



ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

Байда Е.И.	Моделирование динамических характеристик электромагнитных механизмов постоянного тока с магнитной защёлкой	3
Гилёв А.А., Миронов В.С.	Антидриблинговые устройства силовых электрических коммутационных аппаратов с прямым ходом контактов	6
Гречко А.М., Бугайчук В.М.	Аналитический обзор конструкций вакуумных контакторов среднего напряжения	9
Кузьмин В.В., Шпатенко В.С.	К расчету осевых сил в сердечнике статора мощного двухполюсного турбогенератора	13
Олейников А.М., Матвеев Ю.В., Канов Л.Н.	Моделирование режима ветроэлектрической установки малой мощности	16
Петрушин В.С., Бухалфа Бендахман, Якимец А.М., Каленик О.В.	Влияние насыщения стали магнитопровода и вытеснения тока в обмотке ротора на динамические характеристики регулируемых асинхронных двигателей	21
Шуруб Ю.В.	Моделирование асинхронных электроприводов при случайной нагрузке	24

Теоретична електротехніка

Баранов М.И.	Новый электрофизический подход по теоретическому обоснованию явления электростатической индукции в неподвижном металлическом проводнике	27
Гальченко В.Я., Якимов А.Н., Остапущенко Д.Л.	Параметрический синтез формы аксиально-симметричных полюсов электромагнита для создания однородного магнитного поля	33
Рожненко Ж.Г., Толмачев С.Т.	Особенности магнитных свойств и характеристик намагничивания листовых электротехнических сталей	37
Толмачев С.Т., Юхимович Д.Л., Бондаревский С.Л.	Двоякопериодическая задача для полых круговых цилиндров	42

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Батыгин Ю.В., Головащенко С.Ф., Гнатов А.В., Смирнов Д.О.	Магнитное поле и давления, возбуждаемые четырьмя попарно компланарными <input type="checkbox"/> олеоноидами в полости прямоугольной трубы	46
Недзельский О.С., Петков А.А., Пличко А.В., Понуждаева Е.Г.	Повышение надежности работы генератора импульсов тока искусственной молнии	50

Сахно А.А.	Алгоритм измерения тангенса угла диэлектрических потерь основной изоляции трансформаторов тока и вводов 330-750 кВ при непрерывном контроле, под рабочим напряжением	54
------------	--	----

Електротранспорт

Жемеров Г.Г., Ковальчук О.И.	Симметричная трехфазная электромагнитносовместимая с питающей сетью система электроснабжения переменного напряжения для железных дорог	57
---------------------------------	--	----

Електричні станції, мережі і системи

Жорняк Л.Б., Ерж Т.А., Осинская В.И., Баранник С.О.	Исследование методов моделирования для повышения качества электрической энергии в системах электроснабжения потребителей электроэнергии	63
--	---	----

Ювілеї

Заблодський М.М.	До 60-річчя з дня народження	68
------------------	------------------------------	----

Інформація

	Розподільні пристрої низької напруги у промислових установках: запобіжники чи відмикачі? Система Kabeldon. (Продовження)	69
--	--	----

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

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

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

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

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

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

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

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

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ МЕХАНИЗМОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА С МАГНИТНОЙ ЗАЩЕЛКОЙ

У статті розглянуто питання математичного моделювання динамічних процесів, що відбуваються у електромагнітному механізмі з магнітною клямкою та форсированою катушкою. Наведено динамічні характеристики спрацьовування електромагнітного механізму. Дані якісні та кількісні оцінки отриманих результатів.

В статье рассматривается вопрос математического моделирования динамических процессов, происходящих в электромагнитном механизме с магнитной защёлкой и форсированной катушкой. Приведены динамические характеристики срабатывания электромагнитного механизма. Даны количественные и качественные оценки полученных результатов.

ВВЕДЕНИЕ

Появление в последние годы высококоэрцитивных постоянных магнитов привело к существенному изменению в конструкциях электромагнитных приводов. Все большее количество зарубежных производителей (например, АВВ) в качестве привода используют электромагнитные механизмы с магнитной защёлкой. Аналогичные тенденции имеют место и в Украине [1-3]. Основными элементами конструкции таких приводов являются: катушка, работающая кратковременно в форсированном режиме; магнитная система, закрепленная на немагнитном основании; высококоэрцитивные постоянные магниты.

Преимущество таких электромагнитных систем заключается в следующем: катушка электромагнита находится под напряжением доли секунды, нагрев её незначителен, поэтому габариты невелики; при прижатом якоре система не потребляет энергии от электрической цепи; за счет форсировки катушки, быстродействие такого привода достаточно велико; общие габариты электромагнита определяются только индукцией насыщения, а не размерами катушки.

Статический расчет такой системы не вызывает особых сложностей и может быть проведен различными программными комплексами, например FEMM. Но наибольший интерес представляет расчет динамики таких систем для определения быстродействия электромагнитного привода. Попытка решения данной задачи приближенными методами дает неточный результат и не может считаться успешной. В результате обзора литературы по данному вопросу было установлено полное отсутствие данных по более-менее точному расчету динамических характеристик таких систем.

Поэтому, решение данной задачи актуально, так как позволяет определить динамические характеристики приводного электромагнита с магнитной защёлкой, влияющие на надежность работы аппарата в целом.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Постановка задачи заключается в проведении расчета динамики включения электромагнитного механизма с магнитной защёлкой, катушка которого включается на импульсное напряжение с учетом проводимости и нелинейных свойств материала магнитопровода. Рассчитываемый электромагнит планировалось использовать в качестве привода проектируемого электротехнического объекта. Цель данной статьи – получить динамические характеристики спроектированного электромагнита. Решаемые для достижения поставленной цели задачи: провести расчет электромагнитного поля в нелинейной и неоднородной среде с учетом проводимости материала магнитопровода; провести расчет электрической цепи с учетом изме-

няющегося магнитного поля; провести расчет движения якоря электромагнита.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ФОРМУЛИРОВКА ЗАДАЧИ

Вид электромагнита показан на рис. 1. Области D1 – D3 – ферромагнетик; D4 – катушка; D5 – постоянный магнит; D6 – окружающее пространство. Такое положение магнита выбрано в связи с большей наглядностью получаемых результатов (направление движения и значения электромагнитной силы имеют положительное значение). Данная задача решается на деформируемой сетке, причем, величина и скорость деформации сетки вокруг якоря определяется параметрами движения якоря.

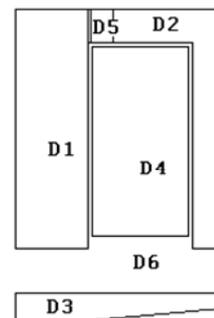


Рис. 1. Расчетная модель электромагнита

Уравнения электромагнитного поля для задачи с осевой симметрией без учета токов смещения можно записать через векторный магнитный потенциал для каждой из рассматриваемых областей:

$$\begin{aligned} \sigma \cdot \frac{\partial A_\varphi}{\partial t} + \nabla \times (\mu^{-1} \cdot \nabla \times A_\varphi) &= 0, \text{ если } D \in D1, D2, D3; \\ \mu^{-1} \cdot \nabla \times (\nabla \times A_\varphi) &= J_\varphi, \text{ если } D \in D4; \\ \nabla \times (\mu^{-1} \cdot (\nabla \times A_\varphi - B_r)) &= 0, \text{ если } D \in D5; \\ \mu^{-1} \cdot \nabla \times (\nabla \times A_\varphi) &= 0, \text{ если } D \in D6. \end{aligned} \quad (1)$$

В (1) предполагается, что электрическая проводимость σ постоянного магнита, катушки (ток распределен равномерно по сечению) и окружающего пространства практически равны нулю. Свойства постоянного магнита задаются остаточной индукцией B_r и относительной магнитной проницаемостью, определяемой на основании B_r и H_c . В (1) плотность тока катушки J_φ определяется на основании уравнения для электрической цепи. Так как катушка намотана равномерно распределенным по сечению проводом, то пренебрегая неравномерностью тока в отдельном проводящем витке для электрической цепи можно

записать уравнение:

$$R \cdot i(t) + \frac{w}{S} \cdot \iiint_V \frac{\partial A_\varphi}{\partial t} \cdot dV = U(t), \quad (2)$$

где R , w , S , V – активное сопротивление, число витков, площадь поперечного сечения и объем катушки соответственно; $i(t)$ – ток катушки; $U(t)$ – напряжение на катушке, имеющее форму, показанную на рис 2.

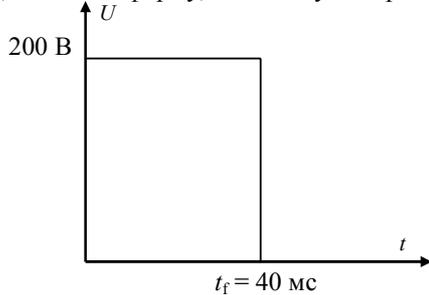


Рис. 2. Вид напряжения, приложенного к катушке электромагнита

Полученная система уравнений (1, 2) должна быть дополнена уравнением движения якоря:

$$\begin{cases} m \cdot \frac{dv(t)}{dt} = Q(t) - P(z) \\ \frac{dz(t)}{dt} = v(t) \end{cases} \quad (3)$$

Уравнение (3) представляет собой уравнение движения тела с постоянной массой, где m – масса якоря и движущихся с ним тел; $v(t)$ – скорость; $Q(t)$ – электромагнитная сила; $P(z)$ – противодействующая сила; $z(t)$ – координата положения якоря.

Электромагнитная сила определяется выражением на основании тензора Максвелла в цилиндрической системе координат:

$$Q = \iint_{S_{pov}} (-0,5 \cdot (H_r \cdot B_r + H_z \cdot B_z) \cdot \mathbf{n}_z \cdot dS_{pov} + \iint_{S_{pov}} ((\mathbf{n}_r \cdot H_r + \mathbf{n}_z \cdot H_z) \cdot B_z) \cdot dS_{pov}, \quad (4)$$

где \mathbf{n} – вектора внешней нормали к поверхности якоря S_{pov} .

Система (1-4) должна быть дополнена начальными условиями, которые для уравнений (2, 3) будут нулевыми. Начальное условие для (1) запишется так:

$$A_\varphi(0, r, z) = f(r, z), \quad (5)$$

где $f(r, z)$ – распределение магнитного потенциала в расчетных областях при обесточенной катушке, полученное на основании решения стационарной задачи для векторного магнитного потенциала (система уравнений 6) при наличии в системе постоянного магнита.

$$\begin{aligned} \nabla \times (\mu^{-1} \cdot \nabla \times A_\varphi) &= 0, \text{ если } D \in D1, D2, D3; \\ \mu^{-1} \cdot \nabla \times (\nabla \times A_\varphi) &= 0, \text{ если } D \in D4; \\ \nabla \times (\mu^{-1} \cdot (\nabla \times A_\varphi - B_r)) &= 0, \text{ если } D \in D5; \\ \mu^{-1} \cdot \nabla \times (\nabla \times A_\varphi) &= 0, \text{ если } D \in D6. \end{aligned} \quad (6)$$

Уравнения (1, 6) должны быть дополнены граничными условиями, задающими значение магнитного потенциала на внешней границе рассматриваемой области и на оси симметрии.

ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ РАСЧЕТА

В качестве основных исходных данных были заданы: значение и форма напряжения электрической цепи; число витков катушки; начальная противодействующая сила; массы движущихся тел; активное сопротивление катушки; параметры постоянного магнита. Для ферромагнитного сердечника и якоря задавалось значение относительной магнитной проницаемости в функции модуля магнитной индукции (рис. 3). Расчеты динамики проводились для электрической проводимости материала электромагнита равной 20 MS/m. Это значение соответствует проводимости конструкционных сталей, таких как Ст3, Ст10, Ст20.

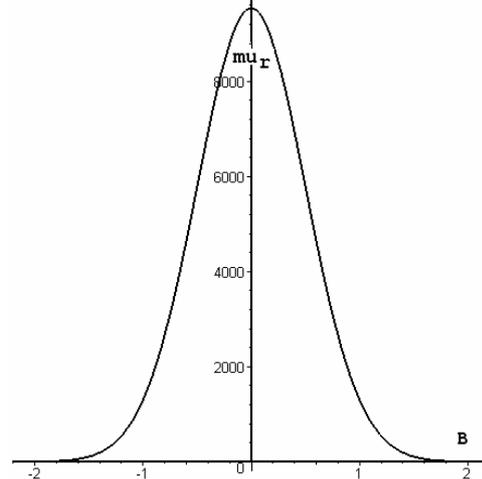


Рис. 3. Кривая относительной магнитной проницаемости

РЕШЕНИЕ ПОСТАВЛЕННОЙ ЗАДАЧИ

Решение задачи проводилось численными методами (метод конечных элементов) в нестационарном режиме на деформируемой сетке решателем с автоматическим (в зависимости от получаемого результата) выбором временного шага для временного интервала (0-0,1) с.

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА

Результаты решения представлены в виде графиков. На рис. 4 показаны графики временной зависимости тока катушки при включении ее на импульсное напряжение.

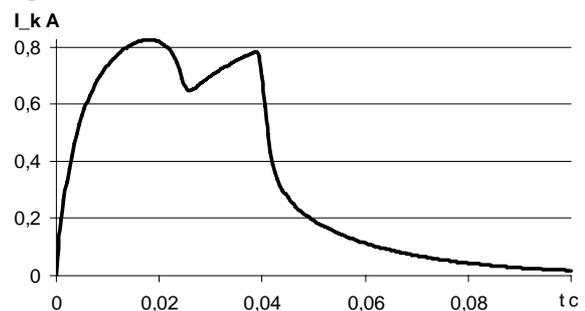


Рис. 4. Временная зависимость тока катушки времени

Расчеты показывают, что предварительное подмагничивание системы постоянным магнитным потоком уменьшает время срабатывания электромагнитного механизма. Данный результат можно объяснить уменьшением начальной эквивалентной индуктивности системы за счет потока подмагничивания системы.

На рис. 5 показано значение электромагнитной силы, действующей на якорь. Из рис. 5 видно, что электромагнитная сила начинается с некоторого ненулевого значения и спадает до значения, определяемого параметрами постоянного магнита, значением

эквивалентного конечного зазора и сечением магнитопровода.

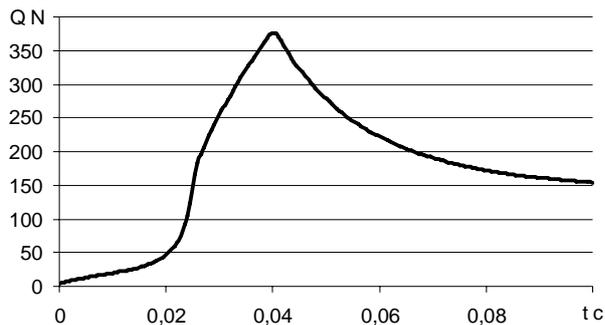


Рис. 5. Временная зависимость электромагнитной силы

На рис. 6 показано изменение модуля магнитного потока в сердечнике.

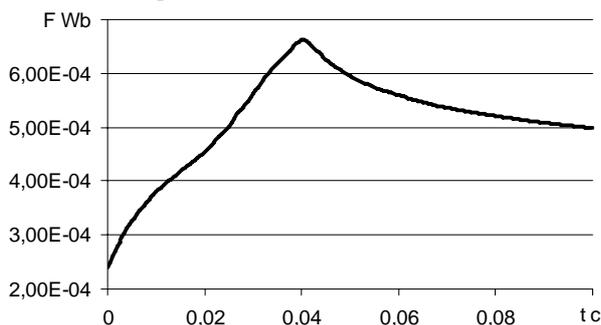


Рис. 6. Временная зависимость магнитного потока

На рис. 7 приведен график противо-ЭДС катушки, имеющий довольно сложную форму.

На рис. 8 показана временная зависимость наведенных в сердечнике вихревых токов, которые могут достигать значений в сотни ампер, а на рис. 9 показана зависимость хода якоря от времени, позволяющая определить моменты трогания якоря и его остановки.

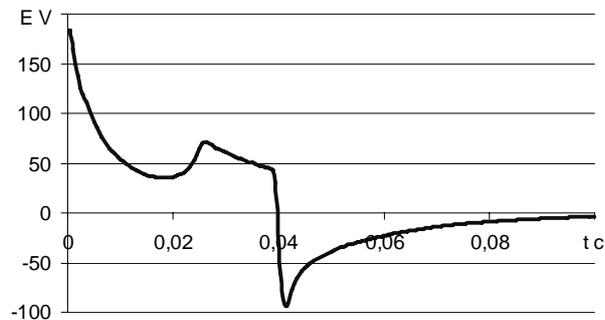


Рис.7. Временная зависимость противоЭДС катушки

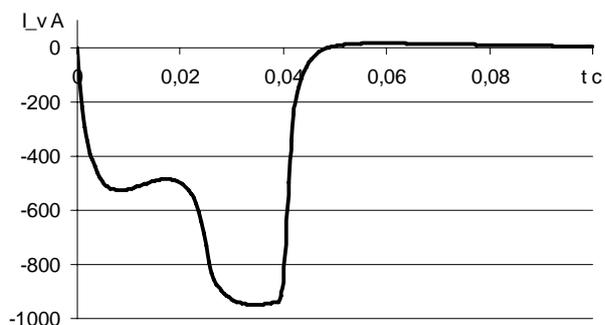


Рис.8. Временная зависимость вихревого тока в сердечнике

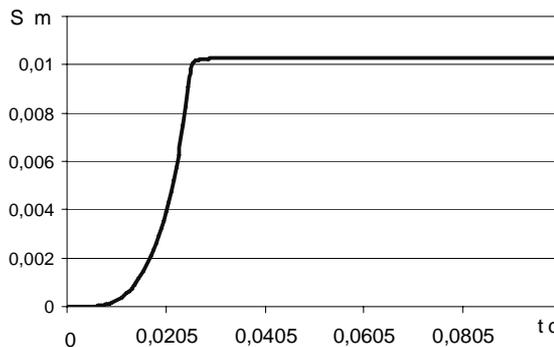


Рис. 9. Зависимость хода якоря от времени

ВЫВОДЫ

Разработана математическая модель динамики включения электромагнита постоянного тока с магнитной защелкой, позволяющая проводить точные расчеты (в пределах точности входных параметров) таких систем на основании решения мультифизической задачи, базирующейся на решении уравнений электромагнитного поля.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Клименко Б.В., Бугайчук В.М., Гречко А.М. Электромагнитные приводы вакуумных выключателей средних напряжений // Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический институт". – Харьков: НТУ "ХПИ", 2004. – № 42. – С. 73-80.
2. Клименко Б.В., Бугайчук В.М., Гречко А.М. Опытный образец двухпозиционного привода вакуумного выключателя среднего напряжения // Электротехника и электромеханика – Харьков, 2005. – №2. С. 23-27.
3. Клименко Б.В., Бугайчук В.М., Гречко А.М., Выронец С.В. Быстродействующий электромагнитный привод с вытеснением магнитного поля для вакуумного выключателя среднего напряжения // Электротехника и электромеханика – Харьков, 2006. – №4. С. 22-26.

Поступила 20.09.2009

Байда Евгений Иванович, к.т.н., доц.
Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21
НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"
тел. (057) 707-69-76

E.I. Bayda

Modeling of dynamic characteristics of DC electromagnetic mechanisms with a magnetic latch.

The paper considers a problem of mathematical modeling of dynamical processes in an electromagnetic mechanism with a magnetic latch and coil forcing. Dynamic characteristics of the electromagnetic mechanism operation are presented. Quantitative and qualitative estimations of obtained results are given.

Key words - DC electromagnetic mechanism, dynamic characteristics, mathematical modeling.

АНТИДРИБЛИНГОВЫЕ УСТРОЙСТВА СИЛОВЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОММУТАЦИОННЫХ АППАРАТОВ С ПРЯМЫМ ХОДОМ КОНТАКТОВ

У роботі проведено огляд існуючих пристроїв для зменшення вібрації контактів електричних комутаторів при виконанні операції включення, а також описано такий пристрій, що працює на принципі феромагнітної муфти.

В работе проведен обзор существующих устройств для уменьшения вибрации контактов электрических коммутаторов при выполнении операции включения, а также описано такое устройство, работающее на принципе ферромагнитной муфты.

ВВЕДЕНИЕ

Постановка задачи. В настоящее время большой проблемой на пути увеличения коммутационного ресурса коммутаторов является вибрация их главных контактов при операции замыкания. Это касается, в первую очередь, как короткозамыкателей, так и выключателей. При замыкании контактов под действием целого ряда упругих элементов внутри аппарата, в том числе и упругого соударения самих контактов, происходит их вибрация, вызывающая повышенный эрозионный износ контактных поверхностей. При значительной амплитуде колебаний подвижного контакта возможно сваривание контактных поверхностей, затрудняющее или даже делающее невозможным выполнение последующей операции отключения. После остановки подвижных частей аппарата в крайнем положении [1], за счет упругих сил сопротивления и удара, начинается движение подвижной части в сторону отключения. В определенном положении включающие силы становятся больше отключающих, и начинается вновь движение в сторону включения. Такие колебания носят название дриблинга и приводят к многократному замыканию и размыканию контактов и потому очень опасны для аппарата.

Нередко в выключателях эрозионный износ контактов при отключении становится равным износу при отключении. Поэтому создание устройств, препятствующих отскоку подвижного контакта при замыкании, является актуальным с точки зрения увеличения коммутационного ресурса контактного узла и всего аппарата в целом.

Анализ публикаций. Первые устройства для предотвращения отскока контактов при их замыкании описаны в патенте №1157015 кл. Н1N (Великобритания) от 1966 года. Они предполагают наличие подпружиненного груза, опирающегося на неподвижный контакт с стороны, противоположной межконтактному промежутку (рис. 1). При соударении контактов груз поглощает значительную часть кинетической энергии подвижного контакта, снижает ударную нагрузку и уменьшает вибрацию контактов. Модификация данного устройства описана в патенте № 3529111 кл. 200-166 (США) в 1968 году. Указанный выше груз перемещается внутри демпферного устройства, рассеивающего приобретенную кинематическую энергию.

Недостатком антидриблинговых устройств с подвижным грузом является вероятность отскока подвижного контакта при возвращении груза в исходное состояние.

