцепление катушки Ψ и сила притяжения F_m подвижной штанги 2 к неподвижной 1. По результатам электромагнитных расчётов были получены зависимости упомянутых функций (рис. 2) от координаты x , вдоль которой происходит перемещение штанги. Поскольку изменение потокосцепления $\Psi(t)$ вызвано в рассматриваемых приводах в основном перемещением штанги x (ток поддерживается системой управления постоянным), можно записать:

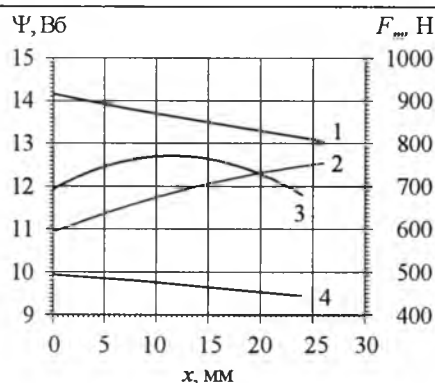


Рис.2. Зависимости потокосцепления Ψ и ponderomotorной силы F_m электромагнитов от перемещения штанги x для приводов ШЭМ-2 и ШЭМ-3:

1 — Ψ для ШЭМ-3; 2 — F_m для ШЭМ-3; 3 — F_m для ШЭМ-2; 4 — Ψ для ШЭМ-2

$$e(t) = \frac{\partial \Psi(x)}{\partial x} \frac{dx}{dt} \quad (2)$$

По полученным в результате расчёта электромагнитного поля зависимостям $\Psi(x)$ (рис.2)

находим $\frac{\partial \Psi(x)}{\partial x}$ для привода ШЭМ-2 42,3 Вб/м,

для ШЭМ-3 20,8 Вб/м. Для расчёта ЭДС по формуле (2) рассмотрим уравнение движения:

$$F(t) = m \frac{d^2 x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + cx. \quad (3)$$

Для рассматриваемых приводов приняты следующие коэффициенты в формуле (3): масса подвижной части привода $m = 75$ кг, равнодействующая сила $F = F_m - mg$, F_m — электромагнитная сила (зависимость $F_m(x)$ представлена на рис.2), относительное демпфирование $b = 0,05$ Н/(м·с), жёсткость пружины $c = 68500$ Н/м.

Интегрирование уравнения (3) осуществлялось по трём участкам:

– начальный (10 мм) — подвижная штанга привода перемещается вверх свободно до соприкосновения с пружиной,

– средний (10 мм) — штанга соприкасается с пружиной и далее перемещается, сжимая пружину,

– конечное положение — штанга прошла в общей сложности 20 мм и закрепились фиксирующим электромагнитом.

В результате интегрирования (3) получаем зависимости ЭДС от времени при шаге вверх (рис.3).

Таким образом, *признаком шага вверх* является наведённая в обмотке якоря ШЭМ

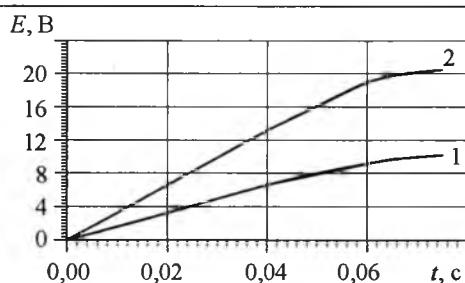


Рис.3. Зависимость наведённой в обмотке якоря в процессе шага ЭДС E от времени t для приводов ШЭМ-2 (1) и ШЭМ-3 (2)

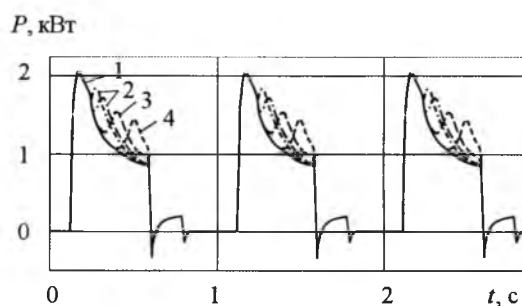


Рис.4. Зависимость мощности P тягового электромагнита макета привода ШЭМ-3 от времени t для различного груза:

1 — без груза; 2 — 10 кг; 3 — 20 кг; 4 — 30 кг

ЭДС, которая вызывает изменение сигнала напряжения тянущего и запирающего электромагнитов.

2. Для первых экспериментальных исследований был изготовлен макет привода с **одним электромагнитом**, питаемый от стабилизированного источника питания.

Проводились измерения, запись тока и напряжения якоря, после обработки результатов, признаки шага наблюдали в усреднённой мощности электромагнита (рис.4). Пунктирными линиями обозначены зависимости мощности от времени для различного веса груза, который поднимает электромагнит: 0, 10, 20, 30 кг. При увеличении веса экстремум смещается вправо. Очевидно, что при дальнейшем увеличении груза шага не произойдёт, поэтому по величине смещения максимума можно судить о величине массы груза.

Таким образом, расчётные и экспериментальные исследования подтвердили принципиальную возможность определения перемещения штанги на основе обработки сигналов тока и напряжения.

В реальных условиях задача усложняется наличием "помех" — гармоник выпрямленного напряжения, переходных процессов, необходи-

мости "одновременной" обработки сигналов в трёх магнитах и принятием решения о наличии шага в "реальном времени". На это были направлены экспериментальные исследования на действующих приводах.

Экспериментальные исследования¹

Для проверки теоретических гипотез были проведены натурные эксперименты. В ОКБ "Гидропресс" измерения осуществлялись на приводе ШЭМ-2М с грузами массой 10, 20, 30 и 50 кг без воды. В штатном режиме привод работает с грузом массой 30 кг. Исследования с различными массами груза проводились с целью анализа признака шага. Было проведено по 10 шагов вверх и вниз. Измерения проводились также в штатном режиме с водой по 180 шагов вверх и 180 шагов вниз.

Аналогичные испытания проводились на Калининской АЭС на приводе ШЭМ-3. Были выполнены измерения токов и напряжений электромагнитов привода на стапеле при постоянной нагрузке на штанге без воды:

- при реализации штатной циклограммы токов для шага вверх (175 шагов) и шага вниз (175 шагов);
- при реализации штатной циклограммы токов только тягового и запирающего электромагнитов и постоянно включённом фиксирующем магните для шага вверх (5 шагов) и для шага вниз (5 шагов),

а также измерения напряжений на обмотках электромагнитов штатных рабочих приводов при реализации штатной циклограммы токов для шага вверх (5 шагов) и шага вниз (5 шагов).

Полученные расчётные значения максимальной наведённой ЭДС больше экспериментальных значений (таблица). Это объясняется тем, что система управления привода ШЭМ поддерживает действующее значение тока постоянным, однако на коротком интервале вре-

Расчётные и экспериментальные значения ЭДС

Тип привода	Максимальная наведённая ЭДС, В	
	Расчёт	Эксперимент
ШЭМ-2	10	6
ШЭМ-3	21	14

¹ Авторы статьи выражают благодарность за помощь в проведении экспериментальных исследований специалистам ОКБ "Гидропресс" и Калининской АЭС и лично П.А. Кучину и А.А. Балабановичу.

мени, сопоставимом с временем "пикового" значения ЭДС, это условие может нарушаться и в формуле (2) должно появиться дополнительное слагаемое di/dt , имеющее отрицательное значение.

Таким образом, экспериментальные исследования на натурных образцах подтвердили сделанные ранее теоретические предположения о величине наведённой ЭДС и позволили разработать алгоритм выделения шагов.

Алгоритм работы датчика шагового контроля

На основе проведённых теоретических и экспериментальных исследований был разработан алгоритм работы датчика шагового контроля в реальном времени, который позволяет определять факт выполнения или невыполнения шага, а также вычислять текущее положение штанги. Указанный алгоритм использует данные об усреднённых значениях напряжений и токов на электромагнитах приводов ШЭМ (рис.5) и сравнивает с пороговым значением произведения напряжения на тянущем $U_{ТМ}$ и запирающем $U_{ЗМ}$ электромагнитах при отработке приводом штатной рабочей циклограммы токов (рис.6).

Начало отработки приводом циклограммы шага определяется алгоритмом относительно момента, когда микроконтроллер датчика зафиксировал превышение средним значением напряжения на ТМ величины 100 В. На интервале времени рабочей циклограммы, где должен выполняться шаг, производится сбор массивов усреднённых величин напряжений на тянущем $U_{ТМ}(t)$ и запирающем $U_{ЗМ}(t)$ электромагнитах. Затем выполняется нормирование

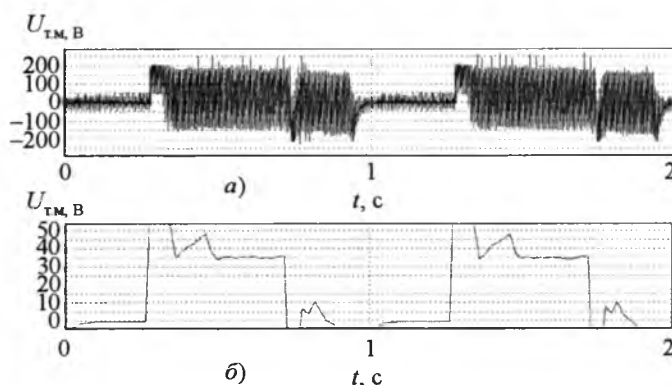


Рис.5. Напряжение на тянущем электромагните привода ШЭМ-3: реальное (а) и усреднённое напряжение (б)

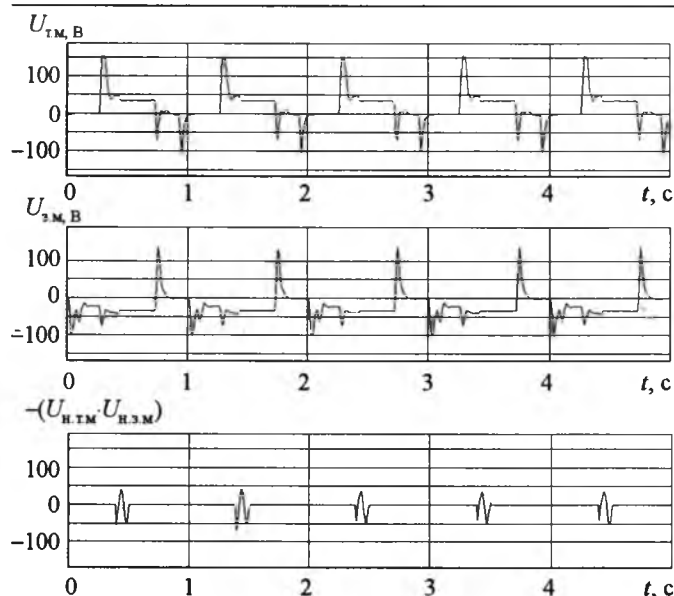


Рис.6. Напряжения на тянущем $U_{ТМ}$ и запирающем $U_{ЗМ}$ электромагнитах и их произведение

элементов собранных массивов и вычисление массива произведений $(-U_{Н.Т.Мi}(t) \cdot U_{Н.З.Мi}(t))$, где $U_{Н.Т.Мi}$ и $U_{Н.З.Мi}$ – пары нормированных значений усреднённых напряжений на тянущем и

запирающем электромагнитах. В качестве признака шага рассматривается превышение порогового значения хотя бы одним элементом массива величин $(-U_{Н.Т.Мi}(t) \cdot U_{Н.З.Мi}(t))$, которое является следствием наведённой ЭДС, возникающей при перемещении штанги внутри электромагнитов. Данные о напряжении на ФМ используются алгоритмом для определения фиксации OP на новом уровне. Данные о токах на ТМ, ЗМ и ФМ используются для определения правильности функционирования привода ШЭМ. В результате работы алгоритма на выход датчика выдаются сигналы о реализации шага вверх или шага вниз (при выполнении этих шагов) или сигналы об отсутствии шага. Блок-схема алгоритма работы датчика приведена на рис.7.