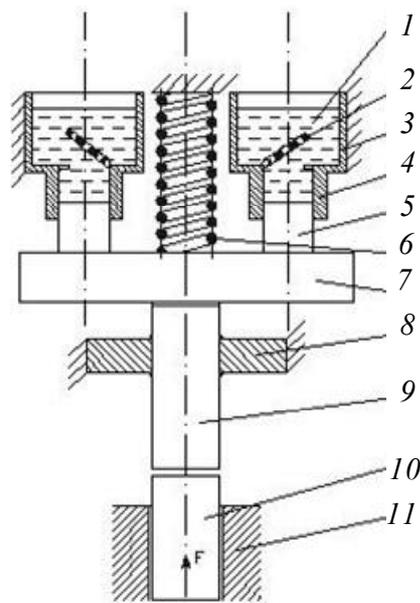


Рис. 1. Антидриблинговое устройство с отскакивающим грузом: 1 – масло; 2 – клапан с фильерными отверстиями; 3 – резервуар; 4 – цилиндр; 5 – поршень; 6 – возвратная пружина; 7 – груз; 8 – фланец; 9 – неподвижный контакт; 10 – подвижный контакт; 11 – направляющая втулка

В авторском свидетельстве СССР № 517067 Кл² Н01Н 3/28 от 1976 г [2] устройство противоотскока в короткозамыкателе представляет собой конический выступ, жестко закрепленный соосно на штоке подвижной части аппарата, который охватывается разрезной конической втулкой, прижатие которой к выступу осуществляется с помощью индукционно-динамического механизма, включаемого в момент соприкосновения контактов короткозамыкателя (рис. 2).

В авторском свидетельстве СССР № 868864 от 1981 г. (Кл³ Н01Н 33/66) [3] подвижный груз снабжен узлом фиксации с помощью электромагнитного устройства, питаемого от постороннего источника электрической энергии или механической защелки с устройством электромагнитного расцепления (рис. 3). При этом предлагаются различные конструктивные варианты защелок.

Все вышеперечисленные устройства, несмотря на разнообразия их принципа действия, не обеспечивают полное гашение колебаний подвижной части аппарата при операции замыкания.

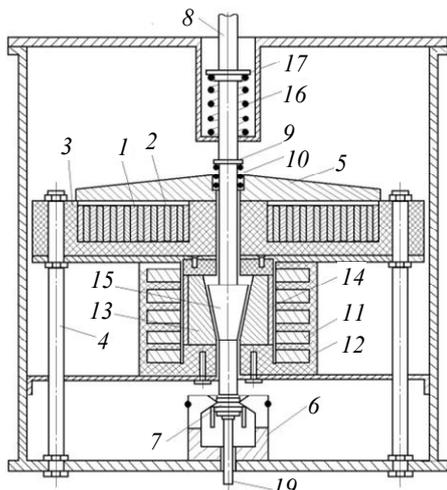


Рис. 2. Короткозамыкатель с антидреблинговым устройством: 1 – многовитковый индуктор; 2 – эпоксидный компаунд; 3 – стеклотекстолитовая оправа; 4 – крепежные болты; 5 – диск ИДМ; 6 – защелка; 7 – конус штока; 8 – шток; 9 – кольцевой выступ; 10 – пружина; 11 – индуктор; 12 – изолированный корпус; 13 – втулка; 14 – медное покрытие; 15 – выступ штока; 16 – пружина; 17 – кольцевой выступ; 18 – биметаллическая пружина; 19 – тяга электромагнитов

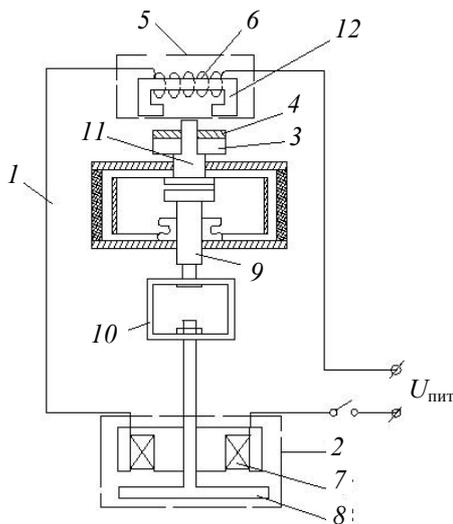


Рис. 3. Вакуумный выключатель с противоотскочным устройством: 1 – вакуумная дугогасительная камера; 2 – электромагнитный привод выключателя; 3 – инерционный груз; 4 – пластина из ферромагнитного материала; 5 – узел фиксации; 6 – катушка электромагнита; 7 – катушка электромагнитного привода; 8 – якорь привода; 9 – токопровод; 10 – переходная муфта; 11 – неподвижный токопровод; 12 – сердечник электромагнита

Целью настоящей работы является описание конструкции и принципа действия нового антидреблингового устройства, использующего порошковый ферромагнитный эффект и обладающего улучшенными, по сравнению с уже известными конструкциями аналогичных механизмов, эксплуатационными характеристиками.

ОПИСАНИЕ УСТРОЙСТВА

Предлагаемое устройство использует порошковый ферромагнитный эффект и представлено на рис. 1. Оно состоит из штока с гладкой поверхностью, выпол-

ненного из ферромагнитного материала и охватываемого пустотелым цилиндром, заполненным мелкодисперсным ферромагнитным порошком. Снаружи цилиндра, жестко закрепленного относительно неподвижного контакта аппарата и являющегося одновременно корпусом устройства, располагается катушка подмагничивания, питающаяся от постороннего источника, например, емкостного накопителя энергии.

Для повышения КПД устройства, катушка может располагаться в пазу корпуса.

Для исключения высыпания порошка из цилиндра в нем предусмотрены сальниковые прокладки, плотно охватывающие шток.

Управление питанием катушки осуществляется с помощью пары контактов или полупроводниковым устройством, например, тиристором.

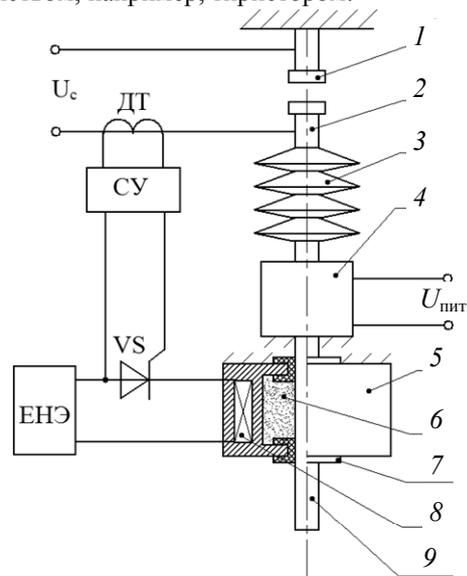


Рис. 4. Антидреблинговое устройство коммутатора

На рис. 4 показано: 1 – неподвижный контакт; 2 – подвижный контакт; 3 – тяговый изолятор; 4 – привод коммутатора; 5 – цилиндрический корпус антидреблингового устройства; 6 – ферромагнитный порошок; 7 – сальниковые прокладки; 8 – катушка подмагничивания; 9 – шток, жестко связанный с подвижной частью аппарата; ДТ – датчик тока; СУ – система управления устройством; ЕНЭ – емкостной накопитель энергии; VS – тиристор управления.

Устройство работает следующим образом. При необходимости замыкания контактов коммутатора подается сигнал управления на привод 4, который перемещает подвижную часть аппарата вплоть до соприкосновения подвижного контакта с неподвижным контактом 1. По силовой сети начинает протекать ток, вследствие чего датчик ДТ выдает сигнал на систему управления. В качестве датчика можно использовать трансформатор тока, датчик Холла и т.д. Система управления СУ подает сигнал на отпирание тиристора VS, он открывается, и энергия от емкостного накопителя энергии ЕНЭ поступает на катушку подмагничивания 9. При этом под действием магнитного поля катушки ферромагнитный порошок 6, являющийся рабочим телом, превращается в монолит, соединяя в одно целое цилиндрический корпус 5 и шток 9. При этом

исключаются какие-либо колебания подвижного контакта, и процесс перемещения подвижной части переходит в статический режим. После разряда конденсатора ЕНЭ катушка 9 обесточивается и шток становится свободным, что позволяет приводу осуществлять требуемое поджатие рабочих контактов между собой.

Большое влияние на качество срабатывания антидриблингового устройства оказывает величина скорости перемещения подвижного контакта в момент его подхода к неподвижному. Скорость смыкания контактов должна удовлетворять одновременно двум техническим требованиям [4].

С одной стороны, скорость в момент соприкосновения контактов должна быть достаточно мала, чтобы не вызвать чрезмерных механических напряжений в момент соударения. Это особенно важно для вакуумных камер, отдельные детали которых в процессе производства подвергаются пайке и дегазации при довольно высоких температурах, это снижает их прочность и упругость. Кроме того, низкая скорость включения позволяет снизить упругие колебания подвижной системы аппарата и повысить ее механический ресурс. И, наконец, низкая скорость движения контактов в момент их встречи способствует более мягкому включению выключателя и упрощает борьбу с вибрацией его контактов.

С другой стороны, повышение скорости включения контактов уменьшает длительность дугового разряда в межконтактном промежутке. Это уменьшает эрозию контактов, их сваривание при последующем смыкании и вероятность появления в цепи повторяющихся пульсаций напряжения, вызванных нестабильностью разрядных характеристик между медленно сближающимися контактами в период перед предварительным пробоем. В вакуумных выключателях скорость перемещения подвижной части $V = 0,6-2$ м/с.

В качестве рабочего тела описанного устройства перспективным представляется применения вместо мелкодисперсного ферромагнитного порошка реомагнитных смесей, представляющих собой полимерную пластмассу со взвешенными в ней ферромагнитными частицами. С применением реомагнетиков уменьшается износ трущихся деталей и повышается эффективность работы всего устройства.

Еще более эффективным для увеличения коммутационного ресурса выключателей представляется синхронное включение нагрузки, т.е. включение вблизи нуля напряжения рабочей сети. В этом случае износ контактов снижается до минимума.

ВЫВОДЫ

В работе описаны конструкция и принцип действия антидриблингового устройства, предназначенного для предотвращения отскока контактов прямоходового силового коммутатора при операции замыкания. Данное устройство позволяет в широком диапазоне регулировать как усилие фиксации подвижного контакта, так и момент, и длительность воздействия этого устройства на шток аппарата.

Применение описанного устройства сводит к минимуму вибрации и отскоки подвижного контакта при замыкании, что значительно увеличивает срок службы контактной пары и улучшает условия коммутации силовых цепей. Особенно эффективно применение данного устройства в совокупности с синхронным включением нагрузки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чунихин А. А. Электрические аппараты. – М.: Энергия, 1975 – 647 с.
2. А. с. 517067 СССР, М. Кл.² H01H 3/28, H01H 79/00. Привод короткозамыкателя / А.П. Однорал, Б.А. Тюткин, Е.Н. Чернов (СССР). – №2070016/07; заяв. 23.10.74; опубл. 05.06.76, Бюл. № 21.
3. А. с. 868864 СССР, М. Кл.³ H01H 33/66. Коммутационный аппарат с устройством для уменьшения вибрации контактов / К. К. Намитоков, Д. П. Солопихин, И. Я. Суворцев, Л. М. Ланда (СССР). – № 2860437124; заяв. 02.01.80; опубл. 30.09.81, Бюл. № 36.
4. Теория и конструкция выключателей под ред. Ч. Х. Флершейма. – Л.: Энергоиздат, 1982. – 493 с.

Поступила 10.10.2009

Гилёв Александр Александрович, к.т.н., доц.,
Миронов Владимир Сергеевич
Севастопольский национальный технический университет,
кафедра судовых и промышленных
электромеханических систем
Украина, 99053, Севастополь, ул. Университетская, 33
тел. (0692) 23-52-72, E-mail: vovamir@gmail.com

A.A. Hilyov, V.S. Mironov

Vibration decreasing devices for high-current electric switching devices with direct motion of contacts.

The existing electrical circuit breakers contacts vibration decreasing devices during switching-on are observed. Such device working by ferromagnetic coupler principle is described.

Key words – circuit breakers contacts, vibration, ferromagnetic coupler.

АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР КОНСТРУКЦИЙ ВАКУУМНЫХ КОНТАКТОРОВ СРЕДНЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

А.М. Гречко, В.М. Бугайчук

У статті проведений аналітичний огляд конструкцій вакуумних контакторів середньої напруги 6-10 кВ, розглянуті принципи роботи їх приводів.

В статті проведено аналітичний огляд конструкцій вакуумних контакторів середнього напруги 6-10 кВ, розглянуті принципи роботи їх приводів.

ВВЕДЕНИЕ

Известно, что примерно две трети вырабатываемой электрической энергии преобразуется в механическую энергию электрическими двигателями, в качестве аппарата управления которыми применяются контакторы. Поэтому от выбора контактора, его надежной работы во многом зависит работоспособность установки в целом.

Цель работы – ознакомление с особенностями конструкций, принципами работы, основными характеристиками вакуумных контакторов среднего напряжения 6-10 кВ.

ОБЗОР ВАКУУМНЫХ КОНТАКТОРОВ

Наибольшее распространение в системе энергоснабжения установок среднего напряжения 6-10 кВ получили вакуумные контакторы таких производителей: Areva T&D (Франция), Siemens AG (Германия), ABB (Германия).

Вакуумный контактор серии CBX (рис. 1) производства Areva T&D [1] состоит из двух основных отсеков – среднего и низкого напряжения, размещенных в корпусе 1 из изоляционного материала. В отсеке среднего напряжения расположены вакуумные камеры, терминалы подключения контактора в силовую цепь, вспомогательные механизмы. В отсеке низкого напряжения размещается электромагнитный привод, система управления 3, вспомогательные блок-контакты 8. Механическая связь между отсеками осуществляется с помощью вращающегося вала 2, передающего тяговое усилие от электромагнитного привода на силовые контакты контактора.

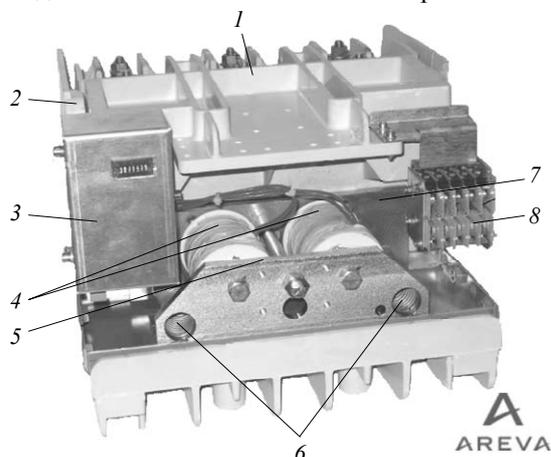


Рис. 1. Вакуумный контактор серии CBX (7,2-12 кВ) производства Areva T&D

На рис. 1 показано: 1 – корпус; 2 – ось вращения вала; 3 – система управления; 4 – катушки включения; 5 – неподвижная часть магнитопровода (ярмо); 6 – пружины отключения; 7 – подвижная часть магнитопровода (якорь); 8 – вспомогательные блок-контакты.

Электромагнитный привод контактора состоит из двух катушек включения 4, размещенных на неподвижной части магнитопровода – двух цилиндрических сердечниках, которые, в свою очередь, зафиксированы на неподвижном Г-образном ярме 5, подвижной части магнитопровода (якоря 7) и расположенных между ярмом и якорем двух спиральных пружин отключения 6.

Принцип работы привода. В исходном положении, благодаря суммарному действию сил пружин отключения, якорь находится на некотором расстоянии от сердечника, катушки включения – обесточены, контактор – отключен. Если через катушки включения с помощью системы управления пропустить электрический ток определенной величины (энергопотребление катушек при включении составляет 500 Вт [1]), в магнитопроводе возникнет магнитный поток, который приведет в движение якорь. Якорь, в свою очередь, механически связан с деталью 1 (рис. 2), передающей усилие от электромагнитного привода через вал на силовые контакты контактора, которые, таким образом, замыкаются – происходит включение контактора.

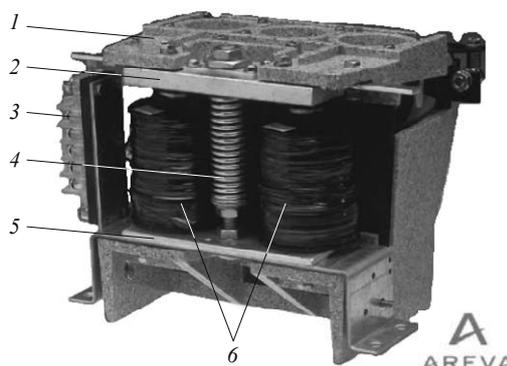


Рис. 2. Электромагнитный привод вакуумного контактора серии CPX (3,6 кВ) производства Areva T&D

На рис. 2 показано: 1 – подвижная (вращающаяся) деталь, передающая усилие от электромагнитного привода на силовые контакты контактора; 2 – ярмо, механически связанный с деталью 1; 3 – вспомогательные контакты; 4 – пружина отключения; 5 – ярмо; 6 – катушки включения.

При этом пружины отключения сжимаются (в контакторе серии СВХ на номинальное напряжение 7,2 и 12 кВ устанавливаются две пружины отключения, в контакторе серии СРХ на номинальное напряжение 3,6 кВ – одна) – в них остается накопленной потенциальная энергия для процесса отключения.

Во включенном положении контактор может оставаться сколь угодно долго, пока катушки включения остаются запитанными. Энергия, необходимая для непосредственно процесса включения контактора намного превосходит энергию, которая требуется для удержания контактов контактора в замкнутом положении. Поэтому при включении на катушки электромагнита подается большой ток, а после включения и короткой временной задержки система управления автоматически уменьшает ток в катушках до значения, необходимого только для удержания контактов контактора замкнутыми; при этом температура нагрева катушек не превышает значения 65 °С (энергопотребление катушек в режиме удержания составляет 150 Вт [1]).

При отключении катушек от источника (может быть двух типов: 24-60 В постоянного тока; 110-240 В переменного тока или 110-250 В постоянного тока) магнитный поток становится равным нулю. За счет высвобождения потенциальной энергии, накопленной в пружинах отключения, якорь возвращается в исходное положение, что приводит к размыканию контактов контактора – он отключается.

Наличие вращающегося вала и передаточного механизма между электромагнитным приводом и контактами контактора усложняет кинематическую схему рассмотренного аппарата, снижает его надежность, что является недостатком данного устройства. Также необходимо отметить относительно высокое энергопотребление катушек в режиме удержания.

Вакуумный контактор серии 3TL81 (рис. 3) производства Siemens AG [2] состоит из двух отсеков – среднего А и низкого Б напряжения, механическая связь между которыми осуществляется с помощью изолятора 5 (рис. 4). Изолятор в отсеке среднего напряжения соединен с подвижным контактом 4 вакуумной камеры 2, в отсеке низкого напряжения – с хвостовиком 12 якоря 10. Между изолятором и хвостовиком установлены контактные пружины 6.

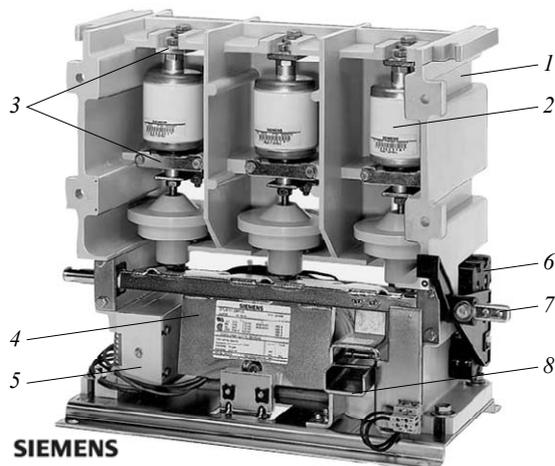


Рис. 3. Вакуумный контактор серии 3TL81 (7,2 кВ) производства Siemens AG

На рис. 3 показано: 1 – корпус; 2 – вакуумные камеры; 3 – терминалы; 4 – электромагнитный привод; 5 – система управления; 6 – вспомогательные блок-контакты; 7 – вал; 8 – механическая защелка.

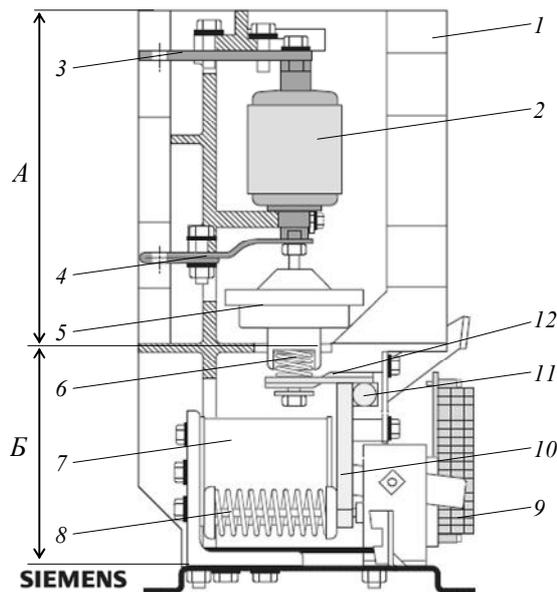


Рис. 4. Кинематическая схема вакуумного контактора (положение "включен") серии 3TL81 производства Siemens AG

На рис. 4 показано: А – отсек среднего напряжения (1 – корпус; 2 – вакуумные камеры; 3 – верхний терминал; 4 – нижний терминал с гибкой связью; 5 – изолятор); Б – отсек низкого напряжения (6 – контактная пружина; 7 – электромагнитный привод; 8 – пружина отключения; 9 – вспомогательные блок-контакты; 10 – якорь электромагнитного привода; 11 – вал; 12 – хвостовик).

Электромагнитный привод контактора представляет собой, можно сказать, классический электромагнит (с той лишь разницей, что в данной конструкции применяются две катушки включения) постоянного тока с вращающимся вокруг вала 11 якорем 10, который механически связан с пружиной отключения 8.

Принцип работы привода. В исходном положении при обесточенных катушках пружина отключения воздействует на якорь электромагнита, который через хвостовик и изолятор удерживает контакты контактора в разомкнутом положении – контактор отключен. При подаче напряжения определенной величины на катушки включения (энергопотребление катушек при включении составляет 600 Вт [2]) якорь, сжимая хвостовиком 12 контактную пружину 6 и пружину отключения 8, осуществляет вращательное движение вокруг вала 11 и притягивается к неподвижной части магнитопровода (сердечникам, на которых расположены катушки) – контакты контактора замыкаются, происходит включение контактора.