Переменная h на блок-схеме характеризует положение штанги, т.е. количество шагов штанги. Переменная h_0 – это фактическое начальное положение штанги привода на момент включения датчика в работу, задаваемое управляющей программой в числе исходных данных, которое позволяет определить абсолютное положение штанги OP .

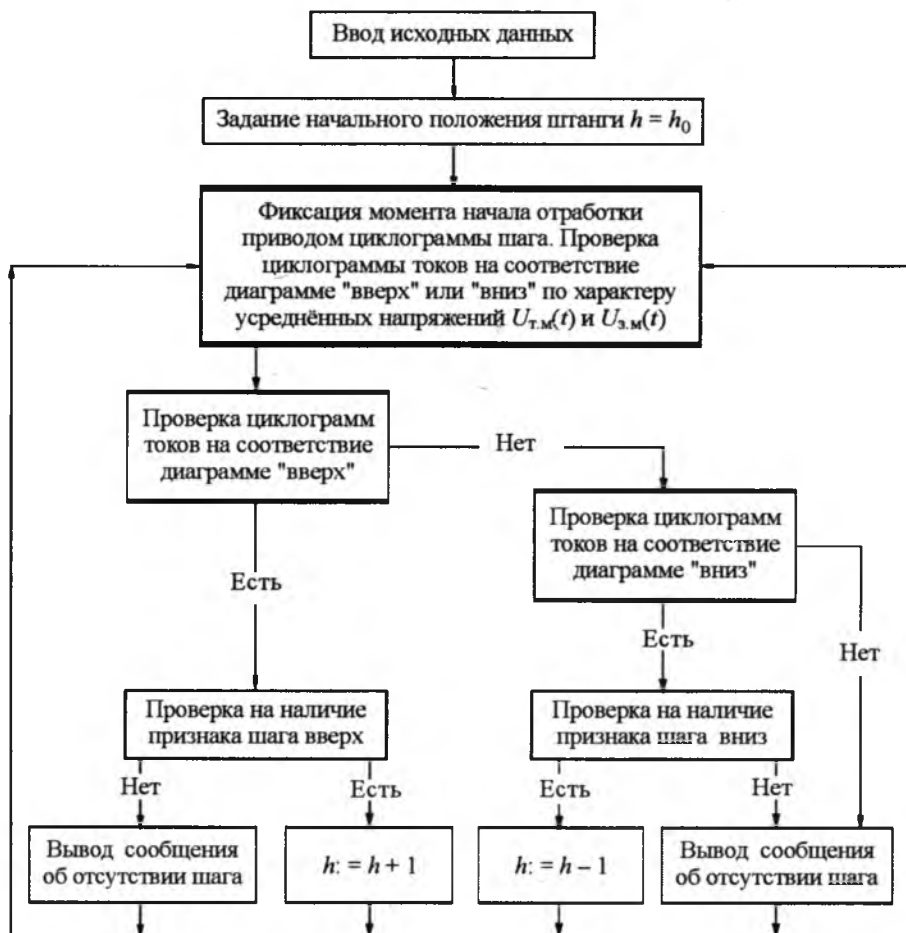


Рис.7. Блок-схема алгоритма работы датчика шагового контроля

Состав и функции разработанных программно-аппаратных комплексов

В разработанном датчике шагового контроля используется микроконтроллер Fastwel RTU188-BS [4] с интегрированным 8-ми канальным АЦП и портом сетевого обмена данными RS-485, а также специально разработанные модули датчиков тока и напряжения. Эти модули предназначены для преобразования напряжений и токов на тяговом (ТМ), запирающем (ЗМ) и фиксирующем (ФМ) электромагнитах электропривода ШЭМ в выходные пропорциональные сигналы напряжения постоянного тока с гальванической развязкой между первичными и вторичными цепями. Выходные линии модулей датчиков соединяются с АЦП микроконтроллера, что позволяет производить с его помощью измерения напряжений и токов электромагнитов ШЭМ. Управляющая программа (УП) ДШК, разработанная на языке высокого уровня Borland C++ 3.01 в соответствии с описанным алгоритмом, хранится во флэш-памяти микроконтроллера. Для индикации наличия или отсутствия шага вверх или вниз используются светодиоды, расположенные на микроконтроллере. Имеется возможность передачи обработанной информации о работе ШЭМ по интерфейсу RS-485 для последующей записи в электронный журнал системы управления защитой реактора.

Для контроля и визуализации данных, полученных на основе описанного алгоритма, был создан аппаратно-программный комплекс. Он состоит из компьютера, модуля аналого-цифрового преобразователя Е-440 с интегрированным двухканальным цифро-аналоговым преобразователем ОР-440D и программы "Тестер". Аппаратно-программный комплекс предназначен для проведения лабораторных, отладочных, контрольных и приёмочных испытаний устройств, входящих в состав датчика шагового контроля. Измерение токов заложено в схемотехнические решения контроллера Fastwel RTU188-BS, что расширяет функциональные возможности ДШК с точки зрения прогнозирования ресурса и создания нового поколения БУ для цифровой системы управления и защиты АЭС.

Проведенные испытания аппаратно-программного комплекса показали, что он позволяет снимать амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики аппаратных филь-

ров на модулях датчиков напряжений и токов с погрешностью до 1% от предела измерения.

В ходе проведения разносторонних испытаний разработанного ДШК с помощью описанного аппаратного-программного комплекса, на макете привода ШЭМЗ и на приводах ШЭМЗ, установленных на стапеле ОКБ "Гидропресс", была подтверждена способность датчика правильно определять в реальном времени наличие или отсутствия шагов, совершаемых приводами ШЭМ а также вычислять относительное текущее положение **органа регулирования привода**.

Выводы

1. С использованием теоретически полученной формы зависимости ЭДС от времени был разработан алгоритм выделения признака шага и предварительной цифровой фильтрации исходного сигнала. Программная реализация этого алгоритма, в совокупности с измерительным комплексом, позволила создать датчик шагового контроля.

2. Для контроля и визуализации данных датчика шагового контроля создан аппаратно-программный комплекс, предназначенный для проведения лабораторных, отладочных, контрольных и приёмочных испытаний.

3. Разработанный датчик шагового контроля для приводов ШЭМ-2 и ШЭМ-3 является простым и надёжным устройством, которое способно резервировать существующие **индуктивные датчики** и расширить их диагностические функции.

Список литературы

1. Емельянов И.Я., Воскобойников В.В., Масленок Б.А. Основы проектирования механизмов управления ядерных реакторов. М.: Энергоатомиздат, 1985.
2. Басов К.А. ANSYS в примерах и задачах / Под общ. ред. Красковского Д. Г. М.: Компьютер Пресс, 2002.
3. Каплун А.Б., Морозов Е.М., Олферьева М.А. ANSYS в руках инженера: Практическое руководство. – М.: Едиториал УРСС, 2003.
4. Модуль микроконтроллера Fastwel RTU188. Руководство пользователя. М.: Прософт., 1999.

Блинников Дмитрий Николаевич – инженер-программист ФГУП "НПП ВНИИЭМ" им. А.Г. Иосифьяна. В 2002 г. окончил факультет инженерных телекоммуникаций Московского государственного института электроники и математики (ТУ).

Геча Владимир Яковлевич – начальник отдела ФГУП "НПП ВНИИЭМ" им. А.Г. Иосифьяна, доктор техн. наук. В 1976 г. окончил энергомашиностроительный

факультет МЭИ. В 1997 г. защитил докторскую диссертацию в области исследования магнитоупругих колебаний электрических машин.

Захаренко Андрей Борисович – начальник лаборатории ФГУП "НПП ВНИИЭМ" им. А. Г. Иосифьяна, канд. техн. наук. В 1995 г. окончил электромеханический факультет МЭИ (ТУ). В 1998 г. защитил кандидатс-

кую диссертацию в области исследования асинхронных двигателей с массивными ферромагнитными элементами.

Шубенин Александр Вячеславович – инженер-программист ФГУП "НПП ВНИИЭМ" им. А. Г. Иосифьяна. В 1998 г. окончил факультет робототехники и комплексной автоматизации МГТУ им. Баумана.

Компьютерные программы расчёта и анализа магнитных систем

БУЛЬ О.Б.

Описаны некоторые разработанные автором компьютерные программы и компьютерные рабочие документы для расчёта и анализа: электромагнита постоянного тока с круглым сердечником и поворачивающимся якорем; электромагнита переменного тока с короткозамкнутым витком; процессов в цепи обмотки дросселя, питаемого от источника синусоидального напряжения; динамики включения электромагнита постоянного тока; безвихревого магнитного поля; броневое электромагнита постоянного тока; электромагнита из цилиндрических соосных обмотки и ферромагнитного сердечника; магнитной системы для электрофизических установок.

Магнитная система – это электротехническое устройство, получившее широкое распространение во многих областях деятельности человека. Самыми эффективными методами их расчёта сейчас являются методы с использованием компьютерных технологий. В настоящей работе рассматриваются компьютерные программы, написанные на базе методов расчёта магнитных цепей на алгоритмическом языке QuickBASIC (QB); компьютерные рабочие документы, созданные для анализа квазистационарного процесса изменения тока в цепи обмотки дросселя и переходного процесса включения обмотки электромагнита постоянного тока в системе MathCAD, и компьютерные рабочие документы, созданные на базе методов теории электромагнитного поля в конечно-элементных компьютерных программах FEMM и ANSYS.

Программы, написанные на QB

Листинги основных QB-программ приведены в [1]. Все они компилированы в исполняемые

Some author's computer programs and computer worksheets it is described for calculation and analysis: direct current electromagnet with cylindrical core and turn armature; alternating current electromagnet with short-circuit winding; processes in iron-core coil with sinusoidal voltage; switch on direct current electromagnet dynamics; magnetic field without coil; iron-clad (coil and armature within yoke) direct current electromagnet; axisymmetric coil and iron-core electromagnet; electrophysical devices magnet system.

(exe) файлы. Для запуска их в Windows 95/98 достаточно двойной щелчок на имени exe-файла в Проводнике. Для исполнения в Windows 2000/XP необходимо создать файл start.bat, состоящий из двух строк: имени русификатора RK_14.com и имени exe-файла. В одной папке с ним должны находиться exe-файл программы и файл RK_14.com. Запуск на исполнение в этом случае осуществляется двойным щелчком на имени файла start.bat в Проводнике.

Так как программы представляют собой exe-файлы, нет необходимости иметь на компьютере QB, можно также не знать этот язык программирования, вообще не уметь программировать. Работа с ними не представляет сложности даже для начинающего пользователя.

Ниже в подзаголовках после имени программы указан объём её exe-файла.

Программа DC расчёта электромагнита постоянного тока (342 кБ) предназначена для расчёта электромагнита, получившего широкое распространение в электротехнике (рис.1, 80%).

Исходные данные: все размеры, макси-

мальный и средний углы поворота якоря, длина зазора при притяннутом якоре (при котором угол поворота равен нулю); число включения в час, номинальное напряжение источника питания, марка провода обмотки, марка стали магнитопровода, наличие или отсутствие межслоевых прокладок, назначение электромагнита (для аппаратов управления или распределительных устройств), координаты механической (противодействующей) характеристики и коэффициент запаса по электромагнитной силе тяги.

Результаты расчёта: требуемая МДС, диаметр провода, число витков, электрические и тепловые параметры обмотки. Строятся различные кривые, в том числе тяговая и механическая характеристики электромагнита, кривые намагничивания электромагнита, изменение потока по длине сердечника с масштабным изображением электромагнита и др. Расчёт магнитной цепи делается с учётом сопротивления магнитопровода, выпучивания и рассеяния магнитных потоков. Окончательный расчёт магнитной цепи эта программа проводит методом участков с учётом влияния сопротивления магнитопровода и проводимости между сердечником и скобой на направление потоков рассеяния. Используется кусочно-линейная аппроксимация кривой намагничивания материала магнитопровода.

Программа DU (349 кБ) отличается от DC тем, что строит зависимости от тока потокоцепления, а не потока; выводит в dat-файлы iddu, xPsiu, iu, Flwu, Remxi и Pu исходные данные, и результаты расчётов, которые далее используются документом DUON.mcd для расчёта и исследования процесса включения электромагнита.

Программа AC расчёта однофазного электромагнита переменного тока с короткозамкнутым витком (726 кБ) предназначена для расчёта электромагнита по рис.2 (80%).

Исходные данные: все размеры, все материалы (их свойства), механическая характеристика, параметры источника синусоидального напряжения, а также минимально допустимый коэффициент запаса по силе.

Результаты расчёта: необходимые для создания требуемого момента конструктивные параметры обмотки (число витков, диаметр

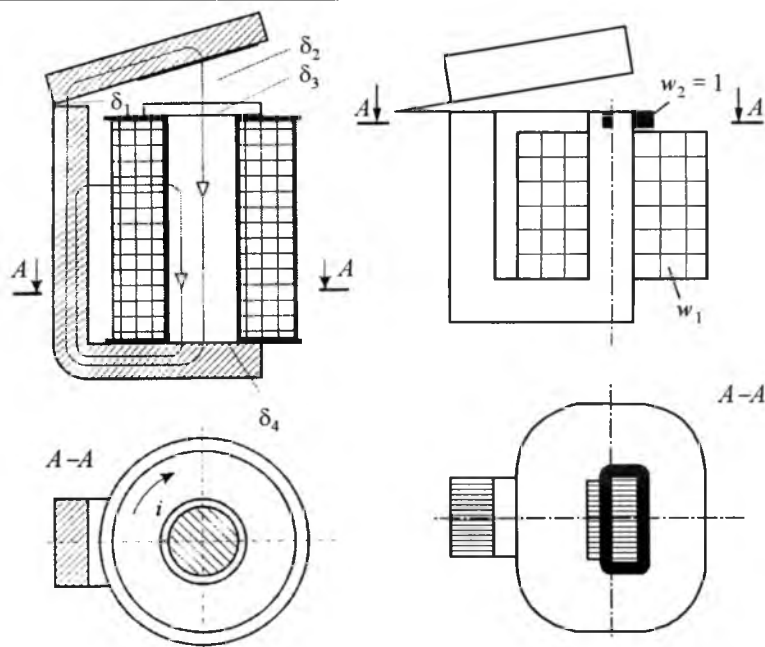


Рис.1

Рис.2

стандартного провода), все тепловые и электрические параметры электромагнита. На экране в масштабе, который рассчитывает программа по заданным размерам, делается чертёж электромагнита в двух проекциях; в другом масштабе – чертёж основного рабочего зазора. На обоих чертежах изображаются размеры (с размерными и выносными линиями). По полученным расчётным данным строятся графики зависимостей основных параметров электромагнита от угла поворота якоря, векторные диаграммы, кривые изменения потоков и сил во времени, тяговая и механическая характеристики электромагнита, кривые изменения потока вдоль сердечника при разных положениях якоря и пр.

Весь расчёт состоит из трёх этапов: на первом определяются магнитные проводимости воздушных промежутков, на втором делается предварительный расчёт электромагнита, на третьем – окончательный. В окончательном расчёте при всех положениях якоря учитываются: 1) магнитные проводимости выпучивания и рассеяния; 2) комплексное магнитное сопротивление короткозамкнутого витка (КЗВ); 3) комплексное магнитное сопротивление магнитопровода; 4) действие трёх сил в зазорах: левом, неэкранированной и экранированной частях правого (см. рис. 2).

Так как у магнитной системы переменного тока элементы электрических цепей намагни-

чивающей обмотки, КЗВ и элементы её магнитной цепи зависят друг от друга, то расчёт магнитной системы осуществляется с помощью циклов последовательных приближений четырёхкратной (если не считать второстепенные циклы) вложенности. Самый глубокий – цикл, который определяет амплитуду магнитной индукции в части полюса, не охваченной КЗВ. Следующий – по уточнению значения суммарного магнитного сопротивления зазоров, включая реактивное сопротивление КЗВ. Цикл ещё меньшей вложенности определяет значение амплитуды среднего магнитного потока. Наконец, самый внешний – уточняет активное электрическое сопротивление КЗВ (расчёт производится с учётом влияния температуры КЗВ на его сопротивление).

Рабочие документы, созданные в системе MathCAD

Для исполнения этих рабочих документов на компьютере должна быть установлена система MathCAD версии не ниже 6.0 Plus профессионального варианта. Тексты всех MathCAD-рабочих документов (кроме DRAC.mcd) приведены в приложениях части III [2]. Для исполнения готовых рабочих документов MathCAD пользователь должен обладать минимальными навыками работы в этой системе, которые заключаются, главным образом, в умении правильно ввести исходные данные. Те, кто не имеет на диске готовых MathCAD-рабочих документов, могут ввести их с клавиатуры по текстам приложений части III [2]. Так как эти тексты при издании [2] не скопированы с рабочего MathCAD-документа, а набраны типографским способом, в некоторых случаях в [2] нарушена естественная последовательность операций, которую следует восстановить самостоятельно. В противном случае MathCAD будет давать сообщение об ошибке. В подзаголовках после имени рабочего документа указан объём его mcd-файла.

Спектральный анализ кривой тока в цепи обмотки со стальным сердечником, питаемой от источника синусоидального напряжения (рабочий документ DRAC.mcd, 23 кБ [5])

Исходные данные: материал магнитопровода (координаты его динамической петли гистерезиса), число витков обмотки, частота источника питания. Магнитопровод без немагнитных зазоров (задана средняя длина магнитопро-

вода и площадь его сечения, перпендикулярная потоку). Амплитуда напряжения источника питания соответствует максимальной индукции заданной динамической петли гистерезиса.

Результаты работы: строится динамическая петля гистерезиса дросселя в виде зависимости мгновенного тока в его обмотке от мгновенного магнитного потока, синусоидальные кривые зависимости от времени кратностей (по отношению к амплитудам) магнитного потока и электрического напряжения, а также несинусоидальная кривая зависимости от времени мгновенного тока обмотки, проводится спектральный анализ несинусоидальной кривой тока и рассчитываются параметры эквивалентной синусоиды тока (её действующее значение и косинус угла сдвига фаз между напряжением и этой кривой).

Рабочий документ позволяет определить качество энергии в цепи обмотки со стальным сердечником, питаемой от источника синусоидального напряжения, по спектральной характеристике кривой тока. Активное сопротивление провода обмотки постоянному току не учитывается.

Процесс включения электромагнита постоянного тока (рабочий документ DUON.mcd, 122 кБ)

Назначение работы: определить динамические характеристики электромагнита постоянного тока с поворачивающимся якорем, в том числе время трогания, движения и время срабатывания. Рабочий документ DUON.mcd позволяет также проанализировать влияние различных факторов на динамику включения электромагнита.

Исходные данные: их большую часть рабочий документ извлекает из файлов данных, которые должны находиться в одной папке с ним. Файлы данных выводятся в текущую папку программой DU (см. выше), исполнение которой обязательно перед исполнением рабочего документа DUON.mcd. Кроме этого, необходимо ввести некоторые особые характеристики механизма электромагнита: жёсткость эквивалентных пружин, заменяющих статическую механическую характеристику на участках упругих деформаций пар якорь–полюсный накопник и якорь–опора якоря; эквивалентный коэффициент демпфирования во время рабочего хода якоря; эквивалентные коэффициенты дем-

пфирования при соударении якоря с полюсным наконечником и якоря с опорой якоря; жёсткость зависимости силы сухого трения от скорости при скоростях, близких нулю. Все они должны быть приведены к зазору между якорем и полюсным наконечником.

Результаты работы получаются после решения системы из трёх дифференциальных уравнений 1-го порядка с помощью функции Rkadapt. Они выражаются в виде графиков зависимостей от времени: потокоцепления, перемещения якоря, длины рабочего зазора, скорости движения якоря, тока, составляющих сил механизма (упругой, вязкой, сухого трения) и суммарной силы механизма, электромагнитной силы, силы массы и суммарной движущей силы, а так же в виде зависимостей от длины рабочего зазора: статической силы механизма, статической и динамической электромагнитных сил (статической и динамической тяговых характеристик).

Рабочие документы, созданные в конечно-элементной компьютерной программе FEMM

Рабочие документы FEMM приведены в приложениях П4 и П5 [3]. Для исполнения готового рабочего документа FEMM не нужно осваивать эту рабочую программу в полном объеме: достаточно лишь минимальное знакомство с ней. Любой рабочий документ FEMM представляет собой текст инструкции, с помощью которой можно последовательно ввести исходные данные и запустить их на исполнение. После перехода к расчёту на диске в текущей папке автоматически записывается fem-файл с исходными данными, а после расчёта – ans-файл с результатами расчёта. Оба этих файла можно открывать с каждым новым сеансом работы в FEMM для ввода необходимых изменений и получения любых результатов, предусмотренных в FEMM. Наличие программы FEMM на диске для работы с ней обязательно (она легко доступна через Интернет). Для приобретения минимальных навыков работы с FEMM необходимо познакомиться с гл. 5 [3].

Далее в конце названия рабочего документа в скобках указаны объёмы его файлов: с расширением doc-Word-файла, с расширением fem-файла данных программы FEMM, с расширением ans-файла результатов расчёта в этой программе.

Анализ безвихревого магнитного поля с помощью FEMM и расчёт по этому полю магнитной проводимости (63 кБ – doc, 2 кБ – fem, 8 кБ – ans)

Этот компьютерный рабочий документ позволяет по заданным размерам участка безвихревого плоскопараллельного магнитного поля получить кривую $B(x)$ изменения магнитной индукции по ширине зазора (можно по любому направлению); картины магнитного поля (линий магнитного потока, зонную, векторную); рассчитать удельную проводимость и другие параметры. Сопротивление магнитопровода не учитывается.

Поскольку модуль суммарного векторного магнитного потенциала, который приходится вводить, заранее не известен, то полученные значения магнитных индукций кривой $B(x)$ и картин поля следует считать относительными.

Исследование и расчёт броневого электромагнита постоянного тока с помощью FEMM (125 кБ – doc, 5 кБ – fem, 3000 – 5000 кБ – ans) (см. рис.3 (80%))

Этот рабочий документ позволяет по размерам осесимметричного электромагнита постоянного тока (для примера взят броневого электромагнит), МДС обмотки и основной кривой намагничивания материала его магнитопровода построить картины магнитного поля; рассчитать индуктивность его обмотки; электромагнитные силы, действующие на якорь и обмотку; определить другие параметры.