Система управления снижает энергопотребление катушек до 90 Вт [2]. В данном положении контактор находится вплоть до момента его отключения, которое происходит при снятии питания с катушек. Под действием пружины отключения 8 якорь возвращается в первоначальное положение, контакты контактора размыкаются, контактор отключается. Удержание

контактов вакуумных камер в разомкнутом состоянии осуществляется за счет силы предварительного сжатия пружины отключения 8.

В качестве дополнительной функции имеется возможность установки механической защелки (поз. 8 на рис. 3), которая представляет собой небольшую по размерам электромагнитную систему (рис. 5). Она позволяет удерживать контакты контактора в замкнутом состоянии, при этом энергопотребление катушек включения отсутствует.



Рис. 5. Механическая защелка вакуумного контактора серии 3TL81 производства Siemens AG

Основным конструктивным недостатком рассмотренного аппарата является необходимость преобразования вращательного движения якоря в поступательное перемещение силовых контактов контактора, что усложняет кинематическую схему данного устройства.

В вакуумном контакторе серии VSC 7 (рис. 6) производства АВВ [3] подвижные контакты вакуумных камер 1 механически связаны с одним общим тяговым изолятором 3, который, в свою очередь, через специальный узел 6 соединен с подвижной частью (штоком 1 на рис. 7) магнитопровода электромагнитного привода 5 (рис. 6). Между вакуумными камерами 1 и тяговым изолятором 3 размещаются контактные пружины 3.



Рис. 6. Вакуумный контактор серии VSC 7 (7,2 кВ) производства АВВ

На рис. 6 показано: 1 – вакуумные камеры; 2 – контактная пружина; 3 – тяговый изолятор; 4 – емкостной накопитель энергии (ЕНЭ); 5 – электромагнитный привод; 6 – узел фиксации тягового изолятора с подвижной частью электромагнитного привода; 7 – система управления.

Конструктивно электромагнитный привод контактора АВВ существенно отличается от рассмотренных выше приводов. Во-первых, электромагнит выполнен шихтованным, несмотря на то, что является электромагнитом постоянного тока – такое техническое решение позволяет повысить его быстродействие. Во-вторых, в электромагните применяются постоянные магниты 4 (рис. 7), позволяющие реализовать так называемый принцип "магнитной защелки" – фиксация якоря электромагнита (а, значит, и контактов контактора) как во включенном, так и в отключенном положениях осуществляется за счет действия остаточного магнитного потока постоянных магнитов. При этом отсутствует необходимость в установке, во-первых, отключающих пружин, во-вторых, дополнительной механической защелки, в-третьих, отсутствует энергопотребление катушек в режиме удержания электромагнита.

Электромагнитный привод контактора состоит из неподвижной части магнитопровода, подвижной части, двух катушек и постоянных магнитов. Подвижная часть магнитопровода (якорь) представляет собой параллелепипед, размещенный внутри окон двух катушек – включения 3 и отключения 6. Неподвижная часть магнитопровода 2 представляет собой два соединенных пакета ферромагнитных пластин Ш-образной формы.

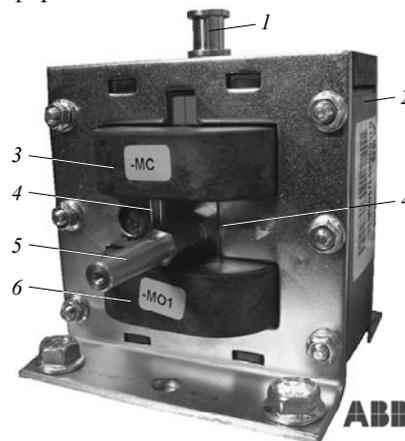


Рис. 7. Электромагнитный привод вакуумного контактора серии VSC 7 производства АВВ

На рис. 7 показано: 1 – шток, механически связанный с якорем электромагнита; 2 – шихтованный Ш-образный магнитопровод; 3 – катушка включения; 4 – постоянные магниты; 5 – рычаг ручного отключения, механически связанный с якорем электромагнита; 6 – катушка отключения.

Внутри магнитопровода размещаются две катушки и якорь, который свободно перемещается внутри катушек. На поверхностях выступов расположены постоянные магниты 4, которые имеют форму параллелепипедов. В состав подвижной части электромагнита также входит немагнитный шток 1, жестко связанный с якорем, и предназначенный для фиксации с тяговым изолятором контактора.

Следует отметить, что подобная конструкция электромагнитного привода ранее уже использовалась в разработках компании АВВ [4], а именно в

конструкции вакуумных выключателей среднего напряжения серии VM1 [5].

Принцип работы привода. В исходном положении (контактор отключен) якорь прижат к нижней части магнитопровода (рис. 8,а), и удерживается в этом положении при обесточенных катушках за счет действия остаточного магнитного потока постоянных магнитов. При подаче питания с ЕНЭ (напряжение 100 В, емкость 10000 мкФ) на катушку включения, расположенную с верхней стороны магнитопровода (рис. 8,б), якорь начнет перемещаться вверх, сжимая контактную пружину и замыкая контакты контактора. Когда якорь дойдет до неподвижной части магнитопровода, он останется в этом положении и после снятия питания с катушки включения, благодаря магнитному потоку постоянных магнитов (рис. 8,в).

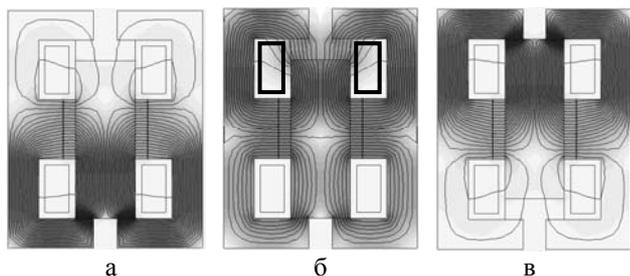


Рис. 8. Распределение магнитного поля в электромагнитном приводе вакуумного контактора АВВ в разных режимах: а – катушки обесточены, контактор отключен; б – на катушку включения подано напряжение; в – катушки обесточены, контактор включен

Для отключения контактора необходимо подать напряжение с ЕНЭ на катушку отключения б (рис. 7) – якорь начнет перемещаться вниз. Кроме тяговой силы электромагнита, способствовать движению якоря будет сила сжатых контактных пружин. Как во включенном, так и в отключенном положениях электромагнит может находиться сколь угодно долго без дополнительной токовой подпитки.

Положительной особенностью кинематической схемы описанной конструкции аппарата является то, что прямолинейное перемещение подвижных частей электромагнита совпадает с направлением движения подвижных контактов вакуумных камер, что позволяет избежать установки дополнительных механизмов по преобразованию направления движения.

Применение в электромагните принципа "магнитной защелки" позволяет обеспечить аппарату целый ряд преимуществ, о которых говорилось выше. Основным недостатком является необходимость применения дорогостоящих постоянных магнитов и ЕНЭ.

ВЫВОДЫ

Основные характеристики рассмотренных вакуумных контакторов приведены в табл. 1.

Как показал обзор вакуумных контакторов среднего напряжения 6-10 кВ, на сегодняшний день в данной области отсутствуют разработки отечественных предприятий электротехнического оборудования. В связи с отсутствием производства в Украине контакторов среднего напряжения потребность в них удовлетворяется исключительно поставками из-за рубежа.

Таблица 1

Параметр	Areva	Siemens	ABB
Ном. напряжение, кВ	7,2		
Ном. ток, А	400		
Частота срабатываний, циклов/час	800	1200	900
Коммутационная износостойкость, млн. циклов	0,5	0,25	1
Механическая износостойкость, млн. циклов	3	0,25	1
Время включения, мс	100-200	50-200	40-50
Время отключения, мс	40-80	50	20-30

Для удовлетворения внутренних потребностей государства в контакторах среднего напряжения актуальной встает задача разработки и внедрения в производство данных типов контакторов с высокими технико-экономическими показателями.

Для решения этой важной задачи требуется проведение научных исследований, направленных на разработку конструкций контакторов среднего напряжения с целью создания конкуренции в данном сегменте рынка электротехнического оборудования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Technical manual NTV 120-2E. Installation, operation & general maintenance. Vacuum contactors AREVA T&D. <http://www.areva-td.com>.
2. Medium-Voltage Equipment. Catalog HG 11.21 (2002). 3TL Vacuum Contactors. Siemens AG 2002. www.siemens.com/medium-voltage-devices.
3. Medium voltage products. V-contact VSC. Вакуумные контакторы среднего напряжения. Technical catalogue. 06. 2009. www.abb.com.
4. Гречко А.М. Электромагнитные приводы вакуумных выключателей средних напряжений / Б.В. Клименко, В.М. Бугайчук, А.М. Гречко // Вісник НТУ "ХПІ". – Харків: НТУ "ХПІ", 2004. – № 42. – С. 73-80.
5. VM1. Vakuu-Leistungsschalter mit Magnetantrieb / Каталог ABB Calor Emag Mutterspannung GmbH 2002. ABB Sace T.M.S. S.p.A.

Поступила 01.04.2010

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

Бугайчук Виктор Михайлович
ООО "АВМ ампер"
Украина, 39605, Кременчуг ул. Красина, 6,
тел. +380 (5366) 3-30-98

A.M. Grechko, V.M. Bugaychuk

Analytic review of medium voltage vacuum contactors constructions.

In the article analytic review of medium voltage 6-10 kV vacuum contactors constructions is resulted, principles of work of their drives are considered.

Key words – vacuum contactors, medium voltage, drive.

К РАСЧЕТУ ОСЕВЫХ СИЛ В СЕРДЕЧНИКЕ СТАТОРА МОЩНОГО ДВУХПОЛЮСНОГО ТУРБОГЕНЕРАТОРА

(комментарии к статье Ю.Н. Васьковского, Ю.А. Шумилова и А.В. Штогринина "Анализ вибровозмущающих осевых сил в сердечнике статора мощного турбогенератора" (Электротехника і електромеханіка. – 2009. – № 2))

У статті доведено, що розрахунки осевих сил в осерді статора турбогенератора за методою магнітних натягів дають результати, що суперечать даним експерименту як якісно, так і кількісно.

В статті показано, що розрахунки осевих сил в сердечнике статора турбогенератора по методу магнитных натяжений дают результаты, которые противоречат данным эксперимента как качественно, так и количественно.

ВВЕДЕНИЕ

В попытке "обойти" теоретические подходы к расчету осевых сил в мощных турбогенераторах, которые изложены в [1] и не только качественно, но и количественно апробированы данными экспериментов и опытом эксплуатации, авторы допускают ряд принципиальных ошибок, сводящих на нет практическую ценность "второй гипотезы".

НЕДОСТАТКИ "АЛЬТЕРНАТИВНОГО" ПОДХОДА

1. Первые симптомы схоластики проявляются уже на стадии постановки задачи исследований – у турбогенераторов ТВВ-1000-2 шпильки никогда не обрывались (материал – Ст. 45), такие явления наблюдались на некоторых генераторах серии ТГВ мощностью 200 и 300 МВт. На большинстве генераторов всех заводов отмечался срыв контртовки (и последующее отвинчивание) стяжных гаек, но всегда только в верхнем секторе. Здесь ни "старая", ни "новая" теория усталостной прочности ни при чем.

Накопленный в последние десятилетия опыт свидетельствует о том, что сердечник статора мощного двухполюсного турбогенератора – отнюдь не статический "узел, служащий для крепления обмотки и проведения магнитного потока" (Ч. Конкордия), а сложная многоэлементная конструкция активного типа, подверженная действию комплекса сил различной природы, влияние которых на работоспособность машины может быть учтено на базе накопленного арсенала классических подходов [1, 6].

2. Заключение о том, что для разрушения шпилек "суммарная амплитуда действующих на статор ТВВ-1000-2 осевых вибровозмущающих сил ... может быть оценена в 51,4 тс; оценка среднего давления (на две стороны) на поверхности крайних пакетов дает значение 51,8 кПа" ничем не обосновано.

Во-первых, на каждую "сторону" статора действует пара коллинеарных сил, т.е. четыре силы с амплитудой 2 А, равной 12,85 тс – по "новой" теории усталостной прочности, 10,68 тс – по расчету авторов якобы достаточных для инициирования ненаблюдаемого явления – обрыва хвостовиков шпилек в ТВВ-1000-2.

При этом следует отметить, что авторам известны результаты наших расчетов (по "первой гипоте-

зе"), которые дают намного большую величину этой амплитуды – около 100 тс (см. приложение). Причем последнее значение найдено на базе экспериментальных данных, о чем речь пойдет ниже.

Во-вторых, для того, чтобы получить среднее значение магнитного тяжения на поверхности концевой пакета 57,8 кПа необходимо, чтобы "среднее" же значение осевой составляющей индукции находилось на уровне 0,38 Тл (согласно (5) в приложении). Это может быть только в случае, если через оба торца (перпендикулярно поверхности крайних пакетов) в статор входит около 15 % рабочего магнитного потока (3,8 Вб), что – явный абсурд.

3. В чем же причина фиаско, которое потерпела предложенная авторами альтернативная гипотеза? Их несколько.

Во-первых, при выполнении полевых расчетов концевой зоны ТВВ-1000-2 принята неадекватная область – как по самой геометрии скоса концевых пакетов, так и в части полного отсутствия экранов. Несмотря на конструктивное разнообразие экранов (медный под или над фланцем, магнитный шунт) все они эффективно подавляют потоки рассеяния [3-5].

В приложении приведены опытные данные по распределению осевых составляющих индукции в районе крайнего листа концевой пакета турбогенератора ТГВ-200-2М, а на их базе – расчет амплитуды осевой силы по методу магнитных натяжений. Результат – 0,4 тс для ТГВ-200-2М, 0,6 тс для ТГВ-320-2П. По последней машине были проведены уникальные эксперименты по измерению 100-герцовых напряжений в шпильках. На их основе была найдена оценка той же силы 70 тс (т.е. в 100 раз больше).

Во-вторых, в дискуссиях с авторами мы неоднократно указывали на то, что метод магнитных натяжений (ММН) [2] имеет ограниченную область применения – он пригоден только для расчета сил, действующих на ферромагнетик во внешнем магнитном поле, т.е. для пассивного тела, каким сердечник статора является лишь в режиме холостого хода; во всех остальных режимах (короткое замыкание, нагрузка) он активен.

Но эксперименты четко показывают, что в режи-

ме холостого хода полей рассеяния в торцевой зоне практически нет, а осевые силы есть и вызывают такую же вибрацию, как и при коротком замыкании.

Более того:

- при испытаниях статоров турбо- и гидрогенераторов в режиме "кольцевого намагничивания" никаких полей рассеяния нет, а осевая вибрация возбуждается [6];

- в трансформаторе при любом режиме работы поток замкнут внутри магнитопровода, а осевая вибрация возникает.

Другими словами, во всех рассмотренных случаях основное действие оказывают внутренние, а не внешние силы. В попытке доказать обратное авторы идут на ряд искажений картины физических процессов. Более подробно эффективность рассматриваемых методов расчета осевых сил оценена в приложении.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Результаты экспериментального определения осевых составляющих индукции на поверхности крайнего пакета статора турбогенератора ТГВ-200-2М в нагрузочных режимах приведены в табл. 1.

Таблица 1

Осевые компоненты индукции (B_{zm}) на поверхности первого листа концевого пакета (лист С1 по [4])

Расположение датчика	В зоне зубца			В ярме сердечника		
	у коронки	посередине	у ножки			
Радиус центра датчика, м	0,67	0,738	0,806	0,82	0,86	0,96
Индукция B_{zm} , Тл						
- в зоне 1	0,58	0,26	0,12	0,10	0,07	0,03
- в зоне 2	0,37	0,18	0,11			
- в зоне 3	0,22	0,14	0,10			

Примечание. Два прореза зубца разделены на три зоны: 1 – набегающий край, 2 – середина, 3 – сбегающий край.

Закономерности изменения амплитуды индукции по радиусу хорошо описываются следующими аналитическими соотношениями

$$B_{zm1} = 0,0189 \cdot R^{-8,56} \text{ для зоны 1; } \quad (1)$$

$$B_{zm2} = 0,0265R^{-6,59} \text{ для зоны 2; } \quad (2)$$

$$B_{zm3} = 0,0396R^{-4,29} \text{ для зоны 3; } \quad (3)$$

$$B_{zma} = 0,0218R^{-7,71} \text{ для ярма. } \quad (4)$$

Параметры геометрии торца сердечника статора: число пазов $Z_1 = 30$, радиус расточки $R_1 = 0,6375$ м, радиус по дну паза $R_n = 0,82$ м, наружный радиус ярма $R_a = 1,215$ м, ширина зубца: в зонах 1 и 3 – $b_1 = b_3 = 0,063 \cdot R - 0,0195$; в зоне 2 – $b_2 = 0,084 \cdot R - 0,026$.

Согласно формуле (9.7), приведенной в [3], верхняя граница нормальной составляющей силы осевого тяжения составляет (при пренебрежении касательны-

ми составляющими поля)

$$F_z = \frac{1}{2} \cdot \int_S \mu_0 \cdot H_z^2 \cdot dS = \frac{1}{2 \cdot \mu_0} \cdot \int_S B_z^2 \cdot dS. \quad (5)$$

Расчет компонентов этой силы в рассматриваемом случае необходимо вести отдельно по зубцовой зоне и ярму сердечника:

- в первом случае:

$$F_{zi} = \frac{1}{2 \cdot \mu_0} \sum_{n=0}^{14} \sin^2(6^\circ + n \cdot 12^\circ) \int_{R_1}^{R_n} B_{zmi}^2 \cdot b_i \cdot dR, \quad (6)$$

- во втором:

$$F_{za} = \frac{1}{2 \mu_0} \int_0^\pi \sin^2 \varphi d\varphi \int_{R_n}^{R_a} B_{zma}^2 \cdot R \cdot dR. \quad (7)$$

В обоих случаях учитывается синусоидальная форма волны индукции в воздушном зазоре. Данные расчета осевых сил по (6) и (7) приведены в табл. 2.

Таблица 2

Компоненты осевых сил

Участок	Зубцы			Ярмо	Всего на одну сторону
	Зона 1	Зона 2	Зона 3		
Сила F_z , Н	2140	1252	391	317	2×4100

Доля потоков рассеяния, которая проникает через торцы сердечника статора, определяется как:

$$\begin{aligned} \Phi_\sigma &= 2 \cdot (\Phi_{z1} + \Phi_{z2} + \Phi_{z3} + \Phi_{za}) = \\ &= 2 \sum_{n=0}^{14} \sin^2(6^\circ + n \cdot 12^\circ) \cdot \int_{R_1}^{R_n} (B_{zmi}^2 \cdot b_1 + B_{zmi}^2 \cdot b_2 \times \\ &\quad \times b_2 + B_{zmi}^2 \cdot b_3) \cdot dR + 2 \cdot \int_0^\pi \sin^2 \varphi d\varphi \int_{R_n}^{R_a} B_{zma}^2 \cdot R \cdot dR. \end{aligned} \quad (8)$$

Вычисления по последней формуле дают значения Φ_σ на уровне $0,075 \cdot B_\delta$, что составляет около 1,5 % от рабочего потока в этом генераторе ($5,07 \cdot B_\delta$), т.е. традиционную для современных турбогенераторов величину.

"Среднее" давление на торец при этом составляет

$$\sigma_{cp} = \frac{\sum F \times 2}{S_T} = \frac{4100 \cdot 2}{3,07} = 2,67 \text{ кПа.}$$

Величина его в значительной степени определяется уровнем индукции в зазоре B_δ

$$\sigma_{cp} = k \cdot B_\delta^2. \quad (9)$$

При рабочей величине $B_\delta = 0,809$ Тл значение k для ТГВ-200-2М составляет $4,08 \text{ кПа} / \text{Тл}^2$. На этой основе можно дать следующий прогноз по величине усилий магнитного тяжения в турбогенераторах ТГВ-320-2П и ТВВ-1000-2 (табл. 3).

Таблица 3

Сравнение величины возмущающих осевых сил
в турбогенераторах различных типов

Параметр	ТГВ-200-2М	ТГВ-320-2П	ТВВ-1000-2
Индукция в зазоре (B_{δ}), Тл	0,809	0,94	1,08
Площадь торца, (S_T), м ²	3,07	3,07	4,90
Среднее напряжение по ММН $\sigma_{ср}$, кПа	2,67	3,60	4,76
Осевое усилие на половину торца по ММН, кН	4,1	5,5	11,7
То же по данным тензометрии [5], кН	–	700	–
То же согласно расчету по [1], кН	–	670	1000

Примечания:

1. Компоненты F_z в зубцовой зоне и в ярме: - коллинеарные по ММН; - ортогональны по методу [1].
2. Генераторы ТГВ-200-2М и ТГВ-320-2П имеют одинаковую геометрию поперечного сечения активной зоны.

ВЫВОДЫ

Использование метода магнитных натяжений для расчета осевых вибровозмущающих сил в сердечниках статоров крупных турбогенераторов дает результаты, которые и количественно и качественно противоречат экспериментальным данным. Коренная причина здесь заключается в том, что эти осевые усилия возникают в результате воздействия основного, рабочего магнитного потока, а отнюдь не потока рассеяния в торцевых зонах сердечника.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Демидюк Б.М., Кузьмин В.В., Шпатенко В.С. О разработке физически содержательного подхода к анализу силовых и энергетических процессов в элементах магнитопроводов электрических машин // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету ім. М. Остроградського. – Випуск 3/2007 (44) Част. 1. – С. 51-55.

2. Тамм И.Е. Основы теории электричества. – М.: "Наука", 1976.
3. Вольдек А.И., Данилевич Я.Б. и др. Электромагнитные процессы в торцевых частях электрических машин. – М., 1983.
4. Экспериментальные исследования магнитного поля, вихревых токов и нагрева в крайних пакетах статора АСТГ-200 (Бурштынская ГРЭС), ТГВ-200-2М (Приморская ГРЭС и Хабаровская ТЭЦ): Отчет о НИР (этап 0508) / Институт электродинамики АН УССР. – Киев, 1986. – 82 с.
5. Методика и результаты исследования механических напряжений в сердечниках статоров турбогенераторов ТГВ-320-2, ТГВ-325-2, ТХ129-2372, отчет ГП завод "Электротяжмаш", Харьков, 2004.
6. Кузьмин В.В., Шофул А.К., Шпатенко В.С. Вибромеханика статоров мощных синхронных генераторов при кольцевом намагничивании // Електротехніка і електромеханіка. – 2008. – № 3.