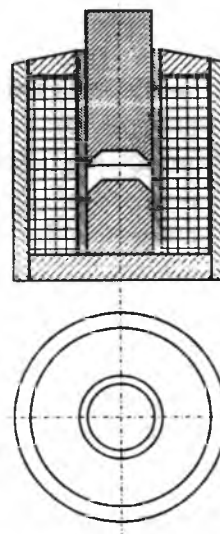


Рис.3.

Рабочие документы и командные файлы, созданные в программе ANSYS

Для исполнения этих рабочих документов и командных файлов на компьютере должна быть установлена программа ANSYS. Рабочие документы ANSYS приведены в приложениях П2 и П4 [4], а командные файлы – в П3 и П5 [4]. Рабочие документы ANSYS представляют собой инструкции для интерактивного исполнения, как рабочие документы FEMM, а командные файлы – это текстовые входные файлы, которые загружаются в ANSYS для пакетного исполнения (после предварительного изменения в них исходных данных). Работа с командным файлом ANSYS (при его наличии) проще, чем в интерактивном режиме. Для исполнения предлагаемых рабочих документов и командных файлов (рабочих программ) ANSYS нет нужды осваивать программу ANSYS в полном объёме. Для приобретения минимальных навыков работы в этой программе пользователю достаточно прочитать гл. 1 [4].

Далее в конце рабочего документа ANSYS указаны объёмы его Word-файла (с расширением doc) и файла данных (с расширением db). В конце названия командного файла указан его размер в текстовом формате (с расширением txt).

*Рабочий документ ACIC расчёта силы
втягивания цилиндрического якоря в
цилиндрическую обмотку для интерактивного
режима работы ANSYS
(188 кБ – doc, 1700 кБ – db) (см. рис. 4 (70%))*

Этот рабочий документ позволяет по размерам, МДС обмотки и значению относительной магнитной проницаемости сердечника получить картины магнитного поля (линий магнитного потока, зонную, векторную); рассчитать индуктивность обмотки; электромагнитные силы, действующие на якорь и обмотку; определить другие параметры системы. Магнитное сопротивление якоря учитывается, но в линейном варианте (при постоянной магнитной проницаемости).

*Расчёт силы втягивания цилиндрического якоря
в цилиндрическую обмотку для пакетного
режима работы ANSYS
(командный файл ACICb.txt, 11 кБ)*

Тяговую характеристику рассматриваемого электромагнита можно построить по данным, которые легко получить, исполнив файл ACICb несколько раз при разных значениях начально-

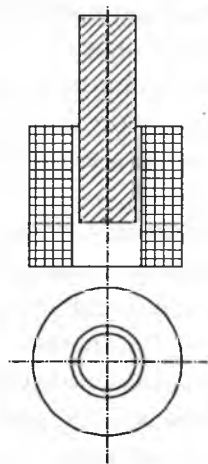


Рис. 4

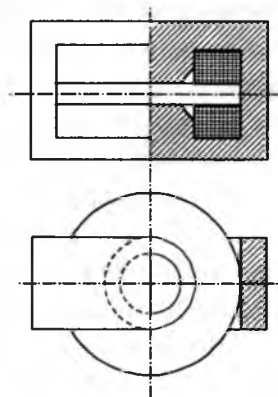


Рис. 5

го положения сердечника.

*Рабочий документ MSPR анализа в
интерактивном режиме ANSYS трёхмерного
стационарного поля магнитной системы для
электрофизических установок
(180 кБ – doc, 1700 кБ – db) (см. рис. 5 (70%))*

Этот рабочий документ позволяет по размерам, току и числу витков обмотки, материалу магнитопровода (основной кривой намагничивания) построить картины магнитного поля (зонную и векторную), кривую изменения магнитной индукции по ширине рабочего зазора (можно по любому направлению), определить индуктивность обмотки и другие параметры.

*Рабочая программа MSPRb командного
расчёта в ANSYS магнитной системы для
физических исследований (10 кБ – txt)*

Командный файл позволяет рассчитать магнитную систему для электрофизических установок в пакетном режиме (с использованием файла MSPRb), а не в интерактивном, как с помощью рабочего документа MSPR.

Сведения о практическом применении программ и рабочих документов, точности расчёта с их помощью, их доступности

Автор использует описанные в статье компьютерные программы и рабочие документы в своей научно-исследовательской, инженерной и учебной работе. Работоспособность QB-программ DC, DU и AC в широком диапазоне исходных данных была неоднократно подтверждена путём сравнения результатов "ручных" расчётов по принятой в электроаппаратостроении методике с результатами расчётов по этим программам. Отличие обычно было незначительным. Это и понятно, так как алгорит-

мы расчёта в упомянутых программах базируются на тех же формулах определения параметров магнитной цепи и электромагнитных сил [1].

Погрешности, которые даёт MathCAD-программа DUON, складываются, главным образом, из погрешностей цепного расчёта электромагнита по программе DU и погрешностей, которые вносятся в результате неточного задания динамических параметров механизма, указанных в абзаце "Исходные данные" п.2 настоящей работы. Так как предусмотренное в программе DUON решение системы трёх дифференциальных уравнений первого порядка в MathCAD делается достаточно точно, то можно полагать, что главные проблемы динамических расчётов электромагнитов сейчас заключаются в правильном задании динамических (и статических) характеристик механизма электромагнита и в учёте вихревых токов в магнитопроводе (по программе DUON расчёт параметров включения проводится без учёта влияния вихревых токов) [2].

Следует отдавать себе отчёт в том, что точность расчёта магнитных систем с использованием описанных в настоящей работе компьютерных программ и компьютерных рабочих документов различна. Так, программы DC, AC, DU и рабочий документ DUON, созданные на базе традиционных для электроаппаратостроения методов расчёта при определении магнитных проводимостей с помощью простых фигур, расчёте магнитной цепи по участкам и кусочно-линейной аппроксимации кривой намагничивания материала магнитопровода приводят к погрешностям, большим, чем погрешности, которые дают рабочие документы FEMM и ANSYS и командные файлы ANSYS. Однако они не требуют наличия у пользователя дорогостоящей программы ANSYS; решают трёхмерные задачи (в отличие от FEMM); использование цепных методов обычно даёт приемлемую для инженерной практики точность. Пример сравнения погрешностей расчёта потоков в сечениях осесимметричной магнитной системы для электрофизических установок, полученных цепными методами и с использованием программ FEMM и ANSYS, можно найти в [6,7].

Погрешности, которые можно ожидать при расчёте с помощью рабочих документов автора, созданных в FEMM и ANSYS, электромагнита, в рабочем зазоре которого получена магнитная индукция 5 Тл, приведены в [8,9]. По-

грешности определялись путём сравнения экспериментальных магнитных потоков, измеренных в сечениях физических электромагнитов, и рассчитанных в тех же сечениях с использованием упомянутых выше компьютерных рабочих документов. Один из исследованных и описанных в [8,9] электромагнитов близок по конструкции к показанному на рис.5. Аналогичные сравнения сделаны автором для электромагнитов и других конструкций.

Листинги предлагаемых программ и тексты рабочих документов опубликованы в [1–4].

Контактные телефоны автора: 282-84-18 (р) и 915-66-03 (д); адрес электронной почты: msou_energy@list.ru.

Выводы

1. Работоспособность предлагаемых компьютерных программ и компьютерных рабочих документов была неоднократно проверена в широком диапазоне исходных данных.

2. Точность расчёта с их помощью магнитных систем оказалась вполне приемлемой для инженерной практики, эффективность их применения существенно выше, чем традиционных "ручных" методов, а трудозатраты значительно ниже.

Список литературы

1. Буль О.Б. Компьютерная графика на QuickBASIC для электрических аппаратов. М.: Изд-во МГОУ, 1998.
2. Гольдберг О.Д., Буль О.Б., Свириденко И.С., Хелемская С.П. Переходные процессы в электрических машинах и аппаратах и вопросы их проектирования. М.: Высшая школа, 2001.
3. Буль О.Б. Методы расчёта магнитных систем электрических аппаратов. Магнитные цепи, поля и программа FEMM. М.: Академия, 2005.
4. Буль О.Б. Методы расчёта магнитных систем электрических аппаратов. Программа ANSYS. М.: Академия, 2006.
5. Буль О.Б. Расчёты дросселя с использованием системы MATHCAD // МГОУ-XXI-Новые технологии. 2001. № 1. С.5–11.
6. Буль О.Б. Погрешности расчёта осесимметричной магнитной системы с помощью программ ANSYS и FEMM // МГОУ-XXI-Новые технологии. 2005. № 6. С.17–22.
7. Буль О.Б. Погрешности расчёта осесимметричной магнитной системы с помощью программ ANSYS и FEMM (часть II) // МГОУ-XXI-Новые технологии. 2002. № 1. С.8–15.
8. Буль О.Б. Погрешности расчёта электромагнита с помощью ANSYS и FEMM // Электричество. 2006. № 7. С.31–43.
9. Буль О.Б. Точность расчёта осесимметричной и трёхмерной магнитных систем постоянного тока с помощью ANSYS // Тр. 6-й конференции пользователей программного обеспечения CAD-FEM GmbH (20–21 апр. 2006 г.) М.: ООО "ИИГ Полигон-пресс" и "Издательство Барс", 2006. С.364–386.

Преобразование пространственных гармоник магнитного поля в комбинированных экранах электрических машин

ВОЛОХОВ С.А., ДОБРОДЕЕВ П.Н.

Изложены физические принципы действия комбинированных экранов, которые имеют относительно высокие экранные эффекты для дипольной компоненты магнитного поля экранированных источников. Установлено, что в комбинированном экране происходит преобразование мультиполей высокого порядка в мультиполи более низкого порядка, чем и обеспечивается высокая эффективность экранирования.

Комбинированный экран для электрической машины, рассматриваемый в настоящей статье, – это цилиндрическая оболочка, содержащая открытый с торцов проводящий цилиндр конечной длины и ферромагнитные пояса, установленные с внутренней стороны цилиндра у торцов и с наружной стороны по центру, как изображено на рис. 1.

Такая оболочка при относительно небольшой массе обладает высокими экранирующими свойствами на промышленной частоте (50 Гц) [1]. Отличительной особенностью этих

The physical principles of operation of combined shields, which have rather high shielding effects for dipole component of magnetic field of shielded sources are explained. It is fixed, that in the combined shield take place transformation of multipoles with the higher order to multipoles with lower order, due to what the high efficacy of shielding is ensured.