Поступила 30.01.2010

Кузьмин Виктор Владимирович, д.т.н., проф.
Украинская инженерно-педагогическая академия,
кафедра электроэнергетики
Украина, 61140, Харьков, пр. Гагарина, 92, кв. 43
тел. (057) 7379337, e-mail: t.spat@rambler.ru

Шпатенко Виктор Сергеевич
Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
Украина, 61140, Харьков, пр. Гагарина, 92, кв. 143
тел. (057) 7379403, e-mail: t.spat@rambler.ru

V.V. Kuzmin, V.S. Shpatenko

On axial forces calculation in a large two-pole turbogenerator stator core.

The article proves that calculations of axial forces in a turbogenerator stator core via a magnetic tension method give results that conflict with experimental data both qualitatively and quantitatively.

Key words – turbogenerator, stator, axial forces, calculation methods.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЖИМА ВЕТРОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Побудована модель вітроелектричної установки малої потужності на генераторі з постійними магнітами. Для стабілізації напруги на збірній шині застосовано баластне навантаження і акумуляторну батарею. Виконано моделювання динамічного режиму з випадковим характером швидкості вітру і зміни навантаження.

Построена модель ветроэлектрической установки малой мощности на генераторе с постоянными магнитами. Для стабилизации напряжения на сборной шине применена балластная нагрузка и аккумуляторная батарея. Выполнено моделирование динамического режима со случайным характером скорости ветра и изменения нагрузки.

ВВЕДЕНИЕ

Ветроэлектрическая установка (ВЭУ) преобразует кинетическую энергию ветра в электрическую энергию. Автономные ВЭУ производят электроэнергию для бытовых и промышленных нужд и в современных условиях представляют альтернативу традиционному электроснабжению [1]. Ведущим элементом ВЭУ является ветроколесо, характеризующееся коэффициентом быстроходности

$$z = \frac{R_{\text{вк}} \cdot \Omega}{V},$$

где $R_{\text{вк}}$ – радиус ветроколеса; Ω – его угловая скорость; V – скорость ветра. Возможности повышения частоты вращения ветроколеса ограничивают аэродинамические факторы; использование для этой цели редукторов и других механических устройств нецелесообразно с точки зрения возникновения дополнительных потерь энергии и ухудшения массогабаритных показателей. Потому для получения напряжения приемлемой частоты необходимо использовать многополюсные генераторы. Перспективными для этой цели являются генераторы на постоянных магнитах, которые просты по конструкции, надежны, не требуют дополнительного питания со стороны обмотки возбуждения.

Основной особенностью ВЭУ является необходимость работы в условиях изменения скорости ветра, отдельные порывы которого могут существенно превышать его среднюю скорость, а в другие моменты времени скорость может значительно снижаться. Это обстоятельство вынуждает использовать в ВЭУ сложные механические или гидравлические устройства регулирования скорости, а, следовательно – выходного напряжения генератора, что существенно усложняет и удорожает всю конструкцию и малопригодно для автономной ВЭУ небольшой мощности. Здесь предпочтительнее использовать установки с промежуточным звеном постоянного тока и буферным накопителем энергии с последующим преобразованием ее в напряжение и ток промышленной частоты. В [2] для этих целей предлагается использовать гибридные ветро-солнечные установки, которые, однако, по очевидным причинам не способствуют в полной мере преодолению отмеченных затруднений. В [3] рекомендуется на основании сопоставления мощностных характеристик генератора и ветроколеса регулировать генераторы по

цепи возбуждения, что неприемлемо для избранной ВЭУ с генераторами на постоянных магнитах.

Среди различных типов накопителей энергии наиболее привлекательным средством для буферного накопителя энергии в ВЭУ малой мощности представляются аккумуляторы, которые при достаточной скорости ветра подзаряжаются, а при падении скорости ветра и дефиците мощности отдают энергию нагрузке. Для оперативного регулирования потока мощности от генератора к нагрузке целесообразно также применять балластную резистивную нагрузку, воспринимающую излишки мощности при больших скоростях ветра.

Таким образом, в современной литературе достаточно разработаны типовые схемы ВЭУ большой и средней мощности [1, 3], а также режимы работы генератора с электромагнитным возбуждением или возбуждением от постоянных магнитов [4]. В гораздо меньшей степени исследованы нестационарные динамические режимы ВЭУ малой мощности, характеризующиеся случайной скоростью ветра и случайной величиной сопротивления нагрузки при условии стабилизации напряжения по мгновенным значениям скорости ветра и выходного напряжения генератора.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Целью статьи является разработка функциональной схемы ВЭУ малой мощности с генератором на постоянных магнитах, а также моделирование режима ее работы в условиях случайной скорости ветра и случайного характера изменения сопротивления нагрузки.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА ВЭУ

Упрощенная функциональная схема предлагаемой ВЭУ малой мощности на генераторе с постоянными магнитами изображена на рис. 1. Схема работает следующим образом. Фазное напряжение с генератора ГПМ с номинальной мощностью 1,5 кВт подается на мостовой неуправляемый выпрямитель B и через демпфирующий фильтр Φ поступает на сборную шину 56 В. Сюда же подсоединяется балластная резистивная нагрузка $БН$ и аккумуляторная батарея $АБ$ через контроллер заряда – разряда $КАБ$. Со сборной шины напряжение поступает на инвертор $И$, с выхода которого на нагрузку снимается напряжение 220 В промышленной частоты.

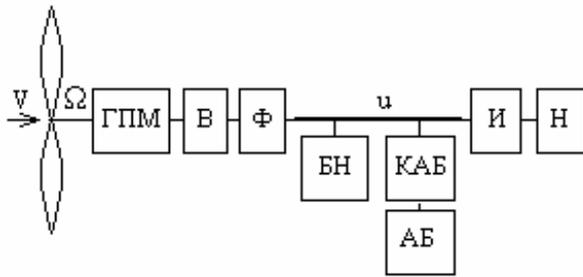


Рис. 1. Функциональная схема ВЭУ

При избытке мощности генератора, что выражается в увеличении напряжения вследствие увеличения скорости ветра, проводимость балластной нагрузки увеличивается, что приводит к оттоку излишней мощности. Кроме того, в этих условиях имеется возможность подзаряда аккумуляторной батареи; ее контроллер обеспечивает ограничение зарядного тока и полное его прекращение при максимальном заряде. Вследствие этого напряжение на сборной шине возрастает незначительно. Аналогичная работа происходит и при снижении мощности, потребляемой нагрузкой. При полной потере мощности нагрузки и полностью заряженной аккумуляторной батарее ветроколесо выводится от ветра или тормозится. Таким образом, в предлагаемой системе не предусматривается прямого регулирования скорости ветроколеса; это происходит опосредованно путем регулирования нагрузки генератора.

Дефицит мощности возникает при кратковременном снижении скорости ветра или набросе нагрузки на инвертор. При дефиците мощности на сборной шине проводимость балластной нагрузки снижается до нуля, а разряжающаяся аккумуляторная батарея поддерживает напряжение на неизменном уровне. Контроллер ограничивает разрядный ток батареи и прекращает его при максимально допустимом ее разряде. Изменение проводимости балластной нагрузки обеспечивается подключением к сборной шине низкоомных резисторов через устройство широтно-импульсной модуляции с частотой 4-6 кГц.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ СИСТЕМЫ

Математическое описание режимов работы генератора с постоянными магнитами при условии синусоидальности кривой выходного напряжения и ненасыщенности магнитной цепи выполняется в ортогональных d, q – координатах с опережающим вращением продольной оси. В подобных генераторах нет специальных демпфирующих обмоток на роторе; их роль играют массивные части ротора или алюминиевая заливка. Согласно результатам исследования [4] демпфирующие токи сравнительно мало влияют на режим такого генератора, поэтому далее в математической модели они будут опущены. Кроме того, изменение магнитного потока вследствие частичного размагничивания существенно проявляется лишь при токах, близких к короткому замыканию. Поэтому далее полагаем, что магнитный поток магнитов остается постоянным. Отметим, что подобное же допущение принято разработчиками модели машины с постоянными магнитами в пакете имитационного моделиро-

вания MATLAB Simulink.

Таким образом, уравнения по продольной и поперечной составляющим токов и напряжений генератора имеют вид [4]:

$$\left. \begin{aligned} 1,5r_i d + 1,5L_d \frac{di_d}{dt} + 1,5L_q i_q \Omega p + u_d &= 0; \\ 1,5r_i q + 1,5L_q \frac{di_q}{dt} - 1,5L_d i_d \Omega p - 1,5\Psi \Omega p + u_q &= 0 \end{aligned} \right\},$$

где u_d, i_d, u_q, i_q – продольные и поперечные составляющие фазных напряжений и токов на выходе генератора; L_d, L_q – индуктивности фазной обмотки статора генератора вдоль соответствующих осей; p – число пар полюсов; r – активное сопротивление фазы обмотки статора; Ψ – потокосцепление магнитов вдоль продольной оси генератора.

Пренебрегая электрической инерционностью обмоток генератора по сравнению с его механической инерционностью и полагая обобщенное сопротивление нагрузки R_H по преимуществу резистивным, последние уравнения получаем в виде

$$\left. \begin{aligned} 1,5r_i d + 1,5L_q i_q \Omega p + \frac{1}{\sqrt{3}} R_H i_d &= 0; \\ 1,5r_i q - 1,5L_d i_d \Omega p - 1,5\Psi \Omega p + \frac{1}{\sqrt{3}} R_H i_q &= 0 \end{aligned} \right\},$$

откуда

$$i_q = \frac{1,5\Psi \Omega p \left(1,5r + \frac{1}{\sqrt{3}} R_H\right)}{L_d L_q (1,5\Omega p)^2 + \left(1,5r + \frac{1}{\sqrt{3}} R_H\right)^2};$$

$$i_d = -\frac{1,5\Omega p L_q i_q}{1,5r + \frac{1}{\sqrt{3}} R_H}. \quad (1)$$

Уравнение динамики механической части ВЭУ имеет вид уравнения равновесия моментов

$$J \frac{d\Omega}{dt} + k_{mp} \Omega + M_{ген} = M_{вк}, \quad (2)$$

где J – момент инерции вращающихся масс; k_{mp} – коэффициент трения; $M_{ген} = 1,5p i_q [1,5\Psi + (L_d - L_q) i_d]$ – электромагнитный момент генератора; $M_{вк}$ – вращающий момент ветроколеса, зависящий от скорости его вращения и скорости ветра [1]:

$$M_{вк} = M(z) \frac{D^3 \rho \pi V^2}{16}, \quad (3)$$

где D – диаметр ветроколеса; ρ – плотность воздуха; $M(z)$ – относительный момент ветроколеса, зависящий от коэффициента быстроходности.

Типовой график относительного момента для трехлопастного ветроколеса, изображен на рис. 2 сплошной линией. Для целей моделирования этот момент аппроксимируется нелинейной зависимостью;

$$M(z) = k_1 e^{-k_2(z-z_0)^2} + k_3 e^{-k_4 z} + k_5 \sin z - k_6 z^5, \quad (4)$$

где $k_1 - k_6$ – коэффициенты аппроксимации.

На рис. 2 аппроксимированная зависимость (4) показана штриховой линией при значениях параметров: $k_1 = 0,09$; $k_2 = 0,35$; $k_3 = 0,006$; $k_4 = 0,03$; $k_5 = 0,009$;

$k_6 = 3 \cdot 10^{-7}$. Как следует из рис. 2, аппроксимация в достаточной степени отражает исходную кривую, особенно с учетом того, что сама исходная кривая $M(z)$ обычно представляется в весьма усредненном виде [1].

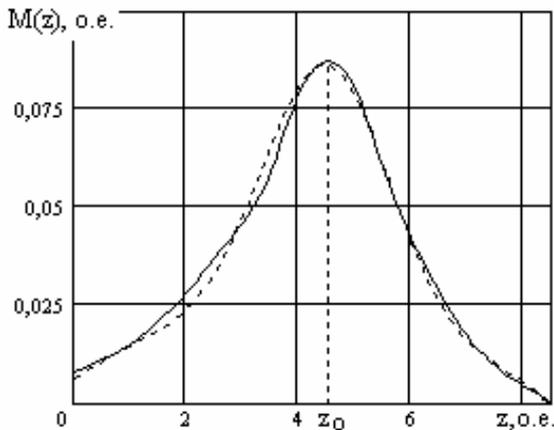


Рис. 2. Типовой график относительного момента

График зависимости сопротивления балластной резистивной нагрузки $r_{бн}$ от напряжения u на сборной шине изображен на рис. 3, на котором U_0 обозначено заданное напряжение $U_0 = 56$ В. При напряжении, большем U_0 , сопротивление $r_{бн}$ уменьшается, и балластная нагрузка принимает избыток мощности, что стабилизирует напряжение на сборной шине. При дефиците мощности, когда напряжение меньше U_0 , сопротивление балластной нагрузки увеличивается. Приведенная на рис. 3 зависимость $r_{бн} = f(u)$ при $u > U_0$ аппроксимируется выражением:

$$r_{бн} = \frac{2}{u - U_0 + 0,002}, \quad (5)$$

где u – текущее значение напряжения на сборной шине.

Возможна также кусочно-линейная аппроксимация соотношения (5). При реализации системы закон высокочастотной широтно-импульсной модуляции конструируется таким образом, чтобы обеспечить среднее значение сопротивления в соответствии с кривой (5).

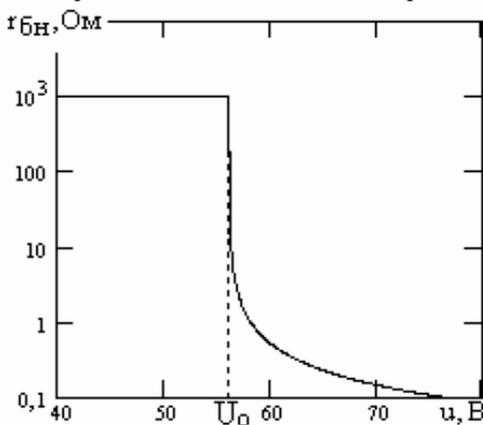


Рис. 3. Сопротивление балластной нагрузки

Идеализированная вольт-амперная характеристика (ВАХ) аккумуляторной батареи $I = f(u)$ изображена на рис. 4 штриховой линией. Почти вертикальный участок этой кривой при $I > 0$ соответствует режиму зарядки, а при $I < 0$ – режиму разрядки. Горизонтальные участки являются нерабочими (и недопустимы); кон-

троллер аккумуляторной батареи исключает выход на эти участки, ограничивая токи заряда и разряда почти вертикальной частью характеристики.

Проводимость батареи $g_{аб} = f(u)$ (рис. 4, сплошная линия), соответствующая данной ВАХ, аппроксимируется выражением

$$g_{аб}(u) = \left. \begin{aligned} & \frac{b_1}{u} - \frac{b_1}{U_0} e^{-b_2(u-U_0)}; u > U_0; \\ & -\frac{b_1}{u} + \frac{b_1}{U_0} e^{b_2(u-U_0)}; u < U_0 \end{aligned} \right\}, \quad (6)$$

где b_1, b_2 – коэффициенты аппроксимации.

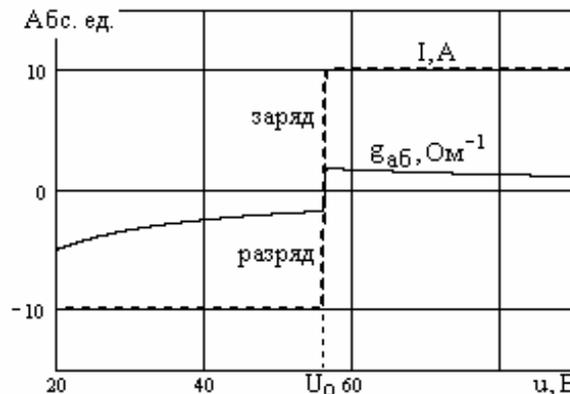


Рис. 4. Вольт-амперная характеристика аккумуляторной батареи

Первые слагаемые в этих выражениях отражают горизонтальные участки ВАХ, а экспоненциальные – обеспечивают плавный переход между этими участками по почти вертикальной линии, соответствующей режимам заряда – разряда батареи. Коэффициент $b_1 = 20$ определяет предельный ток батареи, коэффициент $b_2 = 10$ – определяет степень сглаживания углов характеристики и уровень наклона от вертикали рабочего участка заряда – разряда батареи (подбирается опытным путем). Таким образом, обобщенное сопротивление нагрузки имеет вид:

$$R_H = R_H(t, u) = \left(\frac{1}{r_H(t)} + \frac{1}{r_{бн}(u)} + g_{аб}(u) \right)^{-1}, \quad (7)$$

где $r_H(t)$ – сопротивление полезной нагрузки (входное сопротивление инвертора).

Упрощенное математическое описание узла "выпрямитель – фильтр" определяется уравнением:

$$T_B \frac{du}{dt} + u = R_H I_H, \quad (8)$$

где u – напряжение на сборной шине; T_B – постоянная времени фильтра; $I_H = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$.

Заряд q (количество электричества) аккумуляторной батареи зависит от ее тока и описывается уравнением:

$$T_{аб} \frac{dq}{dt} = u \cdot g_{аб}(u), \quad (9)$$

где $T_{аб}$ – постоянная, характеризующая емкость батареи, и следовательно, скорость ее заряда и разряда.

Правая часть уравнения (9) – ток батареи, ограничиваемый сверху и снизу при разряде и заряде и равный нулю, когда батарея разряжена и $u < U_0$, а

также когда батарея полностью заряжена и $u > U_0$.

Таким образом, уравнения (1) – (7) описывают механическую динамику ВЭУ; уравнение (8) вместе с (1), (5) – (7) описывает напряжение u на сборной шине; уравнение (9) вместе с (6) характеризует текущий заряд батареи.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

На рис. 5 представлены графики стационарного режима ВЭУ на интервале длительностью 70 с при случайной скорости ветра $V(t)$ и случайном характере изменения переменного сопротивления нагрузки $r_n(t)$. Расчет выполнен по вышеизложенной математической модели со следующими численными значениями параметров, характерными для ВЭУ малой мощности с генератором на постоянных магнитах: индуктивности и сопротивление фазы генератора $L_d = 0,0032$ Гн; $L_q = 0,0027$ Гн; $r = 0,3$ Ом; число пар полюсов $p = 12$; магнитное потокоцепление постоянных магнитов на полюс $\Psi = 0,165$ Вб; коэффициент трения $k_{тр} = 0,01$; диаметр ветроколеса $D = 4$ м; момент инерции вращающихся масс $J = 11,1$ кг·м²; постоянные времени: $T_b = 1,1$ с; $T_{аб} = 20$ с.

На рис. 5,а изображены зависимости основных параметров режима от времени, на рис. 5,б – мощности. Для наглядности график скорости ветра показан увеличенным в 5 раз, а график сопротивления нагрузки $r_n(t)$ – увеличенным в 10 раз. Графики показывают,

что ВЭУ в целом успешно справляется с задачей поддержания напряжения u на сборной шине на уровне 56 В. Небольшие отклонения напряжения заметны лишь при значительных перепадах сопротивления нагрузки и скорости ветра. Так, провал напряжения на сборной шине произошел в интервале от 12,3 с до 14 с вследствие неблагоприятного сочетания снижения скорости ветра и сопротивления нагрузки, что привело к быстрому разряду аккумуляторной батареи.

Графики показывают, что изменение скорости ветра сопровождается бросками момента ветроколеса, которые объясняются инерционностью вращающихся масс ВЭУ и требуют повышенного внимания к проектированию ее механической части. В интервалах постоянства скорости ветра момент ветроколеса незначительно превышает момент генератора из-за наличия момента трения. Скорость генератора отслеживает изменение скорости ветра с запаздыванием, объясняемым моментом инерции вращающихся масс и мало зависит от задаваемых значений сопротивления нагрузки. Ток генератора испытывает значительные колебания, объясняемые как изменением сопротивлений $r_n(t)$ и $r_{бн}(t)$, так и током аккумуляторной батареи $i_{аб}$ (на рисунке зарядный ток принят положительным, а разрядный – отрицательным). Заряд батареи в целом поддерживается на достаточном уровне, кроме отмеченного случая провала напряжения на нагрузке, и на интервале от 14 с до 23 с из-за низкого сопротивления нагрузки.

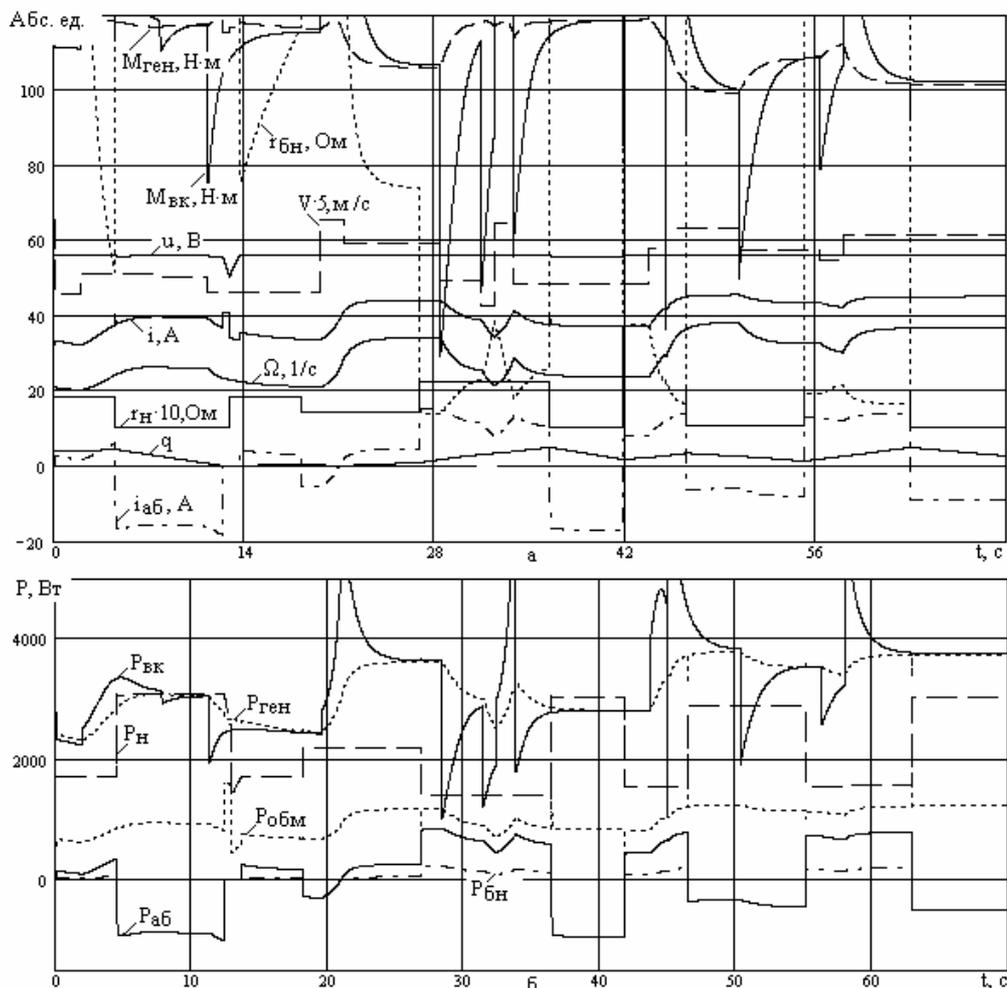


Рис. 5. Стационарный режим ВЭУ

Мощность ветроколеса $P_{\text{вк}} = \Omega \cdot M_{\text{вк}}$ (рис. 5,б) имеет резкие колебания в соответствии с изменением скорости ветра. Мощность генератора складывается из мощности нагрузки, мощности балластного сопротивления, мощности аккумуляторной батареи и мощности нагрева обмоток генератора. В силу инерционности системы мощность генератора $P_{\text{ген}} = \Omega \cdot M_{\text{ген}}$ изменяется плавно и колеблется в пределах от 2,5 кВт до 3,7 кВт. Так как напряжение на сборной шине практически постоянно, график мощности нагрузки $P_{\text{н}} = u^2 / r_{\text{н}}(t)$ практически точно повторяет график изменения сопротивления нагрузки. Мощность аккумуляторной батареи $P_{\text{аб}} = u^2 \cdot g_{\text{аб}}$ во время заряда положительна, а во время разряда – "отрицательна" и подпитывает нагрузку при дефиците мощности генератора. На предельный разрядный ток 20 А батарея выходит только в момент $t = 13$ с. В это время мощность ее составляет 1,3 кВт. На рис. 5,б изображены также графики мощности балластной нагрузки $P_{\text{бл}} = u^2 / r_{\text{бл}}(t)$ и потерь в обмотках генератора $P_{\text{обм}} = r \cdot u^2 / R_{\text{н}}$.

ВЫВОДЫ

Предложенная функциональная схема ВЭУ малой мощности с постоянными магнитами обеспечивает заданный уровень напряжения на сборной шине при значительных колебаниях скорости ветра и сопротивления нагрузки, а ее математическая модель достаточно адекватно описывает стационарные и переходные режимы ВЭУ. Отсутствие трансформатора и редуктора улучшает массогабаритные показатели системы, а применение буферной аккумуляторной батареи достаточной емкости, постоянно подсоединенной к нагрузке, обеспечивает более стабильное напряжение ВЭУ в условиях случайных колебаний скорости ветра и мощности нагрузки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кривцов В.С. Неисчерпаемая энергия. Кн.1. Ветроэнергетика / В.С. Кривцов, А.М. Олейников, А.И. Яковлев. – Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т (ХАИ); Севастополь: Севастоп. нац. техн. ун-т, 2004. – 519 с.
2. Дзензерский В.А. Принципы построения гибридных ветро-солнечных энергоустановок / В.А. Дзензерский, Н.Е. Житник, С.В. Плаксин, Л.М. Погорелая и др. // Электротехника та електроенергетика. – 2007. – № 1. – С. 67-72.
3. Лукутин Б.В. Энергоэффективные управляемые генераторы для ветроэлектростанций / Б.В. Лукутин, Е.Б. Шандарова, А.И. Муравлев // Известия вузов. Сер. Электромеханика. – 2008. – № 6. – С. 63-66.
4. Олейников А.М. Исследование режимов маломощного генератора с постоянными магнитами методом схемного моделирования / А.М. Олейников, Л.Н. Канов // Вестник СевГУ. Сер. Механика, энергетика, экология: сб. науч. тр. – Севастополь, 2007. – Вып. 80. – С. 29-34.

Поступила 30.09.2009

Олейников Александр Михайлович, д.т.н., проф.,

Матвеев Юрий Валентинович, к.т.н., доц.,

Канов Лев Николаевич, к.т.н., доц.

Севастопольский национальный технический университет, кафедра судовых и промышленных электромеханических систем

Украина, 99053, Севастополь, ул. Университетская, 33 тел. (0692) 435272, e-mail: root@sevgtu.sebastopol.ua

A.M. Oleynikov, Yu.V. Matveev, L.N. Kanov

Modeling of a low-power wind plant mode.

A model of a low-power wind plant is built on a permanent magnet generator. For voltage stabilization on the busbar, a ballast and a storage battery are applied. Modeling of dynamic mode is executed for random wind speed and load variations.

Key words – model, wind plant, permanent magnet generator, ballast, storage battery, dynamic mode modeling.

ВЛИЯНИЕ НАСЫЩЕНИЯ СТАЛИ МАГНИТОПРОВОДА И ВЫТЕСНЕНИЯ ТОКА В ОБМОТКЕ РОТОРА НА ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕГУЛИРУЕМЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

У результаті дослідження частотно-регульованого асинхронного двигуна в динамічному режимі встановлено, що у випадку урахування впливу насичення сталі магнітопроводу та витіснення струму в обмотці ротора похибка при визначенні кидків струму для закону управління $U/f = const$, знизилась у середньому до 6 % у порівнянні із 13 % без урахування та, відповідно, до 3 % у порівнянні із 17 % при законі управління із незмінним потокозчепленням ротора $\Psi_2 = const$.

В результате исследования частотно-регулируемого асинхронного двигателя в динамическом режиме установлено, что в случае учета влияния насыщения стали магнітопровода и вытеснения тока в обмотке ротора погрешность при определении бросков тока для закона управления $U/f = const$ снизилась в среднем до 6 % по сравнению с 13 % без учета и, соответственно, до 3 % по сравнению с 17 % при законе управления с неизменным потокозчеплением ротора $\Psi_2 = const$.

ВВЕДЕНИЕ

Явления насыщения стали магнітопровода и вытеснения тока в обмотке ротора влияют на значения параметров схемы замещения асинхронного двигателя (АД). Особенно существенно это влияние в АД регулируемых электроприводов, работающих в широких диапазонах изменения частоты вращения. Ряд работ [1-3] посвящен изменению механических, энергетических, тепловых характеристик с учетом вышеуказанных явлений регулируемых асинхронных двигателей (РАД) в статических режимах. Вместе с тем РАД эксплуатируются преимущественно в перемежающихся режимах с последовательной сменой периодов работы с неизменной нагрузкой на одной частоте вращения, периодами работы на другой частоте вращения, с иной, но также неизменной нагрузкой соответствующей этой частоте. В связи с этим целесообразно исследование динамических характеристик РАД, связанных с переходом с одной частоты вращения на другую. При этом может быть использован значительный опыт по исследованию переходных процессов в асинхронных машинах [4].

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Хотя в некоторых статьях предлагается анализировать переходные процессы в РАД с учетом изменения параметров двигателя [5-8], как правило, исследование характеристик РАД проводится без учета насыщения магнітопровода и вытеснения тока. Математические модели (ММ), используемые для исследования переходных электромагнитных процессов в АД, основаны на системах нелинейных дифференциальных уравнений равновесия напряжений и токов в системе преобразованных координат [9]

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Psi_{s\alpha} &= u_{s\alpha}(t) - r_s d(t) [x_r(t) \Psi_{s\alpha}(t) - x_M(t) \Psi_{r\alpha}(t)], \\ \frac{d}{dt} \Psi_{s\beta} &= u_{s\beta}(t) - r_s d(t) [x_r(t) \Psi_{s\beta}(t) - x_M(t) \Psi_{r\beta}(t)], \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Psi_{r\alpha} &= -p\omega_r \Psi_{r\beta}(t) - r_r(t) d(t) \times \\ &\times [x_s(t) \Psi_{r\alpha}(t) - x_M(t) \Psi_{s\alpha}(t)], \\ \frac{d}{dt} \Psi_{r\beta} &= p\omega_r \Psi_{r\beta}(t) - r_r(t) d(t) \times \\ &\times [x_s(t) \Psi_{r\beta}(t) - x_M(t) \Psi_{s\beta}(t)], \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{1}{J} \left\{ \frac{3p}{2} d(t) x_M(t) [\Psi_{s\beta}(t) \Psi_{r\alpha}(t) - \right. \\ &\left. - \Psi_{r\beta}(t) \Psi_{s\alpha}(t)] - M_c(\omega_r) \right\}, \end{aligned}$$

где $\Psi_{s\alpha}(t)$, $\Psi_{s\beta}(t)$, $\Psi_{r\alpha}(t)$, и $\Psi_{r\beta}(t)$ – потокозчепления статорных и роторных обмоток машины, соответственно по осям α и β ; ω_r – угловая частота вращения вала; p – число пар полюсов; J – суммарный момент инерции привода, приведенный к валу двигателя; $M_c(\omega_r)$ – зависимость момента сопротивления механизма от частоты вращения; r_s , $r_r(t)$, $x_s(t)$, $x_r(t)$, $x_M(t)$ – активные и полные реактивные сопротивления обмоток статора и ротора и сопротивление взаимной индукции, причем все они, за исключением r_s изменяются на каждом шаге интегрирования; $d(t)$ – вспомогательная переменная $d(t) = [x_s(t) \cdot x_r(t) - (x_M(t))^2]^{-1}$; $u_{s\alpha}(t)$ и $u_{s\beta}(t)$ – мгновенные значения напряжений по осям α и β , которые определяются амплитудой напряжения U_m (зависящей от закона частотного управления) и угловым положением обобщенного вектора напряжения φ_1

$$u_{s\alpha}(t) = U_m(t) \cdot \cos(\varphi_1), \quad u_{s\beta}(t) = U_m(t) \cdot \sin(\varphi_1),$$

при этом система дополняется еще двумя дифференциальными уравнениями

$$\frac{d}{dt} \varphi_1 = \omega_1 \quad \text{и} \quad \frac{d}{dt} \omega_1 = \varepsilon_1(t),$$

где ω_1 – угловая частота вращения, а $\varepsilon(t)$ – график угловых ускорений обобщенного вектора напряжения, определяемый задаваемой тахограммой движения привода.

Выражения, связывающие мгновенные значения токов и потокозчеплений, имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} i_{s\alpha}(t) &= d(t) \cdot [x_r(t) \cdot \Psi_{s\alpha}(t) - x_M(t) \cdot \Psi_{r\alpha}(t)], \\ i_{s\beta}(t) &= d(t) \cdot [x_r(t) \cdot \Psi_{s\beta}(t) - x_M(t) \cdot \Psi_{r\beta}(t)]. \end{aligned}$$

где $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ – токи статора по осям α и β . Действующее значение тока статора

$$i_1(t) = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot [i_{s\alpha}(t)^2 + i_{s\beta}(t)^2]}.$$

Математическая модель, построенная на базе вышеописанных дифференциальных уравнений, позволяет провести расчеты частот вращения, токов в фазах обмоток, электромагнитных моментов, потерь.

В каждом из уравнений имеют место нелинейные коэффициенты – параметры двигателя, изменяющиеся в каждой рабочей точке, в том числе и вследствие явлений насыщения магнитной системы и вытеснения тока в обмотке ротора. Один из подходов к анализу динамических характеристик АД предполагает предварительное определение этих коэффициентов для необходимых рабочих точек диапазона регулирования. Поэтому до анализа переходного процесса проводятся расчеты установившихся режимов с целью получения значений всех параметров схемы замещения с учетом вытеснения тока в обмотке ротора и насыщения магнитопровода для необходимых рабочих точек диапазона регулирования. Для этого используются ММ установившихся режимов [10]. При расчетах динамических режимов учитываются изменения на каждом шаге интегрирования системы, т.е. в определенных точках характеристики перехода от одной частоты вращения к другой, величин и частот питающего напряжения в соответствии с используемым законом частотного регулирования, параметров схемы замещения. При нагрузках вентиляторного и тягового характера изменяется также момент нагрузки, значение которого, соответствующее угловой частоте вращения привода, определяется по нагрузочной характеристике. При реализации такого подхода обеспечивается повышение уровня адекватности ММ.

На кафедре электрических машин Одесского национального политехнического университета разработана программа DIMASDrive, с помощью которой рассчитываются динамические характеристики РАД с учетом изменений параметров схемы замещения в каждой рабочей точке диапазона регулирования [11].

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Были проведены теоретические и экспериментальные исследования динамических характеристик асинхронного двигателя АИР71А2У3, который после пуска работал на следующую тахограмму: 1с – 1800 об/мин, 1с – 3000 об/мин, 1с – 4000 об/мин, 2с – 1200 об/мин. Момент инерции двигателя с нагрузочным механизмом составлял $0,0025 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$. Момент нагрузки на валу имел линейную зависимость от числа оборотов, что описывалась следующим уравнением: $M = 0,2 + 0,625 \cdot 10^{-3} \cdot n$. Питание двигателя обеспечивалось транзисторным частотным преобразователем серии Altivar 28 фирмы Telemecanique. Входное сетевое линейное напряжение во время эксперимента составляло 380 В. Преобразователь имел следующие настройки: $U_{ном} = 230 \text{ В}$ и $f_{ном} = 50 \text{ Гц}$, частота модуляции 4 кГц. Скорость нарастания частоты при переходных процессах составляла 50 Гц/с. Характеристики были получены для двух законов частотного

управления $U/f = \text{const}$ и $\Psi_2 = \text{const}$. С целью экспериментального определения действующего значения тока проводилось его осциллографирование. На рис. 1 представлены результаты теоретических (при учете и без учета явлений насыщения и вытеснения) и экспериментальных исследований нестационарных режимов при отработке тахограмм в заданном диапазоне регулирования на различных скоростях при двух законах частотного регулирования.

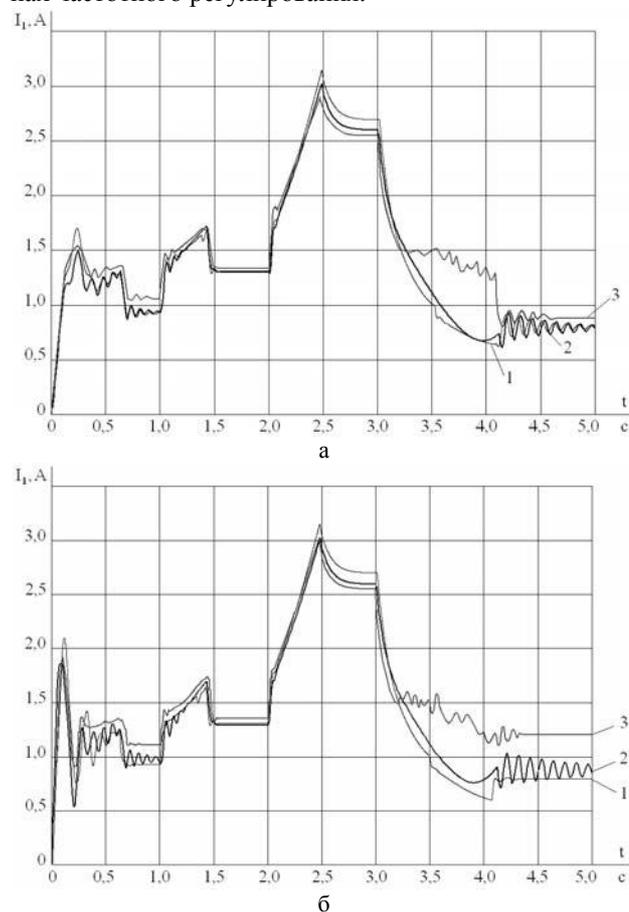


Рис. 1. Изменение тока статора при отработке заданной тахограммы для различных законов управления: а – $U/f = \text{const}$; б – $\Psi_2 = \text{const}$; 1 – без учета насыщения и вытеснения, 2 – с учетом, 3 – данные эксперимента

ВЫВОДЫ

Полученные зависимости позволяют сделать следующие выводы:

- бросок тока при пуске при законе частотного регулирования $\Psi_2 = \text{const}$, больше чем при $U/f = \text{const}$, в связи с особенностями регулирования при данном законе;
- при законе частотного регулирования $\Psi_2 = \text{const}$ двигатель быстрее достигает установившихся значений частот вращения, чем при законе $U/f = \text{const}$;
- установлено, что в случае учета влияния насыщения стали магнитопровода и вытеснения тока в обмотке ротора погрешность при определении бросков тока для закона управления $U/f = \text{const}$ снизилась в среднем до 6 % по сравнению с 13 % без учета и, соответственно, до 3 % по сравнению с 17 % при законе управления с неизменным потокосцеплением ротора $\Psi_2 = \text{const}$;

- расхождение рассматриваемых погрешностей может значительно отличаться от указанных значений для двигателей больших габаритов и других исполнений, в которых явления насыщения стали магнитопровода и вытеснения тока в обмотке ротора проявляются существенно;
- значительная разница в токах, имеющая место при снижении частоты вращения с 4000 до 1200 об/мин (4-ая секунда) обусловлена переходом преобразователя с режима широтно-импульсной модуляции, на режим со 180-й длительностью проводящего состояния транзисторов инвертора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Петрушин В.С., Якимец А.М., Левин Д.М. Учет пространственно-временных гармоник магнитного поля при анализе механических характеристик регулируемых асинхронных двигателей // *Электромашинобудування та електрообладнання: Міжвід. наук.-техн. зб.*, вип. 64, 2005, С. 49-53.
2. Петрушин В.С., Якимец А.М., Каленик Б.В. Влияние насыщения магнитопровода и вытеснения тока в обмотке ротора на энергетические показатели регулируемых асинхронных двигателей // *Наук.-практ. журнал "Електротехніка і Електромеханіка"* № 1, 2008, С. 38-40.
3. Петрушин В.С., Якимец А.М. Универсальная тепловая схема замещения асинхронных двигателей // *Электромашинобуд. та електрообладнан.* – Вип. 59.– 2002. – С. 75-79.
4. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1987. – 248 с.
5. Петрушин В.С., Рябинин С.В., Якимец А.М. Исследование динамических режимов асинхронных двигателей в регулируемых электроприводах. // *Вісник Національного університету "Львівська політехніка"*, № 403, Львів, 2000, С. 142-145.
6. Мартынов В.А. Анализ динамических процессов асинхронных двигателей с учетом вытеснения тока в обмотке ротора // *Электричество.* – 1999. – № 2. – С. 38-41.
7. Петрушин В.С., Якимец А.М. Моделирование динамических режимов асинхронных двигателей при частотном регулировании // *Проблемы автоматизированного электропривода. Вестник НТУ "ХПИ"*. – 2001. – Вып. 10. – С. 156-157.
8. Чермалых В.М., Чермалых А.В., Майданский И.Я. Исследование динамики и энергетических показателей асинхронного электропривода с векторным управлением методом виртуального моделирования // *Проблемы автоматизированного электропривода. Вестник НТУ "ХПИ"*. – 2008. – Вып. 16. – С. 41-45.
9. Петрушин В.С. Учебное пособие "Асинхронные двигатели в регулируемом электроприводе" // *Одесса, Наука и техника*, 2006. – 320 с.
10. Лысенко С.И., Петрушин В.С., Слободниченко Б.И. Математическая модель асинхронного короткозамкнутого двигателя при частотном регулировании. // *Техн. електродинаміка.* – 1998. Спецвып. – С.31-36.
11. Петрушин В.С., Рябинин С.В., Якимец А.М. Программный продукт "DIMASDrive". Программа анализа работы, выбора и проектирования асинхронных короткозамкнутых двигателей систем регулируемого электропривода (свидетельство о регистрации программы ПА№4065). Киев: МОН Украины. Гос. деп. интелект. собств., 26.03.2001.

Поступила 22.10.2009

Петрушин Виктор Сергеевич, д.т.н., проф.,
Якимец Андрей Миронович, к.т.н., доц.,
Каленик Олег Виталиевич
 Одесский национальный политехнический университет
 Украина, 65044, Одесса, пр. Шевченко, 1
 ОНПУ, кафедра "Электрические машины"
 тел. (048) 734-84-94, 734-84-79
 e-mail: victor_petrushin@ukr.net, yakimets@i.ua
Бендахман Бухалфа, к.т.н., проф.,
 l'Université de Béjaïa (Алжир),

V.S. Petrushin, Bendahmane Boukhalfa, A.M. Yakimets, O.V. Kalenik

Influence of magnetic core steel saturation and rotor current displacement on dynamic characteristics of adjustable-speed induction motors.

Results of research on adjustable-speed induction motors in dynamic conditions have revealed that, in case of taking into account influence of magnetic core's saturation and rotor current's displacement, the error of stator's current jump determination decreases to 6 % in comparison with 13 % without allowing for control law of $U / f = \text{const}$, and, accordingly, the error decreases to 3 % in comparison with 17 % for frequency control law of $\Psi_2 = \text{const}$.

Key words – induction motor, frequency control, magnetic core's saturation, rotor current's displacement, dynamic mode.

МОДЕЛИРОВАНИЕ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПРИ СЛУЧАЙНОЙ НАГРУЗКЕ

Наведено методику моделювання та вибору параметрів асинхронних електроприводів, що працюють у несиметричному режимі, при роботі із навантаженнями, які мають випадковий характер.

Приведена методика моделирования и выбора параметров асинхронных электроприводов, работающих в несимметричном режиме, при работе с нагрузкой, которая имеет случайный характер.

ВВЕДЕНИЕ

Асинхронный электропривод значительной части сельскохозяйственных, строительно-отделочных машин и механизмов, имеющих случайную нагрузку, должен рассчитываться с учетом требуемых динамических и энергетических показателей [1, 2]. Во многих случаях питание трехфазного двигателя малой мощности осуществляется от однофазной сети – трехфазно-однофазный электропривод, а в качестве фазосдвигающего элемента используется конденсатор, реже полупроводниковые элементы. При этом необходимо учитывать следующие обстоятельства.