оболочек является резонансный характер зависимости экранного эффекта от параметров их составных элементов (толщина проводящего слоя, толщина и ширина ферромагнитных поясов). Указанный характер зависимости экранного эффекта легко прослеживается на векторной диаграмме магнитных моментов источника магнитного поля с комбинированным экраном (рис. 2). Результаты экспериментальных исследований этого экрана представлены в [1]. Параметры экрана следующие: $D = 290$ мм, $L = 468$ мм, толщина медного цилиндра 2 мм,

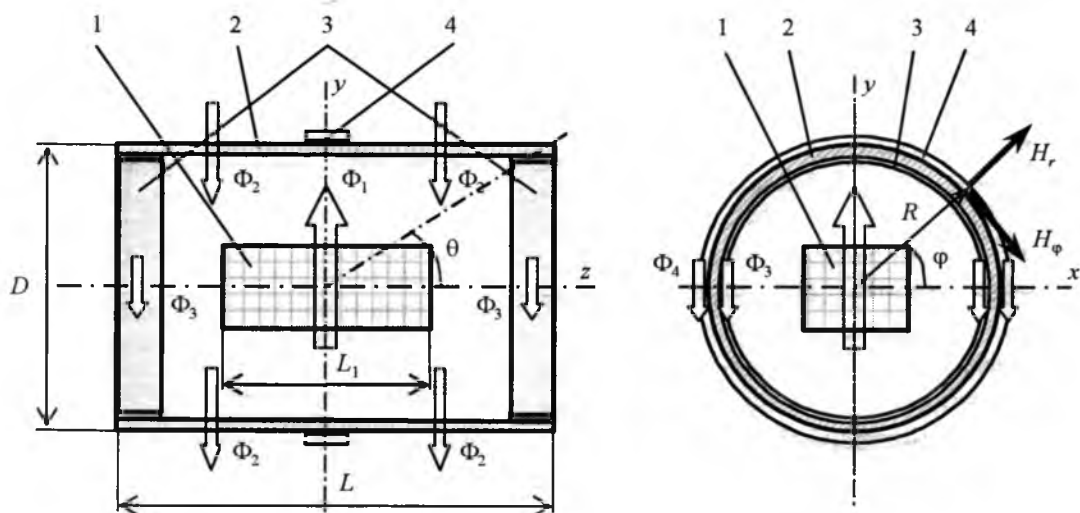


Рис. 1. Комбинированный экран:

1 – источник магнитного поля; 2 – проводящий цилиндр; 3 – торцевые пояса; 4 – центральный пояс; D – диаметр цилиндра; L – длина цилиндра; L_1 – длина источника поля; Φ_1 – магнитный поток источника; Φ_2 – магнитный поток вихревых токов цилиндра; Φ_3 – магнитный поток в торцевых поясах; Φ_4 – магнитный поток в центральном поясе

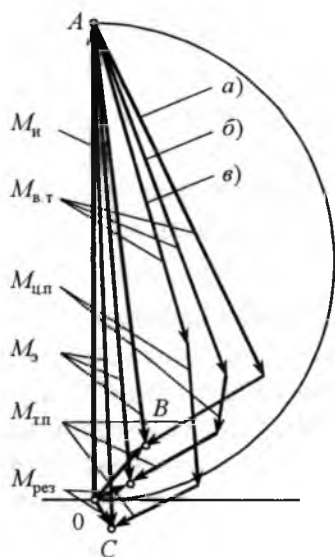


Рис.2. Векторные диаграммы магнитных моментов комбинированного экрана

центральный пояс навит внахлест из 4 полос стали длиной 1500 мм, шириной 100 мм и толщиной 0,35 мм: а) торцевые пояса отсутствуют; б) торцевые пояса из 1 полосы стали длиной 1500 мм, шириной 50 мм и толщиной 0,35 мм; в) торцевые пояса из 4 таких же полос стали. Длина источника поля $L_1 = 250$ мм; магнитный момент $M_n = 140 \text{ А} \cdot \text{м}^2$.

Результирующий магнитный момент $\bar{M}_{рез}$ такого экрана равен геометрической сумме магнитного момента источника \bar{M}_n и магнитного момента экрана $\bar{M}_з$. Последний в свою очередь равен сумме магнитных моментов составных элементов экрана: $\bar{M}_{вт}$ – от вихревых токов в проводящем цилиндре, $\bar{M}_{цп}$ и $\bar{M}_{тп}$ – от намагниченности центрального и торцевых ферромагнитных поясов. При известном результирующем магнитном моменте и магнитном моменте источника, магнитный момент экрана определяется равенством $\bar{M}_з = \bar{M}_{рез} - \bar{M}_n$.

Как следует из векторной диаграммы, при изменении, например, толщины торцевых поясов годограф вектора результирующего магнитного момента переходит из одного квадранта в другой вблизи начала координат, где эффективность экранирования максимальна. А это в свою очередь указывает на то, что магнитный момент экрана при изменении толщины торцевого пояса изменяется от значения AB (см. рис.2), которое меньше магнитного момента источника $M_n = 0A$, до значения AC , ко-

торое больше магнитного момента источника. Это, пожалуй, наиболее существенный результат экспериментальных исследований комбинированных экранов [1], понимание которого может пролить свет на физические процессы экранирования, происходящие в составном экране. Это имеет существенное значение, поскольку в классическом замкнутом экране его магнитный момент никогда не превышает магнитный момент источника, а может только к нему стремиться, например, при увеличении толщины проводящего слоя [2].

Под магнитным моментом подразумевается магнитный момент диполя, называемый также магнитным диполем или просто диполем. Теория потенциала в приложении к электротехнике [3] рассматривает внешнее магнитное поле изделий в виде ряда пространственных гармоник. Ортогональные компоненты напряженности внешнего магнитного поля изделия в сферической системе координат r, φ, θ определяются выражениями:

$$\begin{aligned} H_r &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n+1}{r^{n+2}} \sum_{m=0}^n (g_{nm} \cos m\varphi + h_{nm} \sin m\varphi) P_n^m(\cos\theta); \\ H_\varphi &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{r^{n+2}} \sum_{m=0}^n (g_{nm} \cos m\varphi - h_{nm} \sin m\varphi) P_n^m(\cos\theta) \frac{(\cos\theta)}{\sin\theta}; \\ H_\theta &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{r^{n+2}} \sum_{m=0}^n (g_{nm} \cos m\varphi + h_{nm} \sin m\varphi) \frac{1}{\sin\theta} \times \\ &\times [(n-m+1)P_{n+1}^m(\cos\theta) - (n+1)\cos\theta P_n^m(\cos\theta)], \end{aligned} \quad (1)$$

где $P_n^m(\cos\theta)$ – присоединённые функции Лежандра.

Коэффициенты g_{nm}, h_{nm} имеют физический смысл магнитных моментов мультиполей источника. При $n = 1$ это магнитный момент диполя M_{1m} , представляющий собой вектор с компонентами M_{g10} по оси $\theta = 0$ (ось z), M_{g11} по оси $\varphi = 0$ (ось x) и M_{h11} по оси $\varphi = \pi/2$ (ось y). При $n \geq 2$ это магнитный момент M_{nm} мультиполя порядка n . Он представляет собой тензор с числом компонент $(2n + 1)$.

Из (1) непосредственно видно, что напряженность магнитного поля с увеличением расстояния от источника уменьшается тем быстрее, чем больше порядок n магнитного мультиполя. Поэтому ряды (1) всегда ограничивают несколькими первыми членами в зависимости от расстояния, на котором рассматривается магнитное поле изделия. Например, при рас-

смотрении поля на расстояниях, превышающих габаритный размер изделия, как правило, учитывают только первый член ряда, т.е. магнитный диполь.

Размышления о причинно-следственных связях при экранировании приводят к предположению, что превышение магнитного диполя экрана над диполем экранируемого источника связано с преобразованием высших мультиполей источника в диполь экрана. Дело в том, что амплитуды высших пространственных гармоник магнитного поля, создаваемые мультиполями высших порядков, в зоне расположения экрана могут быть соизмеримы с амплитудой магнитного поля диполя. Эти высшие пространственные гармоники также наводят вихревые токи в проводящем слое экрана и намагничивают ферромагнитные пояса. Реакция экрана на воздействие каждого мультиполя носит свой мультипольный характер. Особенность происходящего в составном экране мультипольного (многополюсного) преобразования в том, что высшие мультиполи источника в реакции экрана имеют также дипольную составляющую. Например, протяжённые по оси z (см. рис. 1) двухполюсные источники, в том числе электрические машины, содержат ряд нечётных мультиполей с индексами $n1$: 11, 31, 51 и т.д., что экспериментально подтверждено в [4]. Из (1) следует, что эти мультиполи имеют одинаковый закон распределения компонент напряжённости магнитного поля по координате φ (по первой гармонике), на что указывает второе число в индексе мультиполя. Например, при наличии в (1) только коэффициентов h_{n1} , что соответствует направлению магнитных моментов источника по оси y , как изображено на рис. 1, напряжённость магнитного поля равна:

$$\begin{aligned} H_r &= H_r^{(n1)}(r, \theta) \sin \varphi; \\ H_\varphi &= H_\varphi^{(n1)}(r, \theta) \cos \varphi. \end{aligned} \quad (2)$$

Радиальная компонента напряжённости поля источника создаёт вихревые токи в проводящем цилиндре, а касательная – намагничивает ферромагнитные пояса.

Рассмотрим реакцию поясов комбинированного экрана на указанный мультипольный источник.

Магнитный диполь ферромагнитного пояса может быть определен, как

$$\bar{M}_n = \int_V \bar{J} dV, \quad (3)$$

где \bar{J} – намагниченность пояса; dV – элемент объёма пояса.

Намагниченность ферромагнетика пропорциональна напряжённости магнитного поля:

$$\bar{J} = \chi_T \bar{H}, \quad (4)$$

где χ_T – магнитная восприимчивость тела (будем считать её не зависящей от H).

Подставляя (2) и (4) в (3) и учитывая, что $dV = \Delta_n L_n R d\varphi$, где Δ_n – толщина пояса; L_n – длина пояса; R – радиус пояса, для простоты принятый равным радиусу цилиндра, получаем следующее выражение для магнитного диполя пояса:

$$\begin{aligned} M_n &= 4 \int_0^{\pi/2} \chi_n \Delta_n L_n R H_\varphi^{(n1)}(R, \theta) \cos^2 \varphi d\varphi = \\ &= \pi \chi_n \Delta_n L_n R H_\varphi^{(n1)}(R, \theta), \end{aligned} \quad (5)$$

где θ – средний угол (рис. 1), на котором расположен пояс.

Таким образом, мы получили, что нечётные мультиполи источника порядка 31, 51, 71 и т.д. в поясах преобразуются в диполь экрана.

Для экрана и источника, которые представлены на рис. 1 и 2, по (1) были проведены расчёты распределения максимального значения касательной компоненты напряжённости поля вдоль образующей цилиндра $H_\varphi^{(n1)} = f(z/R)$, т.е. в месте возможного расположения ферромагнитного пояса. При этом источник поля по длине (ось z) разбит на 9 частей и представлен суммой мультиполей $M_{11} + M_{31} + M_{51} + M_{71} + M_{91}$ в соответствии с [3]. Расчётные формулы для напряжённости магнитного поля следующие:

$$\begin{aligned} H_\varphi^{(11)} &= 36,4 \frac{1}{(1+t^2)^{3/2}}; \quad H_\varphi^{(31)} = 13,4 \frac{4t^2 - 1}{(1+t^2)^{7/2}}; \\ H_\varphi^{(51)} &= 6,7 \frac{8t^4 - 12t^2 + 1}{(1+t^2)^{11/2}}; \\ H_\varphi^{(71)} &= 0,6 \frac{64t^6 - 240t^4 + 120t^2 - 5}{(1+t^2)^{15/2}}; \\ H_\varphi^{(91)} &= 0,1 \frac{128t^8 - 896t^6 + 1120t^4 - 280t^2 + 7}{(1+t^2)^{19/2}}, \end{aligned} \quad (6)$$

где $t = z/R$ – положение точки определения поля по координате z (см. рис.1).

Полученные распределения напряжённости поля вдоль образующей цилиндра приведены на рис.3, откуда следует, что напряжённость поля в месте расположения экрана, создаваемая мультиполями источника порядка 31, 51 и 71, соизмерима с напряжённостью, создаваемой диполем источника. Мультиполем порядка 91 (и выше) можно пренебречь.

Из (6) и рис.3 следует, что диполь пояса, вызванный мультиполями источника, зависит от положения пояса, причём для каждого мультиполя эта зависимость своя. Это обстоятельство указывает на ещё одну возможность регулирования экранирующих свойств составных экранов – изменением положения поясов по оси цилиндра.