В настоящее время проектируются и выпускаются высокоиспользуемые двигатели с меньшим запасом по нагреву и перегрузочной способности. В то же время качество напряжения питающей сети часто не соответствует норме. В общем случае на входе двигателя имеется несимметричная система напряжений. При случайном характере нагрузки двигателя и напряжения сети выбор и проверка параметров двигателя и фазосдвигающих элементов представляют сложную задачу.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Известно, что симметрия фазных токов асинхронного двигателя с постоянными параметрами фазосдвигающих элементов возможна при одной какой-либо нагрузке. Математически такое событие – попадание в точку трехмерного пространства – имеет вероятность, равную нулю [3]. В практических расчетах режим считают симметричным, если фазные токи отличаются на определенную величину.

Вероятность появления такого режима, когда значения фазных токов заключены в пределах $|I_{A_1} I_{A_2}|, |I_{B_1} I_{B_2}|, |I_{C_1} I_{C_2}|$, получим в виде тройного интеграла

$$p = \int_{I_{A_1}}^{I_{A_2}} \int_{I_{B_1}}^{I_{B_2}} \int_{I_{C_1}}^{I_{C_2}} f(I_A, I_B, I_C) dI_A dI_B dI_C. \quad (1)$$

Нормальное совместное распределение трех случайных величин I_A, I_B, I_C характеризуется плотностью вероятности

$$f(I_A, I_B, I_C) = \frac{1}{\sigma_{I_A} \sigma_{I_B} \sigma_{I_C} \sqrt{8\pi^3 D}} \times \exp\left[-\frac{1}{2D} \sum_{\mu\nu=1}^3 D_{\mu\nu} \frac{(I_\mu - m_\mu) \cdot (I_\nu - m_\nu)}{\sigma_\mu \sigma_\nu}\right], \quad (2)$$

где $m_\mu, m_\nu, \sigma_\mu^2, \sigma_\nu^2$ – математическое ожидание и дисперсия случайной величины I_μ, I_ν соответственно; D – определитель третьего порядка, составленный из значений нормированных коэффициентов корреляции при $\tau = 0$:

$$R_{\mu\nu} = R_{\nu\mu} = \frac{K_{\mu\nu}(0)}{\sigma_\mu \sigma_\nu}; \quad D = \begin{vmatrix} 1 & R_{AB} & R_{AC} \\ R_{BA} & 1 & R_{BC} \\ R_{CA} & R_{CB} & 1 \end{vmatrix}.$$

Для анализа трехфазно-однофазных электроприводов могут быть использованы математические модели случайных процессов изменения нагрузки двигателя при симметричном номинальном напряжении.

В режиме нагрузки линейный ток $I(t)$, потребляемая мощность $P_1(t)$ и момент $M(t)$ являются функциями времени. Если, например, статистические характеристики функции $I(t)$ известны, т.е. известна плотность вероятности $f(I)$, математическое ожидание m_I и корреляционная функция $R_I(t_1, t_2)$, то могут быть определены соответствующее среднеквадратическое отклонение и среднеквадратическое значение тока нагрузки [3].

В случае, когда приложенная к двигателю нагрузка подчинена нормальному закону распределения и стационарна, т.е.

$$f(I) = \frac{1}{\sigma_I \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(I-m_I)^2}{2\sigma_I^2}}; \quad (3)$$

$$m_I(t) = m_I = \text{const};$$

$$\sigma_I^2(\tau) = R_I(t_1, t_2) = R_\tau(0) = \text{const},$$

математическое ожидание и дисперсия квадрата тока:

$$m_{I^2} = m_I^2 + \sigma_I^2; \quad (4)$$

$$\sigma_{I^2}^2 = 2\sigma_I^2(2m_I^2 + \sigma_I^2). \quad (5)$$

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА НАГРУЖЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ В НЕСИММЕТРИЧНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

Наличие сведений о статистических характеристиках тока, мощности или момента позволяет распространить метод эквивалентных величин на симметричные составляющие тока и напряжения прямой, обратной и нулевой последовательностей. Эти составляющие действуют независимо и вызываемые ими эффекты могут быть суммированы по методу суперпозиции. Если изменение нагрузки характеризуется как случайный стационарный процесс, то процесс изменения величин симметричных составляющих описывается стационарными случайными функциями. Таким образом, задача сводится к определению числовых характеристик случайных величин, имеющих функциональную зависимость от другой случайной величины.

При нестационарности процесса нагружения можно обычно выделить достаточно продолжительные зоны стационарности, т.е. построить кусочно-стационарную вероятностную модель процесса и на этой основе пользоваться для расчета методами теории стационарных случайных процессов.

Величина математического ожидания квадрата тока в такой же мере является объективной оценкой условий нагрева, как и среднеквадратическое значение тока для электродвигателей с детерминированным режимом работы. Правомерность эквивалентирования нагрузки на этой основе базируется на слабой коррелированности процесса изменения нагрузки, т.е. малой величине времени $\tau = t_2 - t_1$, при которой автокорреляционная связь является существенной по сравнению с постоянной нагрева двигателя [4].

Обычно при исследовании процессов изменения нагрузки располагают зависимостью потребляемого тока $I(t)$ или мощности $P_1(t)$. При неизменном напряжении питающей сети и постоянных параметрах фазосдвигающих элементов величины токов и напряжений прямой и обратной последовательностей определяются однозначно через параметры двигателя при симметричном питании. Зная закон распределения случайной величины I , можно определить числовые характеристики случайных величин $I_2 = \varphi_2(I)$, $I_1 = \varphi_3(I)$. Математическое ожидание и дисперсия, например, тока прямой последовательности, определяется выражениями

$$m_{I_1} = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_1(I) \cdot f(I) \cdot dI; \quad (6)$$

$$\sigma_{I_1}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} [\varphi_1(I) - m_{I_1}]^2 \cdot f(I) \cdot dI, \quad (7)$$

где $\varphi_1(I)$ – зависимость составляющей тока прямой последовательности от реального тока в фазе (симметричного режима); $f(I)$ – плотность распределения величины $I(t)$.

Отметим, что плотность распределения нагрузки прямой последовательности хорошо аппроксимируется законом Гаусса [2].

Если функция $I_1 = \varphi_1(I)$ достаточно близка к линейной в области практически возможных значений случайных нагрузок, то приближенные значения оценок математического ожидания и дисперсии выражаются элементарными формулами.

Для линейной функции вида $I_1 = b + a \cdot I$, подчиненной нормальному закону, математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение определяются выражениями

$$m_{I_1} = a \cdot m_I + b; \quad (8)$$

$$\sigma_{I_1}^2 = a^2 \cdot \sigma_I^2. \quad (9)$$

Если же эти функции значительно отклоняются от линейных, то формулы (3) и (4) применимы только при малых дисперсиях случайных нагрузок.

После определения допустимой величины тока прямой последовательности производим сопоставление его со значением эквивалентной величины тока прямой последовательности. При этом должно быть соблюдено условие:

$$I_{1\text{Э}} = \sqrt{m_{I_1}^2 + \sigma_{I_1}^2} \leq I_{\text{доп}}, \quad (10)$$

т.е. эквивалентный ток прямой последовательности должен быть меньше или равен допустимому. Если окажется, что условие (5) не выполняется, то необходимо изменить значение расчетной нагрузки.

С учетом сказанного, расчетная величина нагрузки для выбора параметров фазосдвигающих элементов может быть представлена как

$$I_p = m_I + \beta \cdot \sigma_I. \quad (11)$$

Значение коэффициента β зависит от "растянутости" закона распределения тока нагрузки по оси величин и установленной мощности двигателя. Если плотность вероятности $f(I)$ известна, то вероятность превышения ординатой функции $f(I)$ уровня $m_I + \beta \cdot \sigma_I$

$$E = \int_{m_I + \beta \cdot \sigma_I}^{\infty} f(I) \cdot dI. \quad (12)$$

Из (12) может быть с необходимой точностью определено значение коэффициента β . Для нормально распределенной случайной величины тока все рассеивание (с точностью до долей процента) укладывается на участке $m_I + 3 \cdot \sigma_I$.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

По предложенному методу проведен выбор параметров фазосдвигающих элементов и двигателя прямоточной дробилки зерна, проверена работоспособность электропривода при трехфазном и однофазном питании. Определены оценки процесса нагружения как в статике (математическое ожидание, дисперсия), так и в динамике (корреляционная функция, спектральная плотность). Для установления закона распределения случайных величин тока и мощности построены соответствующие гистограммы. Проверка при помощи критерия Пирсона на уровне значимости 0,05 показала, что плотность распределения нагрузки прямоточной дробилки зерна хорошо аппроксимиру-

ется нормальным законом. Коэффициент вариации нагрузки (отношение среднеквадратического отклонения к математическому ожиданию) для исследуемых диаграмм находится в пределах 0,17 до 0,36.

Корреляционная функция и спектральная плотность рассматриваемых диаграмм хорошо аппроксимируются выражениями вида

$$R(\tau) = \sigma^2 e^{-\alpha|\tau|} \cos \beta\tau, \quad (13)$$

$$s(\omega) = \frac{\sigma^2}{\pi} \left[\frac{\alpha}{\alpha^2 + (\omega + \beta)^2} + \frac{\alpha}{\alpha^2 + (\omega - \beta)^2} \right], \quad (14)$$

где α – коэффициент, характеризующий интенсивность затухания корреляционной функции; β – коэффициент, определяющий угловую частоту колебаний.

В этом смысле коэффициенты α и β характеризуют технологический процесс, выполняемый машиной, а форма и вид корреляционной функции – стационарность и эргодичность процесса нагружения машины. Спектральный состав процесса нагружения прямочной дробилки зерна почти равномерен.

Результаты обработки нагрузочных диаграмм подтверждают гипотезу, что при постоянной производительности нагрузку исследуемых машин можно считать стационарной случайной функцией времени, обладающей эргодическими свойствами.

Математическую модель процесса нагружения однотипных машин с переменной производительностью можно представить как стационарную неэргодическую функцию, содержащую случайную составляющую, обусловленную производительностью машины, и случайную стационарную эргодическую функцию, обусловленную технологией процесса:

$$Z(t) = y + x(t), \quad (15)$$

где y – случайная величина с дисперсией σ_y ; $x(t)$ – эргодическая стационарная случайная функция с характеристиками m_x и R_x .

Приняв, что $x(t)$ и y не коррелированы, можно найти математическое ожидание и корреляционную функцию процесса нагружения машины. В дальнейшем по степени разброса нагрузки и по характеру затухания корреляционной функции производится корректировка параметров фазосдвигающих элементов в зависимости от изменения производительности машины.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Корчемний М.О., Філоненко А.Ф., Юсупов Н.А. Експлуатаційна надійність електродвигунів у сільськогосподарському виробництві // Механізація та електрифікація сільського господарства. – 1991. – Вип. 73. – С. 78-80.
2. Беспалов В.Я. Динамические показатели трехфазных асинхронных двигателей в однофазной сети // Электротехника. – 2000. – № 7. – С. 13-15.
3. Вентцель Е.С., Овчаров Л.А. Прикладные задачи теории вероятностей. – М.: Радио и связь, 1983.
4. Заславская Т.Б., Железко Ю.С., Нейман В.В. О допустимых значениях токов и напряжений обратной последовательности при случайном характере их изменения // Электричество. – 1981. – № 9. – С. 58-60.

Поступила 01.10.2009

Шуруб Юрий Викторович, к.т.н.
Институт электродинамики НАН Украины
Украина, 03680, Киев, пр. Победы, 56
тел. (044) 454-26-37

Yu. V. Shurub

Simulation of induction electric drives under random load.

A simulation and parameter choice technique for phase shifting elements of induction electric drives in an asymmetrical operating mode under random loads is given.

Key words – induction motor, electric drive, asymmetrical mode, random load.

М.И. Баранов

НОВЫЙ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЙ ПОДХОД ПО ТЕОРЕТИЧЕСКОМУ ОБОСНОВАНИЮ ЯВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОЙ ИНДУКЦИИ В НЕПОДВИЖНОМ МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДНИКЕ

Викладені нові уявлення про можливий електрофізичний мікромеханізм, що приводить до виникнення на протилежних поверхнях нерухомого незарядженого масивного плоского металевго провідника, що знаходиться в однорідному електростатичному полі іншого нерухомого позитивно зарядженого масивного плоского металевго провідника, індукційних зв'язаних зарядів і потенціалів протилежної полярності. Показано, що даний мікромеханізм дозволяє теоретично обґрунтувати явище електростатичній індукції в двозв'язній системі фізичних тіл.

Изложены новые представления о возможном электрофизическом микромеханизме, приводящем к возникновению на противоположных поверхностях неподвижного незаряженного массивного плоского металлического проводника, находящегося в однородном электростатическом поле другого неподвижного положительно заряженного массивного плоского металлического проводника, индукционных связанных зарядов и потенциалов противоположной полярности. Показано, что данный микромеханизм позволяет теоретически обосновать явление электростатической индукции в двухсвязной системе физических тел.

ВВЕДЕНИЕ

Несмотря на то, что явление электростатической индукции (ЭСИ) было открыто опытным путем английским физиком Стивеном Грэйем более 270 лет тому назад (в 1729 г.) [1, 2], по мнению автора, до сих пор в мировой электротехнической литературе отсутствует описание физического микромеханизма возникновения и протекания явления ЭСИ даже для простейших систем металлических тел (проводников). Как известно, явление ЭСИ связано с наведением в электронейтральном проводящем теле на его взаимно противоположных поверхностях индукционных связанных электрических зарядов противоположной полярности из-за действия на него распределенного по поверхности свободного электрического заряда другого заряженного проводящего тела, расположенного через изоляцию вблизи этого незаряженного тела [1, 3]. Явление ЭСИ широко используется в технике электростатического экранирования электроизмерительных приборов и радиоэлектронных средств при их защите от воздействия внешних электрических полей, электротехнике и технике высоких напряжений (например, в низко- и высоковольтных конденсаторах с металлическими обкладками, являющихся в настоящее время одним из основных видов накопителей электрической энергии) [4, 5]. Не обойтись без применения явления ЭСИ при объяснении природных электрофизических процессов, протекающих в земной воздушной атмосфере и, в особенности в предгрозовой период в ней (например, в системе "заряженное облако-земля") [6]. В связи с вышеизложенным определенный научный и практический интерес в области электричества представляет теоретическое описание при определенных допущениях электрофизического микромеханизма, лежащего в основе явления ЭСИ для проводящих тел различной формы. Подобному приближенному описанию возможного физического микромеханизма явления ЭСИ для наиболее простейшей двухсвязной системы изолированных друг от друга проводящих тел и посвящена данная работа.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИЗУЧЕНИЯ ЯВЛЕНИЯ ЭСИ В НЕПОДВИЖНОМ МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДНИКЕ

Рассмотрим в декартовой системе координат размещенное в воздушном пространстве изолированно от земли при нормальных атмосферных условиях (давление воздуха составляет $1,013 \cdot 10^5$ Па, а его температура равна 0°C [3]) неподвижное массивное металлическое изотропное плоское электронейтральное тело 2 толщиной d_2 с двумя плоскими параллельными поверхностями S_2 , одна из которых расположена на расстоянии h от плоской поверхности S_1 другого неподвижного массивного металлического изотропного плоского положительно заряженного тела 1 толщиной d_1 (рис. 1). Примем, что незаряженное тело 2 было предварительно внесено во внешнее однородное электростатическое поле заряженного металлического тела 1. Пусть $S_1 = S_2$, а плотность некомпенсированных свободных зарядов на наружной плоской поверхности S_1 положительно заряженного тела 1 постоянна и равна $\sigma_1 = q_1 / S_1$, где q_1 – положительный электрический заряд, находящийся на плоской поверхности S_1 неподвижного проводника 1. Считаем, что заряженной поверхности S_1 с электрическим зарядом q_1 проводящего тела 1 соответствует положительный электрический потенциал φ_1 . Полагаем, что величина изоляционного зазора h между смежными идентичными плоскими поверхностями S_1 и S_2 рассматриваемых тел 1 и 2 существенно меньше их геометрических размеров (ширин, длин и толщин d_1 и d_2). Поэтому влиянием краевых областей в исследуемой системе двух проводящих тел на распределение между этими телами электростатического поля пренебрегаем и допускаем, что данные металлические проводники расположены в воздушной среде близко друг к другу и между ними существует однородное электростатическое поле с результирующей напряженностью E_1 .

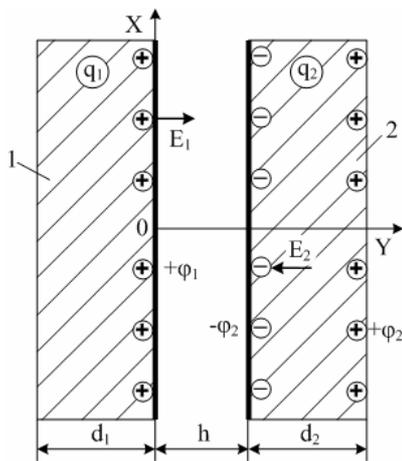


Рис. 1. Расчетная конструкция заряженного 1 и незаряженного 2 массивных плоских металлических проводников, используемая при описании электрофизического микромеханизма возникновения и протекания в ней явления ЭСИ

Принимаем, что в неподвижном заряженном 1 и незаряженном 2 металлических проводниках в соответствии с положениями физики твердого тела присутствуют хаотично движущиеся с тепловой скоростью $v_F \ll v_c$ ($v_c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в вакууме) в их материалах нерелятивистские свободные электроны [3], имеющие элементарный отрицательный электрический заряд, равный $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл [7]. Заряды свободных электронов тел 1 и 2 в принятой инерциальной системе отсчета можно считать точечными, т.к. диаметр данных носителей электричества много меньше линейных размеров этих физических тел. Полагаем, что образуемые такими свободными зарядами толщины заряженных слоев на поверхностях S_1 и S_2 пренебрежимо малы. Требуется на основе известных положений классической физики в принятом приближении описать электрофизический микромеханизм, обеспечивающий процесс распределения индукционных электрических зарядов в неподвижном металлическом электронейтральном теле 2, предварительно внесенном в однородное электростатическое поле положительно заряженного плоского металлического тела 1, и объясняющий для незаряженного проводника 2 явление ЭСИ в принятой простейшей системе двух физических проводящих тел.

2. ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ ИДЕИ И МАТЕМАТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ ПРЕДЛАГАЕМОГО ПОДХОДА

После внесения незаряженного металлического проводника 2 в однородное электростатическое поле с результирующей напряженностью E_1 заряженного металлического тела 1 на свободные электроны этого электронейтрального проводника толщиной d_2 начнут действовать силы их электростатического взаимодействия с положительным зарядом q_1 тела 1, равномерно распределенным по его плоской поверхности S_1 с постоянной плотностью σ_1 . Прежде всего, это будет касаться свободных электронов металлического тела 2, оказавшихся вблизи поверхности S_2 , прилегающей к воздушному зазору h . Электрический заряд q_1 с учетом фундаментального закона квантования любого

заряда [8] можно представить в виде системы точечных положительных зарядов, насчитывающей число таких свободных зарядов q_1 / e_0 на поверхности S_1 и создающей в воздухе наложением своих полей результирующее внешнее электростатическое поле с напряженностью E_1 . Данные электростатические силы между разноименно заряженными точечными электрическими зарядами рассматриваемых металлических тел вызовут определенное смещение на величину Δy_e вдоль ширины d_2 свободных электронов незаряженного проводника 2 в сторону положительно заряженного тела 1 и его плоской поверхности S_1 . В рассматриваемом случае максимальную суммарную силу электростатического притяжения F_{21} свободных электронов в количестве q_2 / e_0 на плоской поверхности S_2 неподвижного незаряженного проводника 2 к неподвижному заряженному телу 1 с числом точечных свободных зарядов q_1 / e_0 на его смежной плоской поверхности S_1 в соответствии с законом Кулона для двух неподвижных точечных электрических зарядов и принципом суперпозиции электрических полей (сил) в скалярной форме записи можно представить в следующем приближенном виде [3]:

$$F_{21} = \frac{\sigma_1 \cdot S_1 \cdot q_2}{4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot h^2}, \quad (1)$$

где q_2 – индукционный отрицательный связанный электрический заряд, возникающий на плоской поверхности S_2 проводника 2, прилегающей через воздушную изоляцию к идентичной плоской поверхности S_1 положительно заряженного тела 1; $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная [7].

Природа возникновения на поверхностях S_2 электронейтрального проводника 2 связанных зарядов q_2 разной полярности обуславливается кулоновским взаимодействием свободных зарядов проводящих тел 1 и 2. Так, появление суммарной кулоновской силы F_{21} согласно (1) и вызванного ею смещения влево на указанную величину Δy_e свободных электронов тела 2 в исследуемой системе физических тел приводит к тому, что на плоской поверхности S_2 электронейтрального проводника 2, прилегающей к заряженному телу 1, появляется избыток свободных электронов с суммарным связанным отрицательным электрическим зарядом q_2 и ее отрицательным потенциалом $-\phi_2$, а на его противоположной и удаленной от металлического тела 1 другой плоской поверхности S_2 – недостаток свободных электронов с суммарным связанным положительным электрическим зарядом q_2 и ее положительным потенциалом $+\phi_2$. Алгебраическая сумма этих связанных отрицательных и положительных зарядов (потенциалов) на смежных поверхностях S_2 проводника 2 в соответствии с фундаментальным законом сохранения электрического заряда [3, 4] будет всегда равной нулю. С учетом используемых допущений в первом приближении вначале можно принять, что появляющийся на обращенной к заряженному металлическому телу 1 плоской поверхности S_2 проводника 2 индукционный связанный электрический заряд при достаточно малом воздушном зазоре h ($h \ll d_1$, $h \ll d_2$, $h \ll S_1^{1/2}$, и $h \ll S_2^{1/2}$) характеризуется модулем поверхностной плотности σ_2 , приближен-

но равным $\sigma_2 = \sigma_1 = q_2 / S_2$. Тогда выражение (1) при принятом условии $S_1 = S_2$ можно записать в виде:

$$F_{21} = \frac{\sigma_1^2 \cdot S_1^2}{4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot h^2}. \quad (2)$$

Из (2) для максимальной элементарной усредненной кулоновской силы притяжения, приходящейся на один смещаемый влево к положительно заряженному телу 1 (см. рис. 1) на величину Δy_e свободный электрон незаряженного неподвижного металлического проводника 2, имеем:

$$F_{20} = \frac{e_0 \cdot F_{21}}{\sigma_2 \cdot S_2} = \frac{e_0 \cdot \sigma_1 \cdot S_1}{4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot h^2}. \quad (3)$$

В процессе указанного упорядоченного направленного смещения на Δy_e в неподвижном незаряженном проводнике 2 свободных электронов внутри этого проводника в направлении, противоположном оси OY и вектору результирующей напряженности E_1 внешнего электростатического поля в воздушном зазоре h , будет кратковременно возникать индуцированное электрическое поле его перемещающихся свободных зарядов с напряженностью E_2 . Максимальное значение этой напряженности E_2 , силовым образом воздействующей в направлении оси OY на элементарные заряды смещающихся влево, согласно рис. 1, свободных электронов металлического проводника 2 и уравновешивающей таким путем действующую на них внешнюю кулоновскую силу притяжения F_{21} , а также ограничивающей их данное однонаправленное смещение внутри его материала, можно определить из следующего скалярного равенства:

$$F_{20} = e_0 \cdot E_2. \quad (4)$$

Из (3, 4) для напряженности E_2 кратковременно-внутреннего индуцированного электрического поля в электронейтральном проводящем теле 2 получаем:

$$E_2 = \frac{\sigma_1 \cdot S_1}{4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot h^2}. \quad (5)$$

Учитывая, что в соответствии с теоремой Остроградского-Гаусса для рассматриваемой системы двух физических тел $E_1 = \sigma_1 / \epsilon_0$ [8], то выражение (5) можно представить в следующем виде:

$$E_2 = \frac{E_1 \cdot S_1}{4 \cdot \pi \cdot h^2}. \quad (6)$$

Из (6) следует, что при $S_1 > 4 \cdot \pi \cdot h^2$ в принятом приближении значение напряженности E_2 кратковременно возникающего в течение τ внутреннего электрического поля в теле 2 будет превышать значение результирующей напряженности E_1 внешнего электростатического поля в воздушном зазоре h . При удалении незаряженного тела 2 от заряженного тела 1 величина E_2 будет уменьшаться и при неограниченном возрастании h будет стремиться к нулю. Значение τ , в соответствии с [8], по порядку величины следует рассматривать как среднее время свободного пробега τ_e электрона между двумя последовательными актами его столкновения с ионами (узлами) кристаллической решетки изотропного материала металлического тела 2. Как известно, величина τ_e (время релаксации свободного электрона) для основных проводниковых

материалов, применяемых в электротехнике, численно характеризуется значением порядка 10^{-14} с [8, 9].

После такого практически мгновенного смещения на величину Δy_e свободных электронов исследуемого электронейтрального металлического проводника 2, появления на его противоположных поверхностях S_2 связанных зарядов противоположной полярности с модулем поверхностной плотности приближенно равным $\sigma_2 = \sigma_1$, а также возникновения на указанных поверхностях S_2 наведенных (индуцированных) электрических потенциалов $-\varphi_2$ и $+\varphi_2$ и наступления в завершение равновесия его электрических зарядов (отсутствие некомпенсированных зарядов и электрического тока внутри проводника) индуцированное электрическое поле внутри данного проводника становится равным нулю ($E_2 = 0$). Данное научное положение находится в полном соответствии с теоремой Остроградского-Гаусса для электрического поля [3, 8].

Усредненное значение упорядоченного смещения Δy_e свободных электронов незаряженного металлического проводника 2 можно определить из следующего выражения [10]:

$$\Delta y_e = v_{ye} \cdot \tau_e, \quad (7)$$

где v_{ye} – усредненная скорость малого смещения (малого дрейфа) свободных электронов проводника 2.

Усредненную скорость v_{ye} однонаправленного упорядоченного смещения (кратковременного дрейфа) свободных электронов в неподвижном проводнике 2 найдем из формулы [10]:

$$v_{ye} = a_e \cdot \tau_e, \quad (8)$$

где a_e – усредненное ускорение свободных электронов, смещаемых на Δy_e за время τ_e в незаряженном металлическом проводнике внешним электростатическим полем с результирующей напряженностью E_1 в воздушном зазоре h .

Для нахождения усредненного ускорения a_e смещаемых в электронейтральном проводящем теле 2 свободных электронов воспользуемся приближенным уравнением их движения:

$$F_{20} = m_e \cdot a_e, \quad (9)$$

где $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31}$ кг – масса покоя электрона [7].

В результате с учетом (3) и (7) – (9) для максимальных усредненных значений ускорения a_e , скорости v_{ye} и смещения Δy_e свободных электронов в исследуемом незаряженном неподвижном плоском металлическом проводнике 2 получаем соответственно следующие расчетные соотношения:

$$a_e = \frac{e_0 \cdot \sigma_1 \cdot S_1}{4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot h^2 \cdot m_e}; \quad (10)$$

$$v_{ye} = \frac{e_0 \cdot \sigma_1 \cdot S_1 \cdot \tau_e}{4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot h^2 \cdot m_e}; \quad (11)$$

$$\Delta y_e = \frac{e_0 \cdot \sigma_1 \cdot S_1 \cdot \tau_e^2}{4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot h^2 \cdot m_e}; \quad (12)$$

Значение среднего времени пробега τ_e для свободных электронов незаряженного металлического проводника 2 при принятых условиях и исходных данных будет оставаться практически неизменным [9, 10]. Поэтому согласно (10) – (12) значения a_e , v_{ye} и Δy_e бу-

дуг определяться для тела 2, главным образом, величиной свободного электрического заряда $q_1 = \sigma_1 \cdot S_1$ положительно заряженного тела 1 и величиной воздушного зазора h между проводящими телами 1 и 2. Чем больше q_1 и меньше h в рассматриваемой системе двух проводящих физических тел, тем будут и больше усредненные значения ускорения a_e , скорости v_{ye} и смещения Δy_e свободных электронов в незаряженном неподвижном металлическом проводнике 2.

При $S_1 \gg h^2$ и $S_2 \gg h^2$ для взаимной электрической емкости C_{12} между рассматриваемыми плоскими проводящими телами 1 и 2 справедливо следующее соотношение [3]:

$$C_{12} = \frac{\epsilon_0 \cdot S_1}{h}. \quad (13)$$

С другой стороны, для величины взаимной электрической емкости C_{12} в исследуемой системе двух плоских проводящих тел 1 и 2 с прилегающими друг к другу через малый воздушный зазор h поверхностями $S_1 = S_2$ и свободными зарядами $q_1 = q_2$ на них приближенно имеем следующее выражение [3]:

$$C_{12} = \frac{\sigma_1 \cdot S_1}{(\varphi_1 - \varphi_2)}. \quad (14)$$

Тогда из (13) и (14) для максимального модуля наведенного электрического потенциала φ_2 на противоположных плоских поверхностях S_2 неподвижного электронейтрального проводника 2, внесенного в электростатическое поле заряженного плоского проводящего тела 1 с поверхностной плотностью его свободного заряда σ_1 , приближенно получаем:

$$\varphi_2 = \varphi_1 - \frac{\sigma_1 \cdot h}{\epsilon_0}. \quad (15)$$

Из (15) можно оценить то расстояние по воздуху $h_0 \ll S_1^{1/2}$, при удалении на которое исследуемого незаряженного проводящего тела 2 от положительно заряженного проводящего тела 1 с неизменными величинами заряда q_1 и его поверхностной плотности σ_1 электрический потенциал φ_2 на плоских противоположно расположенных поверхностях S_2 электронейтрального тела 2 будет приближаться к нулю:

$$h_0 = \frac{\epsilon_0 \cdot \varphi_1}{\sigma_1}. \quad (16)$$

В этом случае (при $h_0 = \epsilon_0 \cdot \varphi_1 / \sigma_1$) взаимная электрическая емкость C_{12} двух плоских проводящих тел 1 и 2 исследуемой электрофизической системы будет приближаться к электрической емкости уединенного плоского проводящего тела 1, равной $C_1 = \sigma_1 \cdot S_1 / \varphi_1$ и соответственно меньшей чем C_{12} согласно (14). Из (15) видно, что при уменьшении величины воздушного зазора h наведенный на плоских поверхностях S_2 металлического проводника 2 электрический потенциал φ_2 по модулю будет увеличиваться и приближаться к электрическому потенциалу φ_1 положительно заряженного тела 1. При этом взаимная электрическая емкость C_{12} этих тел будет также увеличиваться. Увеличение электрической емкости положительно заряженного неподвижного проводящего тела 1 с первоначальным потенциалом φ_1 при внесении в его электростатическое поле другого отделенного от него изоляционным зазо-

ром проводящего незаряженного тела (например, плоского электронейтрального проводника 2 согласно рис. 1) может быть объяснено снижением в исследуемой изолированной двухсвязной системе металлических проводников из-за проявления в ней ЭСИ результирующего электрического потенциала для заряженного тела 1, равного $(\varphi_1 - \varphi_2)$. Согласно (15) в рассматриваемом случае электрический потенциал φ_1 заряженного тела 1 будет определяться суммой двух слагаемых, одно из которых равно $\sigma_1 \cdot h / \epsilon_0$, а другое $-\varphi_2$. Первое слагаемое при фиксированных параметрах выбранной геометрии исследуемой системы тел и ее изоляционной среды зависит от прежнего до приближения к телу 1 незаряженного проводника 2 значения поверхностной плотности σ_1 его неизменного свободного заряда q_1 , а второе слагаемое в виде постоянной при этом величины φ_2 выступает в качестве компенсационной добавки. При удалении незаряженного металлического проводника 2 от заряженного неподвижного проводящего массивного тела 1 электрический потенциал φ_2 для тела 2 уменьшается, а разность электрических потенциалов $(\varphi_1 - \varphi_2)$ в указанной электрофизической системе тел возрастает, что и приводит при неизменном значении свободного заряда q_1 на плоской поверхности S_1 к уменьшению электрической емкости металлического тела 1.

Отметим, что при использовании (15) для нахождения наведенного электрического потенциала φ_2 величину электрического потенциала φ_1 заряженного уединенного плоского металлического проводника 1 толщиной d_1 в частном и весьма распространенном на практике случае его дисковой формы радиусом R_1 с учетом принятых допущений и теории электростатического поля можно определить в следующем аналитическом виде [3]:

$$\varphi_1 = \frac{\sigma_1}{4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0} \cdot \int_{S_1} \frac{ds}{r}, \quad (17)$$

где ds и r – малый участок и его текущий радиус на круглой плоской торцевой поверхности $S_1 = \pi \cdot R_1^2$ положительно заряженного проводящего диска 1.

При $ds = 2 \cdot \pi \cdot r \cdot dr$ и замене в (17) интегрирования по торцевой поверхности S_1 массивного дискового проводника 1 радиусом R_1 , прилегающей к воздушному зазору h , интегрированием по его радиусу в пределах от 0 до R_1 для электрического потенциала φ_1 такого положительно заряженного в нашем случае проводящего диска 1 получаем следующее приближенное расчетное соотношение:

$$\varphi_1 = \frac{\sigma_1 \cdot (S_1 / \pi)^{1/2}}{2 \cdot \epsilon_0}. \quad (18)$$

Аналогично (18) для модуля наведенного на идентичных плоских поверхностях S_2 электронейтрального диска 2 электрического потенциала φ_2 запишем следующее приближенное выражение:

$$\varphi_2 = \frac{\sigma_2 \cdot (S_2 / \pi)^{1/2}}{2 \cdot \epsilon_0}. \quad (19)$$

Тогда из (19) с учетом (15) для модуля поверхностной плотности σ_2 индукционных связанных зарядов на противоположных плоских поверхностях S_2 неза-

ряженного дискового металлического проводника 2 при $h \ll S_1^{1/2}$ и $h \ll S_2^{1/2}$ получаем следующую приближенную формулу:

$$\sigma_2 = \frac{2 \cdot (\varepsilon_0 \cdot \varphi_1 - \sigma_1 \cdot h)}{(S_2 / \pi)^{1/2}}. \quad (20)$$

Из (18) и (20) следует, что при малых значениях воздушного зазора h и $S_1 = S_2$ величина σ_2 приближается к величине поверхностной плотности σ_1 свободного заряда q_1 на плоской поверхности S_1 положительно заряженного дискового проводника 1. При $h = h_0 = \varepsilon_0 \cdot \varphi_1 / \sigma_1$ согласно (20) значение σ_2 в принятом приближении становится равным нулю.

3. ПРИМЕР РАСЧЕТА РЯДА ВЕЛИЧИН ДЛЯ ЯВЛЕНИЯ ЭСИ В НЕПОДВИЖНОМ МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДНИКЕ

Выполним на основе приведенных расчетных соотношений численную оценку усредненных значений ускорения a_e , скорости v_{ye} и смещения Δy_e свободных электронов, а также напряженностей E_1 и E_2 электрического поля, электрических потенциалов φ_1 и φ_2 , поверхностной плотности σ_2 наведенного связанного заряда и зазора h_0 для размещенного в воздухе при нормальных атмосферных условиях и изолированного от земли незаряженного массивного однородного дискового медного проводника 2 толщиной $d_2 = 5 \cdot 10^{-3}$ м и радиусом $R_2 = 50 \cdot 10^{-3}$ м ($S_2 = 0,785 \cdot 10^{-2}$ м²), внесенного в сильное однородное электростатическое поле положительно заряженного идентичного дискового медного проводника 1 ($d_1 = 5 \cdot 10^{-3}$ м; $R_1 = 50 \cdot 10^{-3}$ м; $S_1 = 0,785 \cdot 10^{-2}$ м²) с заданной поверхностной плотностью его свободного заряда $\sigma_1 = 8,854 \cdot 10^{-7}$ Кл/м² [9, 11]. Пусть эти медные диски 1 и 2 размещены симметрично друг другу и как на рис. 1 образуют двухсвязную расчетную плоскую конструкцию с воздушным зазором $h = 1 \cdot 10^{-3}$ м, существенно меньшим чем величина $S_1^{1/2} = S_2^{1/2} = 0,088$ м. Для данных оценок последствий проявления ЭСИ в принятой расчетной модели двух дисковых медных проводников примем, что значение среднего времени пробега τ_e для свободных электронов медного диска 2, рассчитанное на основе модели свободных электронов Зоммерфельда, составляет в соответствии с данными табл. 10.П из [9] величину, равную $\tau_e = 5,3 \cdot 10^{-14}$ с. Тогда в соответствии с (5) – (20) находим, что для принятого электротехнического случая искомые физические величины будут иметь следующие численные значения: $a_e = 1,1 \cdot 10^{19}$ м/с²; $v_{ye} = 5,8 \cdot 10^5$ м/с; $\Delta y_e = 3,1 \cdot 10^{-8}$ м; $E_1 = 10^5$ В/м; $E_2 = 6,2 \cdot 10^7$ В/м; $\varphi_1 = 2,5 \cdot 10^3$ В; $\varphi_2 = 2,4 \cdot 10^3$ В; $\sigma_2 = 8,5 \cdot 10^{-7}$ Кл/м²; $h_0 = 25 \cdot 10^{-3}$ м. Видно, что полученные расчетные усредненные количественные значения ускорения a_e , скорости v_{ye} и смещения Δy_e для свободных электронов при явлении ЭСИ в принятой двухсвязной конструкции массивных медных дисков на много порядков превышают соответствующие значения для подобных величин при явлении электромагнитной индукции в равномерно движущемся со скоростью 10 м/с во внешнем сильном постоянном магнитном поле с индукцией 1 Тл перпендикулярно его силовым линиям круглом сплошном медном цилиндрическом проводнике радиусом $1 \cdot 10^{-3}$ м и длиной

1 м [12]. Это дает основание заключить, что силы кулоновского взаимодействия между свободными зарядами взаимно изолированных и близко расположенных неподвижных металлических проводников по сравнению с электродинамическими силами Лоренца, действующими на них при движении этих проводников со стороны внешнего сильного постоянного магнитного поля, являются значительно более сильными и эффективными для генерирования (индуцирования) высоких электрических потенциалов на металлических макроповерхностях. Численное значение поверхностной плотности σ_2 наведенных связанных электрических зарядов на незаряженном медном диске 2 лишь на 4 % отличается от значения поверхностной плотности σ_1 положительного свободного электрического заряда на медном диске 1. Отметим и то, что в рассматриваемом примере расчета величина смещения $\Delta y_e = 3,1 \cdot 10^{-8}$ м свободных электронов медного диска 2 приближается к средней длине λ_e их свободного пробега в меди, составляющей при принятых нормальных атмосферных условиях согласно данным табл. 10.П из [9] величину, равную $\lambda_e = 4,2 \cdot 10^{-8}$ м. Кроме того, представленные выше численные оценки значений напряженностей E_1 и E_2 свидетельствуют о том, что при явлении ЭСИ уровень кратковременного внутреннего индуцированного электрического поля (напряженность E_2) в незаряженном проводнике 2 (в его приповерхностных слоях, прилегающих к воздушному зазору h) может на много превышать уровень внешнего сильного электростатического поля (напряженность E_1) от рядом расположенного с ним положительно заряженного проводника 1 с относительно большой поверхностной плотностью σ_1 его свободного заряда q_1 . Для приведенного примера расчета отношение напряженностей этих электрических полей составляет $E_2 / E_1 = 620$. Оказывается, что при удалении в воздухе в исследуемой двухсвязной системе тел незаряженного плоского проводника 2 (при $h = 1 \cdot 10^{-3}$ м) от положительно заряженного идентичного по геометрии плоского проводника 1 на расстояние $h_0 < S_1^{1/2}$, превышающее первоначальный воздушный зазор примерно в 25 раз ($h_0 / h = 25$), явление ЭСИ в рассматриваемой системе плоских массивных металлических тел из-за резкого ослабления кулоновского взаимодействия свободного заряда q_1 и зарядов свободных электронов диска 2 становится несущественным и наведенные на противоположных плоских поверхностях S_2 электронейтрального медного дискового проводника 2 электрические связанные заряды $q_2 = \sigma_2 \cdot S_2$ и потенциалы φ_2 противоположной полярности становятся практически равными нулю.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В основе физической сущности явления электростатической индукции в системе двух неподвижных близко расположенных изолированных воздушным зазором h друг от друга плоских металлических положительно заряженного 1 и незаряженного 2 проводников лежит кулоновское взаимодействие их положительных и отрицательных свободных зарядов, приводящее в незаряженном проводнике 2 к сверхбыстрому за время τ_e и сверхмалому на Δy_e смещению

его свободных электронов к рядом размещенной поверхности S_1 заряженного проводника 1 с поверхностной плотностью σ_1 его свободного положительного заряда q_1 и электрическим потенциалом φ_1 . Данное смещение свободных электронов в электронейтральном проводнике 2 приводит к наведению на его противоположных плоских поверхностях S_2 связанных электрических зарядов q_2 противоположной полярности с их поверхностной плотностью σ_2 и соответственно появлению на данных поверхностях индуцированных электрических потенциалов φ_2 противоположной полярности, алгебраическая сумма которых будет всегда равна нулю. Установлено, что в процессе смещения свободных электронов незаряженного проводника 2 внутри его материала возникает кратковременное индуцированное электрическое поле с напряженностью E_2 , которая может во много раз превышать результирующую напряженность E_1 внешнего электростатического поля заряженного проводника 1 в воздушном зазоре h между указанными проводниками. После прекращения данного смещения свободных электронов в незаряженном проводнике 2 и установления в нем равновесия электрических зарядов его кратковременное индуцированное внутреннее электрическое поле исчезает ($E_2 = 0$), а наведенные связанные электрические заряды q_2 с поверхностной плотностью σ_2 и потенциалы φ_2 противоположной полярности остаются присутствовать на его плоских противоположных поверхностях S_2 . Показано, что удаление незаряженного проводника 2 от положительно заряженного проводника 1 из-за резкого уменьшения кулоновских сил взаимного притяжения элементарных свободных зарядов противоположной полярности этих проводников приводит к ослаблению проявления ЭСИ в исследуемой двухсвязной системе физических тел и исчезновению на некотором расстоянии по воздуху h_0 между ними наведенных связанных электрических зарядов q_2 , их плотностей σ_2 и потенциалов φ_2 противоположной полярности на электронейтральном металлическом проводнике 2 .

2. Предложенный электрофизический микромеханизм явления ЭСИ в простейшей макроскопической системе двух неподвижных плоских массивных металлических проводников позволяет в принятом приближении теоретически обосновать появление или исчезновение наведенных связанных электрических зарядов q_2 и потенциалов φ_2 на противоположных плоских поверхностях S_2 незаряженного проводника 2 , соответственно внесенного в однородное электростатическое поле положительно заряженного проводника 1 или удаленного из него.

3. Приведенный пример расчета количественных значений для основных физических величин, характерных для явления ЭСИ в высоковольтной системе неподвижных и разделенных малым воздушным зазором массивных заряженного и незаряженного медных дисков, указывает на работоспособность предложенного электрофизического микромеханизма возникновения и протекания данного явления в подобной конструкции конденсаторного типа.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Крыжановский Л.Н. Электростатическая индукция и электрофор в опытах XVIII в. // Электричество. – 1992. – № 4. – С. 60-62.
2. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 2-х томах. Том 1: Электрофизика и выдающиеся физики мира. – Харьков: Изд-во НТУ "ХПИ", 2008. – 252 с.
3. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. – М.: Наука, 1990. – 624 с.
4. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники: Учебник для вузов. Том 2. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 416 с.
5. Техника высоких напряжений / Под общей ред. Г.С. Кучинского. – СПб: Изд-во ПЭИПК, 1998. – 700 с.
6. Кужекин И.П., Ларионов В.П., Прохоров Е.Н. Молния и молниезащита. – М.: Знак, 2003. – 330 с.
7. Кухлинг Х. Справочник по физике / Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина. – М.: Мир, 1982. – 520 с.
8. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский. – Киев: Наукова думка, 1989. – 864 с.
9. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. – М.: Мир, 1972. – 391 с.
10. Баранов М.И. Упрощенная математическая модель микропроцессов в проводнике с электрическим током проводимости // Электротехника і електромеханіка. – 2006. – №2. – С. 66-70.
11. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 2-х томах. Том 2, Кн. 1: Теория электрофизических эффектов и задач. – Харьков: Изд-во НТУ "ХПИ", 2009. – 384 с.
12. Баранов М.И. Новый электрофизический подход по теоретическому обоснованию явления электромагнитной индукции Фарадея в движущемся металлическом проводнике // Электротехника і електромеханіка. – 2010. – № 1. – С. 24-28.