Каждый пояс комбинированного экрана, намагничиваясь магнитным полем диполя источника, приобретает свойства магнитного диполя. Взаимное расположение этих диполей условно изображено на рис.4 сплошными стрелками. Для простоты дальнейшего рассмотрения магнитные диполи M центрального и торцевых поясов приняты одинаковыми. Если теперь в центральном поясе (центре системы координат) условно добавить и отнять по два таких же диполя, которые на рис.4 изображены пунктирными стрелками, то в соответствии с [3] получим источник, содержащий центральный диполь $M_{11} = -3M$ (обведён на рис.4 штриховой линией эллиптической формы) и октуполь $M_{31} = 6Ma^2$ (обведён другой штриховой линией). Из этого

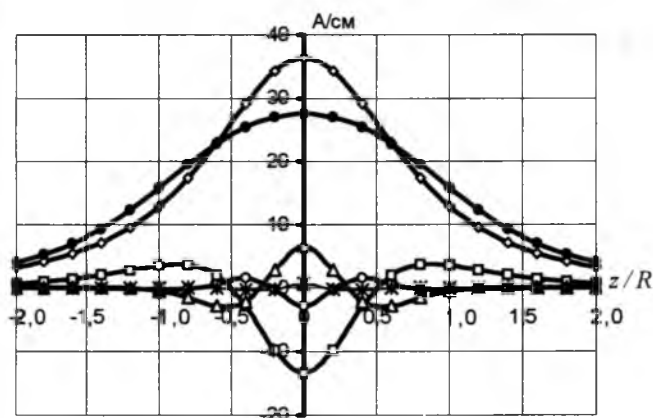


Рис. 3. Распределение магнитного поля мультиполей по длине экрана:

—□— H_{11} ; —□— H_{31} ; —△— H_{51} ; —○— H_{71} ; —*— H_{91} ; ● — сумма

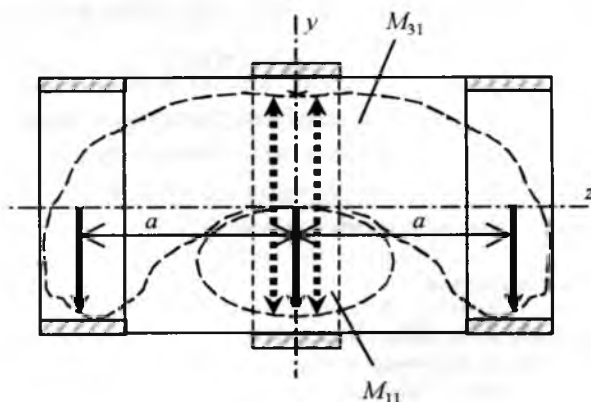


Рис.4. Магнитные моменты поясов

следует, что в экране происходит и второе мультипольное преобразование: диполь источника частично преобразуется в октуполь. Более того, рассматривая распределения полей на рис.3 и взаимное расположение поясов на рис.4, нетрудно увидеть, что в мультиполь порядка 31 частично преобразуются также и нечётные мультиполи более высоких порядков: 51, 71 и так далее.

Таким образом, в составном экране происходят мультипольные преобразования, в результате которых высшие мультиполи источника частично преобразуются в диполь экрана. Этот диполь способствует полной компенсации (и перекомпенсации) диполя источника. В результате этих мультипольных преобразований экранированный эффект в дальней зоне (на расстояниях, превышающих габаритный размер экрана), где поле определяется диполем, возрастает и значительно превышает экранированный эффект в ближней зоне, где поле определяется суммой мультиполей.

Выводы

1. Особенностью незамкнутого комбинированного цилиндрического экрана является то, что его магнитный момент может быть как меньше, так и больше экранируемого магнитного момента, в то время как магнитный момент замкнутого экрана всегда меньше экранируемого магнитного момента и может только к нему стремиться.

2. Эта особенность связана с тем, что в комбинированном экране происходят мультипольные преобразования, т.е. в реакции экрана возникает дополнительный магнитный диполь от высших мультиполей источника, способ-

ствующий полной компенсации (и перекомпенсации) диполя источника.

3. Направленное воздействие на мультипольные преобразования в комбинированном экране, например, изменением положения торцевых поясов, позволяет регулировать (установить заранее заданный) экраный эффект.

Список литературы

1. Волохов С.А., Добродеев П.Н. Экранирующие свойства проводящих цилиндров конечной длины с ферромагнитными поясами // Электротехника. 2005. № 7. С.41–45.

2. Волохов С.А. Экранирующие свойства проводящих цилиндров конечной длины // Электротехника. 2004. № 2. 2004. С.43–48.

3. Шимони К. Теоретическая электротехника. М.: Мир, 1964.

4. Добродеев П.Н. Повышение эффективности методов снижения внешнего магнитного поля электрических

машин постоянного тока. Автореф. диссертации канд. техн. наук. НТУ "Харьковский политехнический институт", Харьков, 2005.

Волохов Сергей Алексеевич – ведущий научный сотрудник НТЦ магнетизма технических объектов НАН Украины, канд. техн. наук. Окончил электромашиностроительный факультет Харьковского политехнического института в 1960 г. Защитил диссертацию по теме "Магнитное поле частоты скольжения асинхронных электродвигателей" в ХПИ в 1972 г.

Добродеев Павел Николаевич – научный сотрудник НТЦ магнетизма технических объектов НАН Украины, канд. техн. наук. Окончил электромашиностроительный факультет Харьковского политехнического института в 1986 г. Защитил диссертацию по теме "Повышение эффективности методов снижения внешнего магнитного поля электрических машин постоянного тока" в НТУ "ХПИ" в 2005 г.

Уважаемые читатели!

В период 2003–2006 гг. в нашем журнале было опубликовано 34 статьи с примечанием "в порядке обсуждения".

Эти статьи обсуждались специалистами перед публикацией и вызвали интерес как по тематике, так и по принятым методам исследований. Но часто они не были доведены до реализации. Редакция надеялась привлечь внимание читателей для организации дополнительных исследований и углубления разработок. К сожалению, наши надежды не оправдались.

Просим Вас ещё раз обратить внимание на наши статьи с пометкой и изложить свою точку зрения по затронутым в статьях вопросам.

СПИСОК СТАТЕЙ, ОПУБЛИКОВАННЫХ В ЖУРНАЛЕ "ЭЛЕКТРОТЕХНИКА" В 2006 Г.

Белкин Г.С., Дробышевский А.А., Ивакин В.Н., Ковалев В.Д., Панибратец А.Н. Перспективные виды электротехнического оборудования ..	9	2
В Академии электротехнических наук	5	63
Шамис М.А., Бочкарёв В.Н. Сохранить лидирующие позиции	2	2
Коняев А.Ю. Электротехнический факультет УГТУ-УПИ – 75 лет на службе образованию и науке	1	2
Коняев А.Ю., Сарапулов Ф.Н., Сокунов Б.А. Научные направления кафедры электротехники и электротехнологических систем УГТУ-УПИ	1	5
Браславский И.Я. Уральская научная школа электропривода	1	20

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Белассел Моханд-Тахар, Беспалов В.Я. Волновые параметры и перенапряжения в различных типах обмоток асинхронных двигателей, питаемых от ШИМ-преобразователей	3	56
Богуславский И.З., Кришьянис М.В. Активное и индуктивное сопротивления трапецеидальных стержней клетки мощного частотно-регулируемого двигателя	8	7
Болюх В.Ф., Любимова Л.А., Болюх Е.Г. Влияние конфигурации электромагнитного экрана на работу криогенного индукционно-динамического двигателя	3	29
Ваксер Н.М., Витковский И.В., Неверов В.А., Ревякин Ю.Л., Чайка П.Ю. Исследования по выбору оптимальных конструкций и технологии изготовления жаростойких обмоток	3	42
Волохов С.А., Добродеев П.Н. Экранирующие свойства проводящих цилиндров конечной длины с ферромагнитными поясами	8	22
Волохов С.А., Добродеев П.Н. Преобразование пространственных гармоник магнитного поля в комбинированных экранах электрических машин	12	56
Гашимов М.А., Рамазанов Н.К. Диагностическое исследование электрических неисправностей электроэнергетических машин для задач экспресс оценки технического состояния в процессе их работы	3	14
Данилевич Я.Б., Антипов В.Н. Минитурбогенератор 200 кВт с возбуждением на постоянных магнитах Nd-Fe-B	3	36
Джэндубаев А-З.Р. Псевдорекуперативный режим работы асинхронной машины	8	17
Живоглядов Е.В., Черных И.В. Расчёт динамических режимов линейного асинхронного двигателя с использованием пакета FEMLAB	1	52
Захаренко А.Б., Авдонин А.Ф. Исследование ЭДС электрических машин с сосредоточенной обмоткой статора	3	9
Корчагин Н.В., Алымов В.А., Богуславский И.З., Рыбин Ю.Л., Рябова Т.С., Худяков Е.Ю., Цацкин А.Я. Косвенный метод тепловых испытаний мощных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором	3	23
Лазарев М.В. Владимирскому электромоторному заводу – 50 лет	3	3
Мазуров В.Л., Якимец П.П. Подбор компаундов для водопогружных электродвигателей	3	53
Макаров Л.Н. Разработка нового поколения двигателей для рольганговых приводов	8	27

Малафеев С.И., Шабаетов В.А., Захаров А.В. Анализ электромагнитного момента вентильно-индукторного двигателя в мехатронной системе с нелинейным токовым управлением	3	37
Новожилов А.Н., Беликова М.П. Защита асинхронного двигателя с фазным ротором от витковых замыканий	4	6
Пластун А.Т., Денисенко В.И., Мойсейченко А.Н., Радченко Ю.Н., Рябов М.М., Чернышёв В.А. Совмещённый многофункциональный бесщёточный возбудитель для систем независимого возбуждения синхронных машин	1	45
Пыхтин В.В. Процесс образования сквозных дефектов в плёночной полимерной изоляции обмоток асинхронных двигателей при тепловых и механических нагрузках	3	48
Смирнов Ю.В. Электромагнитный вентильно-индукторный двигатель с дискретным расположением фазных электромагнитов	8	2
Томашевский Д.Н., Кошкин А.Н. Моделирование линейных электродвигателей импульсного действия	1	24
Хрисанов В.И., Ямамура С. Спирально-векторный метод анализа и моделирования асинхронных двигателей при квазиустановившихся и переходных процессах	4	2
Чучман Ю.И., Черепаньяк М.В., Максимович Д.С. Проектирование магнитозлектрических систем возбуждения беспазовых исполнительных и измерительных электрических машин	8	10

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Анрианов М.В., Родионов Р.В. Экспериментальные исследования энергетических показателей частотно-регулируемых асинхронных двигателей, работающих от полигармонических источников напряжения	11	16
Афонин В.И., Балабанов И.Н. Регулируемый электропривод лифтов с асинхронными электродвигателями	5	37
Боченков Б.М., Филюшов Ю.П. Алгоритм управления, обеспечивающий желаемое сочетание энергетических и динамических свойств электропривода переменного тока	11	53
Боченков Б.М., Филюшов Ю.П. Решение задачи предельного и качественного управления в электроприводах переменного тока	11	44
Волков А.В., Антонов Н.Л. Регулирование положения в асинхронных электроприводах с релейным частотно-токовым управлением	11	23
Донской Н.В., Чубуков К.А. Влияние постоянных составляющих в токе статора на характер переходных процессов в электроприводах переменного тока	2	30
Колоколов Ю.В., Косчинский С.Л. Нелинейная динамика и синтез регуляторов тока асинхронного электропривода с векторным управлением	7	7
Крутиков К.К., Рожков В.В., Петрухин Ю.В. Анализ и моделирование симплексных алгоритмов управления трёхфазными автономными инверторами напряжения для частотного асинхронного электропривода	5	31
Кудин В.Ф., Киселичник О.И., Колачны Й. Субоптимальная астатическая двухзонная система автоматического управления скоростью двигателя постоянного тока с независимым возбуждением	11	2

- Лимонов Л.Г.** Особенности применения асинхронного электродвигателя для привода моталки полосы 11 61
- Мазунин В.П., Двойников Д.А.** Особенности анализа переходных процессов в оптимизированных по быстродействию нелинейных системах управления электроприводами 7 2
- Макаров Л.Н.** Современный электропривод скоростных лифтов повышенной комфортности 5 42
- Поздеев Д.А., Ерезеев А.Н., Яковлев О.Г., Котельников О.В.** Автоматизированная система плавного пуска высоковольтных двигателей магистральных насосов нефтепровода "Дружба" ОАО "Транснефть" 6 2
- Пономарёв В.Б.** Автоматизированные электроприводы драг и земснарядов: состояние и основные пути совершенствования 11 9
- Сарваров А.С., Дёмин С.А., Циулина М.А., Усатый Д.Ю.** Особенности программного формирования напряжения в системе непосредственный преобразователь частоты – асинхронный двигатель при соединении статора по схеме "треугольник" 11 36
- Хечуев Ю.Д., [Калашников Б.Е.], Ольшевский В.И.** Частотно-регулируемые электроприводы тягодутьевых и насосных механизмов котельных на базе преобразователей частоты АТ корпорации "Триол" 5 23
- Цытович Л.И., Терещина О.Г., Дудкин М.М.** Система управления группой асинхронных электроприводов с самодиагностированием и автоматическим резервированием каналов регулирования 11 39
- Шепелин В.Ф., Донской Н.В., Фёдоров Б.С.** Пусковые режимы синхронных двигателей с тяжёлыми условиями пуска 2 34
- Шымчак П.** Применение линейных электродвигателей для установок колебательного движения 6 10
- СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ И РЕГУЛИРОВАНИЯ**
- Валуйских А.О., Крайчич А.В., Цфасман Г.М.** Контроль повышений напряжения в системах мониторинга трансформаторного оборудования 9 58
- Логинов А.Г., Фадеев А.В.** Микропроцессорный автоматический регулятор типа AVR-2М для систем возбуждения завода "Электросила" 9 54
- Петерсон А.Л., Быструев А.К., Лядвинский И.Е., Кондрычин Э.В., Носик Л.П., Собакарь Т.В.** Микропроцессорная система автоматического управления опытами в лабораториях больших мощностей 9 50
- СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА**
- Белов Г.А.** Синтез системы управления широтно-импульсным корректором коэффициента мощности 10 46
- Берестов В.М., Харитонов С.А.** Алгоритм управления многоуровневым инвертером напряжения 10 41
- Ворфоломеев Г.Н., Евдокимов С.А., Щуров Н.И., Малозёмов Б.В.** Синтез схем выпрямления, основанный на топологии вращающихся систем напряжений вентильных обмоток 10 33
- Евсеев Ю.А.** К вопросу о включении p - n - p -структуры светом 10 19
- Иванов А.Г., Пименов В.М., Николаев А.Н., Виноградов А.Н.** Алгоритмы переключения и моделирование тиристорных устройств плавного пуска электродвигателей 10 60
- Ковалев Ф.И., Евсеев Ю.А.** Новые полупроводниковые материалы для силовых приборов 10 7
- Пчельников Ю.Н.** Генерация атмосферной плазмы с помощью замедляющей системы 10 20
- Рахимо М., Копта А., Айхер С., Шлапбах У., Линдер С.** Режим самоограничения "SSCM" – прорыв характеристик области безопасной работы силовых высоковольтных IGBT и диодов 10 13
- Розанов Ю.К., Гринберг Р.П.** Гибридные фильтры для снижения несинусоидальности тока и напряжения в системах электроснабжения 10 55
- Розанов Ю.К., Соломатин А.В., Крюков К.В.** Повышение эффективности систем электроснабжения с нетрадиционными источниками электроснабжения 10 63
- Семёнов А.Ю., Ставцев А.В., Черников А.А., Дерменжи П.Т., Локтаев Ю.М., Сурма А.М.** Новые силовые полупроводниковые приборы ЗАО "Протон-Электротекс" 10 2
- Семёнов Г.М., Сухов А.В.** О надёжности эксплуатации силовых полупроводниковых приборов за пределами срока службы в преобразовательных агрегатах 10 9
- Славутский Л.А., Генин В.С., Николаев А.А.** Оптимизация работы ультразвуковых магнитострикционных преобразователей противонакипных устройств 2 48
- Харитонов С.А., Брованов С.В.** Однофазный трёхуровневый выпрямитель с улучшенным гармоническим спектром входного тока 10 27
- АППАРАТЫ ВЫСОКОГО НАПЯЖЕНИЯ**
- Алмазов В.А., Люцарева Л.А., Платова Е.С., Любимова В.А., Попова Н.А.** Влияние химического состава добавок на свойства варисторов на основе оксида цинка 9 26
- Алфёров Д.Ф., Белкин Г.С., Ивакин В.Н., Иванов В.П., Сидоров В.А.** Новые системы защиты электротехнического оборудования от перенапряжений и токовых перегрузок 9 21
- Ахазов И.З., Денисова Т.А., Петров О.А., Ткачишин Э.В.** Новые разработки контакторов и пускателей серии ПМ12 2 10
- Быковец Ю.Я., Егоров В.Г., Серяков К.И., Торопчин Ю.В., Чемерис В.С., Гоев А.В.** Элегазовые коммутационные аппараты номинального напряжения 10 кВ для чейек КРУ и КСО 9 13
- Елагин В.Н., Зенова В.П., Коробов О.Г., Панибратец А.Н.** Определение эффективности склейки транспонированного провода с целью повышения радиальной устойчивости обмоток трансформаторов при коротком замыкании 9 17
- Остапенко Е.И.** Методы выбора конструкции изоляции для районов с загрязнённой атмосферой 9 10
- АППАРАТЫ НИЗКОГО НАПЯЖЕНИЯ**
- Белкин Г.С., Генин В.С., Леонтьев А.Н., Ерохин Е.Ю.** Изменение характеристик низковольтных вакуумных контакторов при большом числе коммутаций 2 20
- Генин В.С.** Аппаратура защиты и управления для электроэнергетики 2 26
- Егоров Е.Г., Леонтьев А.Н., Токмаков Е.Г.** Особенности проведения испытаний низковольтной коммутационной аппаратуры 2 58
- Зекцер Д.М.** Вопросы стратегического маркетинга низковольтных электрических аппаратов 8 59
- Зекцер Д.М.** Мониторинг заказов электротехнических низковольтных аппаратов 5 61

Сагарадзе Е.В., Бугаев Г.А. О технических регламентах в области низковольтной электроаппаратуры	2 55
Сагарадзе Е.В., Плотников В.И., Моисеев С.А., Кутарев К.Ю. Многофункциональные коммутационные аппараты нового поколения	2 14

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СЕТИ

Ведерников В.А., Лысова О.А., Кречина Г.С., Смирнов А.Ю. Разработка математической модели частотно-регулируемого электропривода погружного насоса	4 24
Казаков Ю.Б., Козлов А.Б., Коротков В.В. Учёт изменения потерь холостого хода трансформаторов в период срока службы при расчёте потерь в распределительных сетях	5 11
Качесов В.Е. Оценка вероятности эскалации перенапряжений при отключении заторможенных электродвигателей	4 13
Мишуллин Р.Г., Фардиев И.Ш., Губаев Д.Ф., Карпенко О.И., Заканский Е.В. Локационный мониторинг неоднородностей распределительных электрических сетей	5 2
Орлов Ю.А., Сорин Л.Н. Исследование напряжений на элементах входного фильтра при воздействии импульса перенапряжения с крутым фронтом	5 16
Стародубов В.А. Нелинейное дифференциальное уравнение напряжения шахтной участковой электрической сети	4 22

ИСПЫТАНИЯ И ДИАГНОСТИКА

Дробышевский А.А., Левицкая Е.И., Лурье А.И., Панибратец А.Н. Комплексная оценка механического состояния обмоток силовых трансформаторов при испытаниях и в эксплуатации	9 33
Овчаров И.В. Увеличение дальности действия тепловизоров при исследовании высоковольтного электрооборудования	9 39
Перцев А.А., Петерсон А.Л., Рыльская Л.А. Особенности испытаний вакуумных выключателей током короткого замыкания	9 29

УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ И РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Борцов Ю.А., Поляхов Н.Д., Приходько И.А., Анушина Е.С. Использование современных подходов и методов для прогнозирования электропотребления	8 30
Бочкарёв В.Н. Влияние аппаратуры управления и защиты на расчётную надёжность судовой электроснабжающей сети	2 23
Михайлов Н.М., Мандравин В.Е., Шамис М.А., Леонтьев А.Н. Новый комплекс реле защиты для энергетики	2 4
Чемерис В.С. Перспективы создания элегазового выключателя на напряжение 1150 кВ на современном этапе	8 35
Шишкин С.А. Симметрирование и компенсация активной мощности несимметричных низковольтных нагрузок с помощью конденсаторных батарей	8 42

ИЗОЛЯЦИЯ

Аракелян В.Г. Химия, механизмы и кинетика старения электроизоляционных целлюлозных материалов. Ч.1. Химия, механизмы и кинетика разложения целлюлозы	6 29
--	------

Аракелян В.Г. Химия, механизмы и кинетика старения электроизоляционных целлюлозных материалов. Ч.2. Кинетика образования продуктов разложения целлюлозы	7 51
Гребенников И.Ю., Гунько В.И., Дмитришин А.Я., Михайлов И.Г., Онищенко Л.И., Фещук Т.А. Исследование зависимости ресурса высоковольтных импульсных конденсаторов с плёночным диэлектриком от режимов эксплуатации	6 38
Мазуров В.Л., Якимец П.П. Выбор технологии пропитки обмоток электродвигателей	6 41
Марфин Н.И. Исследование свойств полиэтилена в условиях атмосферного старения	6 27

СРЕДСТВА УПРАВЛЕНИЯ

Бороденко В.А. Реализация последовательностных логических функций на элементах программируемой логики	6 14
Росляков А.А. Применение компьютерных сетевых средств для построения систем управления технологическими объектами	6 22

ТРАНСФОРМАТОРЫ. РЕАКТОРЫ

Брянцев А.М., Долгополов А.Г., Лурье А.И., Базылев Б.И., Уколов С.В., Зайцев А.И., Соколов Ю.В., Ахметжанов Н.Г. Ввод в эксплуатацию управляемого подмагничиванием шунтирующего реактора мощностью 180 МВА, 500 кВ ..	5 47
---	------

СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Асина С.С., Смирнов А.А., Карпинский В.Н., Кондрашов Е.И. Исследование возможности применения мощных кремниевых шунтов в системе питания сверхпроводящего ускорителя	9 70
Дерменжи П.Г., Локтаев Ю.М., Ставцев А.В., Черников А.А. Стойкость тиристоров к эффекту du/dt с учётом лавинного умножения электронов и дырок	9 66
Чванов В.А. Перспективная преобразовательная техника	9 61

ИСТОЧНИКИ ТОКА

Баюнов В.В., Кривченко Г.В., Подалинский Ю.А. К вопросу оптимизации электродов свинцового аккумулятора	4 60
--	------

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЁТЫ

Абдуллаев Я.Р., Мамедова Г.В., Керимзаде Г.С. Расчёт многономинальных стабилизаторов переменного тока с левитационной обмоткой	7 20
Багинский Л.В., Сорокин П.Н., Тимофеев И.П. Влияние последовательных коммутаций на работу дифференциальной защиты мощных высоковольтных электродвигателей	7 43
Баранов М.И. Квантовомеханическая модель быстрого нагрева проводника с электрическим током большой плотности	4 38
Баранов М.И. Энергетический и частотный спектры свободных электронов проводника с электрическим током проводимости	7 29
Блинников Д.Н., Геча В.Я., Захаренко А.Б., Шубенин А.В. Датчик шагового контроля специальной электрической машины	12 44
Бочкарёв В.Н., Работаев А.Ф. К расчёту экономического эффекта от внедрения ультразвукового противонакипного устройства типа USP ..	2 52
Буль О.Б. Компьютерные программы расчёта и анализа магнитных систем	12 50
Власов А.Б. Дистанционная оценка величины тепловых потоков оборудования на основе телевизионной диагностики	4 45

Волохов С.А., Добродеев П.Н. Закономерности распределения внешнего магнитного поля электрооборудования	4 28
Емельянов А.Л., Кириченко В.В., Рубцов В.П. Оптимизация параметров источника переменного тока для питания электрического разряда в вакууме	7 34
Земан С.К., Осипов А.В. Многоячейковые регулируемые резонансные преобразователи частоты с многозонной модуляцией в системах высокочастотного индукционного нагрева	4 49
Иванушкин В.А., Кожеуров В.Н., Сарапулов Ф.Н. Моделирование регулятора мощности дуговой электропечи с управляемой зоной нечувствительности	1 33
Иванушкин В.А., Сарапулов Ф.Н., Мезенин С.М. Модели электропечи сопротивления и линеаризация канала управляющего воздействия системы регулирования температуры	1 28
Коняев А.Ю., Коняев И.А., Кузнецов К.В. Исследование электродинамических сепараторов с вращающимся магнитным полем	1 10
Копырин В.С., Ткачук А.А. Математическое моделирование асинхронного частотно-регулируемого электропривода в режиме рекуперации энергии торможения в питающую сеть	1 37
Левин А.Д., Радковский Г.В., Радченко Ю.Н., Липанов В.М., Шутько В.Ф. Применение широтно-импульсной модуляции с удалением выделенных гармоник для улучшения качества выходного напряжения трёхуровневого инвертора	1 57
Малафеев С.И., Копейкин А.И. Идентификация механических потерь в подшипниках электрических машин в режиме колебаний	4 57
Мамедов Ф.И., Дадашева Р.Б., Гусейнов Р.А. Исследование дифференциального электромагнитного датчика со сплошным магнитопроводом в нагрузочном режиме	6 45
Минуллин Р.Г., Фардиев И.Ш. Диагностика локационным методом состояния электрических кабельных линий при их прожиге	6 50
Морозов В.А., Михеев Г.М. Особенности расчёта высокочастотной нагрузочной системы с цепью согласования из параллельного контура с неполным включением	8 53
Нестерин В.А., Ваткин В.А. Имитационная математическая модель вентильного индукторного генератора комбинированного возбуждения	2 41
Острейко В.Н., Афанасьевский В.Е., Колмаков А.В., Малков А.С., Яковлев Г.В. Экспериментально-теоретический метод оценки способности разъединителей отключать ток холостого хода трансформаторов	6 58
Петков А.А. Формирование испытательного импульса тока в активно-индуктивной нагрузке	4 34
Подпоркин Г.В., Пильщиков В.Е., Сиваев А.Д. Повышение дугогасящей способности длинноискровых разрядников	8 47
Пронин М.В. Моделирование и анализ системы с многофазным асинхронным генератором и многотактным активным	5 55
Сарапулов С.Ф., Сокунов Б.А. Трёхфазный индукционный магнитогидродинамический насос и его математическая модель	1 16
Хашимов А.А., Эрнст И.В. О кусочно-линейной аппроксимации кривой намагничивания индукционных преобразователей	7 40
Юркевич В.М., Минаев В.В. Реализация численного расчёта электрического поля методом сферических элементов	7 13

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ

Маслов В.А., Панов А.А., Крупенин Н.В., Гроздов А.Г. Вольт-амперные характеристики полупроводящих лент и эмалей	9 73
--	------

ЭЛЕКТРОУГОЛЬНЫЕ ИЗДЕЛИЯ

Леонов Ю.К. Смирнов Д.Л. Клеммные зажимы производства ОАО «ВНИИР» для электрошкафов различного назначения	2 45
--	------

ЭНЕРГЕТИКА

Ивакин В.Н., Магницкий А.А., Шульга Р.Н. Применение установок тиристорно-управляемой продольной компенсации на линиях электропередачи переменного тока	9 42
---	------

ОБЪЕКТЫ ЭНЕРГЕТИКИ (ИСПЫТАНИЯ, ДИАГНОСТИКА, МЕТОДЫ РАСЧЁТА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ)

Афанасьев А.И. Электрическая прочность воздушных промежутков внешней изоляции электрооборудования при грозовых импульсах	12 38
Власов А.Б. Оценка влияния ветровой нагрузки на результаты тепловизионного контроля объектов энергетики	12 15
Желтов В.В. Метод расчета электротехнических характеристик сверхпроводимости как нелинейного элемента электрической цепи	12 7
Морозов В.А. Определение падающей, отраженной и активной мощностей в двухпроводной линии передачи электрической энергии	12 25
Овчаренко Н.И., Шитов Р.В. Программные избирательные измерительные органы защит от двойных замыканий на землю	12 21
Сайгаш А.С., Сивков А.А., Герасимов Д.Ю., Шарипов Р.Р., Привезенцев С.И. Влияние внешнего магнитного поля на электроэрозионный износ поверхности ускорительного канала коаксиального магнитоплазменного ускорителя	12 32
Силаев А.Н. Методика объёмного моделирования паразитных электромагнитных полей базовых элементов импульсного преобразователя электрической энергии	12 2
Шахтахинский Т.И. О роли диэлектрического покрытия поверхности электродов в электрической прочности газового промежутка находящегося под давлением	12 30

НОВЫЕ КНИГИ

Аракелян В.Г. Физическая химия элегазового электротехнического оборудования	4 65
--	------

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Валерий Александрович Альтов	10 69
Израиль Борисович Пешков	5 65
Исаак Яковлевич Браславский	6 65
Николай Федотович Ильинский	1 64
Оскар Давидович Гольдберг	1 65
Юрий Анатольевич Борцов (к 80-летию со дня рождения)	3 65

НЕКРОЛОГИ

Артём Эмануилович Кравчик	6 63
Валерий Степанович Козлов	7 65
Надежда Петровна Трифонова	12 65

Надежда Петровна Трифонова

13 октября 2006 г. после тяжёлой болезни скончалась доктор технических наук, ветеран ВНИИЭМ Надежда Петровна Трифонова.

Окончив в 1954 г. электромеханический факультет МЭИ, Н.П. Трифонова поступила во ВНИИЭМ, где в течение 40 лет прошла путь от мастера обмоточного цеха опытного завода и инженера-конструктора отдела до доктора техн. наук, заместителя главного конструктора института по корабельному электрооборудованию, руководителя и автора многих научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ по созданию и внедрению в эксплуатацию малошумных электрических машин для нескольких поколений подводных лодок военно-морского флота страны.

В 1971 г. Н.П. Трифонова защитила кандидатскую, а в 1987 г. докторскую диссертации. Уникальность этих работ заключалась не только в научном обосновании, но и в эффективном внедрении в практику разработанных автором принципов и методологии конструирования специальных электрических машин, удовлетворяющих постоянно повышавшимся требованиям флота по виброхарактеристикам и надёжности.

Оригинальные методы специализированных расчётов, совершенно новые конструкторско-технологические решения, разработка высокоэффективных виброизолирующих опор, личное участие автора в предходовых испытаниях ряда подводных лодок по-



зволили Н.П. Трифоновой снизить виброакустические параметры (уровни шума и собственных вибраций) электрооборудования на несколько порядков, а срок службы агрегатов довести до 50–60 лет.

Под руководством и постоянном участии Надежды Петровны были созданы и поставлялись флоту десятки типов корабельных электромашин, некоторые из них востребованы ВМФ до сих пор, а разработанные по её инициативе методы автоматизированного комплексного проектирования малошумных электромеханизмов лежат в основе новых работ ВНИИЭМ.

Н.П. Трифонова впервые создала и исследовала крупные корабельные преобразователи с магнитным подвесом ротора, разработала конструкции мощных роторных машин с магнитными подшипниками для компрессоров газоперекачивающих агрегатов. В насто-

ящее время поставка подобных усовершенствованных машин Газпрому является одним из важных направлений деятельности ВНИИЭМ.

Н.П. Трифонова активно участвовала в работе секций научно-технических советов главного управления Минэлектротехпрома, НТС Госкомитета по науке и технике "Виброзащита машин и механизмов", а также секции НТС МЭТП по надёжности и качеству, в составе которой она руководила изучением влияния собственных вибраций машин на их надёжность. Доклады и отчёты, выпущенные ею, создали основу для соответствующих отраслевых стандартов и неоднократно отмечались благодарностями руководством МЭТП. Н.П. Трифонова пользовалась большим авторитетом, её рекомендации эффективно использовали в своих разработках крупнейшие электромашиностроительные заводы страны.

Высокопрофессиональная деятельность Н.П. Трифоновой была достойно оценена государственными наградами - орденами Трудового Красного знамени, Знак Почёта и медалями.

Надежда Петровна была прекрасным, светлым человеком, чутким и отзывчивым, её мужество и оптимизм всегда помогали сотрудникам преодолевать многие служебные и личные трудности.

Добрая память о Н.П. Трифоновой навсегда сохранится в душе тех, кто знал её и работал с ней.

Коллеги и товарищи

Уважаемые коллеги!

Санкт-Петербургский государственный технический университет
Московский энергетический институт
ОАО «Электропривод»
Академия электротехнических наук
Министерство образования и науки РФ

**Приглашают Вас принять участие в V Международной
(XVI Всероссийской) конференции
по автоматизированному электроприводу.
Конференция состоится 18–21 сентября 2007 года
в г. Санкт-Петербурге.**

Тематика конференции:

- ◆ общие и теоретические вопросы электропривода;
- ◆ новые программные и технические средства электропривода;
- ◆ актуальные вопросы автоматизированного электропривода в машиностроении, судостроении, горной, нефтегазовой и других отраслях;
- ◆ взаимодействие электропривода с внешними устройствами;
- ◆ подготовка и переподготовка инженерных и научных кадров по электроприводу

Формы работы конференции

На конференции предусмотрены доклады на пленарном заседании, секциях и стендовые. В первый день работы будут заслушаны проблемные доклады, посвященные состоянию и перспективам развития автоматизированного электропривода, электрических машин, силовой электроники, микропроцессорных средств, способов управления. В следующие дни будут проходить заседания секций.

Во время работы конференции будет развернута выставка научно-технических разработок.

Рабочие языки конференции – русский, английский.

За дополнительной информацией обращайтесь в секретариат конференции:

195251 Санкт-Петербург, Политехническая ул., д. 29,

Санкт-Петербургский государственный политехнический университет, ОНТИ.

E-mail: onti@stu.neva.ru

Телефоны (8-812) 534-33-02, факс (8-812) 552-85-88

Ответственный секретарь – Воронько Светлана Евгеньевна