Поступила 12.10.2009

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

M.I. Baranov

A new electrophysical approach to theory of electrostatic induction phenomenon in a stationary metallic conductor.

The paper introduces new ideas of possible electrophysical micromechanism causing generation of inductively coupled charges and potentials of opposite polarity on the opposite surfaces of a massive stationary uncharged flat metallic conductor placed in the homogeneous electrostatic field of another massive positively charged flat metallic conductor. It is shown that this micromechanism allows theoretical justification of electrostatic induction phenomenon in a doubly connected system of physical bodies.

Key words – metallic conductor, electrostatic field, new electrophysical micromechanism, electrostatic induction.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ФОРМЫ АКСИАЛЬНО-СИММЕТРИЧНЫХ ПОЛЮСОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТА ДЛЯ СОЗДАНИЯ ОДНОРОДНОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Розглянуто еволюційний параметричний синтез форми аксіально-симетричних полюсів електромагніту, призначеного для створення високооднорідного магнітного поля. При цьому задача оптимізації розв'язується за допомогою інтелектуального мультиагентного методу оптимізації роєм часток PSO.

Рассмотрен эволюционный параметрический синтез формы аксиально-симметричных полюсов электромагнита, предназначенного для создания высокооднородного магнитного поля. При этом решение задачи оптимизации проводится с помощью интеллектуального мультиагентного метода оптимизации роем частиц PSO.

ВВЕДЕНИЕ

В ряде отраслей науки и техники возникает задача создания однородного магнитного поля в определенной области пространства. Необходимость использования устройств, позволяющих получать высокооднородные магнитные поля, актуальна, например, в электротехнике, медицине при разработке различного диагностического оборудования, в том числе устройств магниторезонансной томографии, физике элементарных частиц при конструировании ускорительной техники, устройствах магнитного неразрушающего контроля.

Одним из наиболее распространенных источников, применяемых для создания магнитного поля, в том числе однородного, являются электромагниты. Анализ литературных источников, посвященных данному вопросу, показал, что для решения задачи повышения однородности поля, возникающего между аксиально-симметричными полюсами электромагнита, могут быть использованы, например, так называемые шимы Роуза [1]. Идея этого метода заключается в том, что полюсные наконечники электромагнита снабжаются подвижными кольцами. При этом подбор параметров выступов колец позволяет уменьшить неоднородность магнитного поля в зазоре между полюсами. Такая конструкция с одним кольцом на каждом полюсе была впервые успешно применена для получения однородного поля в камере циклотрона [2]. Методика подбора параметров данной конструкции в предположении однородности намагничивания полюсов до состояния насыщения предложена в работе [3], где магнитный потенциал представляется в виде ряда, а параметры системы подбираются таким образом, чтобы обнулить коэффициенты при его нескольких первых слагаемых. Дальнейшее развитие этот подход получил в работе [4], где задача определения параметров полюсов магнита сформулирована как задача нелинейного программирования, для решения которой использован метод крупношагового поиска экстремума. Этот метод позволяет найти один из локальных экстремумов целевой функции, а найденное решение в значительной мере зависит от выбора начального приближения. Поскольку характерные для данного класса задач целевые функции являются многоэкстремальными и могут иметь овраги, а также области типа плато, использование локальных методов поиска оптимума, зачастую, малоэффективно [5, 6].

Целью настоящей работы является демонстрация возможностей эволюционного метода эвристического поиска Particle Swarm Optimization (PSO) при решении задачи выбора параметров, характеризующих форму аксиально-симметричных полюсов электромагнита из условия наибольшей однородности магнитного поля в рабочей зоне. В отличие от [5, 6], где рассматривались задачи нелинейного и структурного синтеза соленоидных источников магнитного поля, материал, приведенный в данной работе, ориентирован на рассмотрение задачи параметрического синтеза источников магнитного поля, содержащих ферромагнитные элементы конструкции.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Для описания распределения магнитного поля в рабочей зоне электромагнита используется следующая модель. Аксиально-симметричные полюса представляются в виде набора кольцевых выступов различного радиуса, изменением высоты которых, можно управлять конфигурацией магнитного поля в межполюсном пространстве (см. рис. 1).

Предполагается, что намагниченность полюсов, значение величины которой обозначим M , можно считать постоянной и направленной вдоль оси системы. При этом форма полюса однозначно определяется двумя массивами параметров $\mathbf{h} = \{h_0, h_1, \dots, h_{N-1}\}$ и $\mathbf{r} = \{r_0, r_1, \dots, r_{N-1}\}$, где N – число кольцевых выступов; R – радиус полюса. Предполагается, что высоты $h_i \in [l/2; L/2]$ для $i = 0, N-1$, а также радиусы $0 < r_0 < r_1 < \dots < r_{N-1} \leq R$, где l и L – наименьшее и наибольшее расстояние между выступами противоположных полюсов.

Требуется подобрать такие значения параметров \mathbf{h} и \mathbf{r} при фиксированном априори заданном количестве кольцевых выступов N , которые обеспечивают наиболее однородное магнитное поле в рабочей зоне Ω , геометрия которой может задаваться произвольным образом, например, эллипсоидом вращения с размерами осей l и d (рис. 1).

Поскольку намагниченность предполагается постоянной и направленной перпендикулярно к поверхности полюсов, поле в произвольной точке Q пространства между полюсами электромагнита может быть рассчитано по формуле

$$\mathbf{H}(Q) = \frac{M}{4 \cdot \pi} \iint_{S_1} \frac{\mathbf{r}_{P_1 Q}}{r_{P_1 Q}^3} dS_{P_1} - \frac{M}{4 \cdot \pi} \iint_{S_2} \frac{\mathbf{r}_{P_2 Q}}{r_{P_2 Q}^3} dS_{P_2}, \quad (1)$$

где \mathbf{r}_{PQ} – вектор, направленный от точки P поверхности полюса к точке наблюдения Q ; S_1 и S_2 – поверхности противоположных полюсов, по которым осуществляется интегрирование.

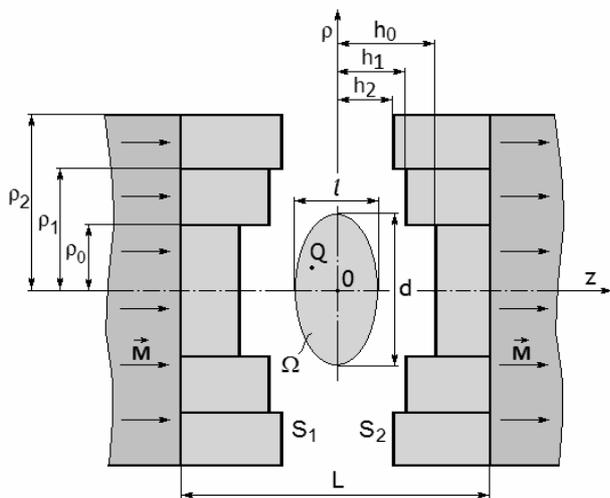


Рис. 1. Параметры модели аксиально-симметричных полюсов электромагнита

Для вычисления напряженности поля, создаваемого каждым из полюсов, осуществим переход в цилиндрическую систему координат (ρ, φ, z) . Учитывая то, что каждый из полюсов состоит из N колец и, используя принцип суперпозиции, для радиальной H_ρ и аксиальной составляющей H_z , запишем:

$$H_\rho(\rho, z) = \frac{M}{4\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{\rho_{i-1}}^{\rho_i} \int_0^{2\pi} \frac{\rho_P (\rho - \rho_P \cos \varphi_P)}{r_{PQ}^3} d\varphi_P d\rho_P; \quad (2)$$

$$H_z(\rho, z) = \frac{M}{4\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{\rho_{i-1}}^{\rho_i} \int_0^{2\pi} \frac{\rho_P (z - h_i)}{r_{PQ}^3} d\varphi_P d\rho_P;$$

$$r_{PQ} = \sqrt{\rho^2 + \rho_P^2 - 2 \cdot \rho \cdot \rho_P \cos \varphi_P + (z - h_i)^2}.$$

Предполагается, что при $i = 0$ радиус $\rho_{-1} = 0$. Точка наблюдения Q в пространстве имеет координаты $(\rho, 0, z)$. Введем в рассмотрение функции:

$$\begin{aligned} \xi(\rho_P) &= \Psi(\rho_P)(A(\rho_P) - B(\rho_P)); \\ \zeta(\rho_P) &= \Psi(\rho_P)C(\rho_P); \\ \Psi(\rho_P) &= \frac{1}{[(\rho + \rho_P)^2 + (z - h_i)^2]^{3/2}}; \\ A(\rho_P) &= (\rho + \rho_P)\rho_P \frac{E(k(\rho_P))}{1 - k^2(\rho_P)}; \\ B(\rho_P) &= 2\rho_P^2 \left[\frac{E(k(\rho_P))}{k^2(\rho_P)(1 - k^2(\rho_P))} - \frac{K(k(\rho_P))}{k^2(\rho_P)} \right]; \\ C(\rho_P) &= (z - h_i)\rho_P \frac{E(k(\rho_P))}{1 - k^2(\rho_P)}; \\ k(\rho_P) &= \sqrt{\frac{4 \cdot \rho \cdot \rho_P}{(\rho + \rho_P)^2 + (z - h_i)^2}}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $K(k)$ и $E(k)$ – эллиптические интегралы соответственно I и II рода. Тогда выражения для составляющих напряженности поля от полюса примут вид:

$$H_\rho(\rho, z) = \frac{M}{\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{\rho_{i-1}}^{\rho_i} \xi(\rho_P) d\rho_P; \quad (4)$$

$$H_z(\rho, z) = \frac{M}{\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{\rho_{i-1}}^{\rho_i} \zeta(\rho_P) d\rho_P.$$

Таким образом, расчет поля полюса сводится к однократному интегрированию, для увеличения скорости которого используется адаптивный квадратурный алгоритм.

Контроль однородности поля осуществляется для множества точек $\{Q_i\}_{i=0}^{n-1} \subset \Omega$, регулярно расположенных в рабочей зоне Ω . Количественно однородность поля между полюсами магнитов определяется как максимальное значение модуля его отклонения от поля в центре на оси системы H_0 , которое в силу симметрии направлено вдоль оси z .

Для числовой характеристики однородности используется единица измерения ppm (parts per million – частей на миллион), т.е. миллионные доли отклонения полученного значения от требуемой напряженности магнитного поля:

$$\Delta = \max_{i=0, n-1} \frac{|H(Q_i) - H_0|}{H_0} \cdot 10^6. \quad (5)$$

Величина Δ неудобна в качестве оптимизируемого критерия, так как выражает наибольшее отклонение поля и не учитывает его распределение в целом в рабочей зоне Ω . Поэтому вводится в рассмотрение целевая функция, вычисляемая согласно выражению

$$f(\mathbf{h}, \mathbf{r}) = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} (H_z(Q_i) - H_0)^2 + \sum_{i=0}^{n-1} H_\rho^2(Q_i)}{H_0^2}. \quad (6)$$

Данная функция характеризует квадрат отклонения аксиальной компоненты напряженности H_z от значения в центре системы H_0 , и позволяет минимизировать значение радиальной составляющей H_ρ . При этом величина H_0 стремится принять наибольшее возможное значение.

Обозначим множество параметров магнитной системы $\mathbf{x} = \{x_0 = h_0, \dots, x_{N-1} = h_{N-1}, x_N = \rho_0, \dots, x_{2N-1} = \rho_{N-1}\}$. Таким образом, каждая точка \mathbf{x} в многомерном пространстве поиска представляет собой набор параметров, описывающих форму магнитного полюса через массивы значений выступов и радиусов цилиндрических поверхностей. В результате исходная задача может быть представлена в виде задачи оптимизации

$$f(\mathbf{x}) = f(\mathbf{h}, \rho) \rightarrow \min. \quad (7)$$

Решение задачи оптимизации осуществляется с использованием метода PSO [7, 8]. Данный алгоритм относится к интеллектуальным методам мультиагентной оптимизации (Swarm Intelligence), основанной на парадигме роевого интеллекта. В процессе его использования вводится в рассмотрение множество точек пространства поиска $\mathbf{X} = \{\mathbf{x}^{(0)}, \mathbf{x}^{(1)}, \dots, \mathbf{x}^{(s-1)}\}$, называемое

Таблица 1

Результаты расчетов для случая двух выступов

Номер кольца	h , мм	ρ , мм
0	150	119,38
1	111,41	230
Поле в центре системы H_0		0,463895
Отклонение от однородности	Δ_z , ppm	1259 (0,13%)
	Δ_ρ , ppm	1051 (0,11%)

Сравним результаты расчета с данными, взятыми из [1]. Отношение радиусов колец принимает значение $\rho_1 / \rho_0 = 230 / 119,38 = 1,93$. Отношения величин выступов к радиусу внутреннего кольца составляют $h_0 / \rho_0 = 150 / 119,38 = 1,26$ и $h_1 / \rho_0 = 111,41 / 119,38 = 0,93$. В табл. 2 содержатся известные отношения размеров для шим Роуза [1]. Курсивом выделены результаты, полученные путем линейной интерполяции из ближайших приведенных значений.

Таблица 2

Рекомендуемые соотношения для шим Роуза

ρ_1 / ρ_0	h_0 / ρ_0	h_1 / ρ_0
1,50	1,40	0,87
<i>1,93</i>	<i>1,28</i>	<i>0,94</i>
2,25	1,20	1,00

Близость полученных в результате синтеза значений свидетельствует о корректности получаемых результатов оптимизации. Однако в [1] однородность контролировалась по значениям поля в двух точках на оси системы, тогда как предлагаемый подход позволяет получить однородное поле во всем объеме рабочей зоны электромагнита.

В [9] приведен результат для случая трех колец, где автор указывает, что степень однородности получаемых им полей для аналогичных габаритов магнитной системы, размеров и формы рабочей зоны составляет 80-100 ppm. Результат, полученный с использованием алгоритма PSO, приведен в табл. 3. Поле обладает значительно более высокой степенью однородности.

Таблица 3

Результаты расчетов для случая трех выступов

Номер кольца	h , мм	ρ , мм
0	150	78,56
1	134	152,06
2	91,85	225,82
Поле в центре системы H_0		0,455937
Отклонение от однородности	Δ_z , ppm	35 (0.0035 %)
	Δ_ρ , ppm	28 (0.0028 %)

Дальнейшее увеличение числа кольцевых выступов позволяет повысить однородность магнитного поля в рабочей зоне. Для случая четырех выступов результат эволюционного синтеза приведен в табл. 4.

Используемый метод оптимизации позволяет решать задачи, характеризующиеся значительным числом параметров, что позволяет осуществить его эффективное использование в широком классе задач, возникающих в теоретической электротехнике.

роем частиц, где s – размер роя. В начале работы алгоритма положение частиц инициализируется случайным образом. Каждая частица имеет скорость перемещения, значение которой изначально задается равным нулю или принимает небольшое случайное значение. Множество скоростей частиц роя обозначим $\mathbf{V} = \{\mathbf{v}^{(0)}, \mathbf{v}^{(1)}, \dots, \mathbf{v}^{(s-1)}\}$. На каждом шаге итерационного процесса происходит обновление скоростей частиц и пересчет их новых позиций по формулам

$$\begin{aligned} \mathbf{v}^{(j)} &= w \cdot \mathbf{v}^{(j)} + c_1 \cdot r_1 (\mathbf{x}_f^{(j)} - \mathbf{x}^{(j)}) + c_2 \cdot r_2 (\mathbf{x}_g^{(j)} - \mathbf{x}^{(j)}); \\ \mathbf{x}^{(j)} &= \mathbf{x}^{(j)} + \mathbf{v}^{(j)}; \end{aligned} \quad (8)$$

где w – инерциальный коэффициент, определяющий влияние предыдущего значения скорости на новое; c_1 и c_2 – коэффициенты ускорения; $\mathbf{x}_f^{(j)}$ – наилучшее решение, найденное j -й частицей; $\mathbf{x}_g^{(j)}$ – наилучшее значение параметров, найденное всем роем; r_1 и r_2 – случайные числа с равномерным распределением на отрезке [0; 1]. В случае если какая-либо из частиц выходит за границы области поиска, то соответствующие компоненты ее скорости обнуляются, а частица возвращается на границу. Вычислительный процесс продолжается до тех пор, пока не достигнута требуемая однородность поля, либо за несколько последовательных шагов не наблюдается заметного убывания значения целевой функции, или же достигнуто максимально допустимое количество итераций.

По сравнению с алгоритмами локального поиска, роевая оптимизация обладает рядом преимуществ, таких как возможность нахождения глобального оптимума, избегая попадания в локальные экстремумы, метод нечувствителен к начальному приближению, наличию у оптимизируемой функции оврагов и плато, а также не требует информации о ее производных.

РЕЗУЛЬТАТЫ

Приведем некоторые результаты, полученные с использованием алгоритма PSO для синтеза формы аксиально-симметричных полюсов электромагнита, предназначенного для создания однородного магнитного поля.

Расчет проводился для электромагнита со следующими значениями конструктивных параметров (см. рис. 1). Максимальный радиус полюса принимался равным $R = 230$ мм, минимальное и максимальное расстояние между выступами противоположных полюсов $l = 120$ мм и $L = 300$ мм. Контрольная зона имела форму эллипсоида вращения с осями l и $d = 150$ мм. Контрольные точки располагались в пространстве с шагом в 0,1 мм. Для намагниченности M принималось единичное значение. Полученные в результате вычислений значения компонент напряженности поля затем необходимо умножить на фактическое значение намагниченности.

Были рассмотрены случаи 2, 3 и 4-х ступенчатых цилиндрических полюсов, соответствующие результаты приведены в табл. 1, 3, 4. До проведения оптимизации формы полюсов при отсутствии цилиндрических выступов, когда расстояние между полюсами принималось равным L , начальная однородность поля в контрольной области составляла 57000 ppm (5,7 %) и 38000 ppm (3,8 %) для аксиальной и радиальной компонент напряженности поля соответственно. При этом в центре системы создавалось поле с напряженностью $H_0 = 0,453732$ единиц (при условной единичной намагниченности).

Таблица 4

Результаты расчетов для случая четырех выступов

Номер кольца	h , мм	ρ , мм
0	125,52	53,04
1	120,05	101,21
2	107,67	157,83
3	77,86	230
Поле в центре системы H_0		0,515868
Отклонение от однородности	Δ_z , ppm	20 (0.0020%)
	Δ_ρ , ppm	13 (0.0013%)

ВЫВОДЫ

1. Демонстрируется возможность эффективного решения задач эволюционного параметрического синтеза формы поверхности аксиально-симметричных полюсов электромагнитов для создания однородного магнитного поля в пространственной рабочей зоне с использованием интеллектуального метода мультиагентной оптимизации PSO.
2. Приведены примеры решения конкретных задач по улучшению однородности поля в межполюсном пространстве электромагнита. При этом удается добиться однородности поля до 20 ppm.
3. Используемый в работе метод оптимизации ро-ем частиц PSO позволяет находить глобальный оптимум функции, не используя дополнительной информации о поведении функции в пространстве поиска, что позволяет эффективно применять алгоритм в широком спектре задач теоретической электротехники.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Карасик В.Р. Физика и техника сильных магнитных полей. – М.: Наука, 1964. – С. 239-244.
2. Rose M.E. Phys. Rev. 53, 715 (1938).
3. Bjorken J.D., Bitter F., Rev. Sci. Instr. 27, 1005 (1956).
4. Курбатов П.А., Кузнецова Е.А., Кулаев Ю.В. Проектирование систем с постоянными магнитами открытого типа для магниторезонансных томографов // Электричество. – 2007. – № 7. – С. 47-52.

5. Павлов А.К., Гальченко В.Я. Информационные модели для проектирования источников магнитных полей. // Информационные технологии. – 2002. – № 7. – С. 47-53.
6. Гальченко В.Я., Воробьев М.А. Исследование генетических алгоритмов в структурном синтезе источников магнитных полей с заданными свойствами. // Информационные технологии. – 2003. – № 7. – С. 7-12.
7. Kennedy J., Eberhart R. Particle Swarm Optimization // Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks, Perth, Australia 1995, pp. 1942-1945.
8. Неитеративные, эволюционные и мультиагентные методы синтеза нечеткологических и нейросетевых моделей: Монография / Под общ. редакцией С.О. Субботина. – Запорожье: Издательство ЗНТУ, 2009. – 375 с.
9. Кузнецова Е.А. Методы проектирования и настройки систем с постоянными магнитами для магниторезонансных томографов. Автореферат канд. техн. наук. – М.: ГОУВПО Московский энергетический институт, 2008. – 20 с.

Поступила 06.10.2009

Гальченко Владимир Яковлевич, д.т.н., проф.,
 Якимов Александр Николаевич,
 Остапущенко Дмитрий Леонидович
 Луганский государственный медицинский университет,
 кафедра медицинской и биологической физики, медицинской информатики, биостатистики
 Украина, 91045, Луганск, кв. 50-летия Обороны Луганска, 1
 тел.: (0642) 630253
 e-mail: halchvl@gmail.com, galch@lsmu.edu.ua

V.Ya. Halchenko, A.N. Yakimov, D.L. Ostapuschenko

Parametric synthesis of an axial-symmetric electromagnet's pole shape for uniform magnetic field generation.

Evolutional parametric synthesis of an axial-symmetric electromagnet's poles shape for creation of a uniform magnetic field is considered. An intelligent multiagent particle swarm optimization method is used to solve the optimization problem.

Key words – evolutional parametric synthesis, uniform magnetic field, particle swarm optimization, swarm intelligence.

ОСОБЕННОСТИ МАГНИТНЫХ СВОЙСТВ И ХАРАКТЕРИСТИК НАМАГНИЧИВАНИЯ ЛИСТОВЫХ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СТАЛЕЙ

Розглянуті особливості магнітних властивостей та існуючих способів побудови характеристик намагнічування холоднокатаних листових електротехнічних сталей. Дана критична оцінка методів вимірювання магнітних характеристик і проілюстрована суперечність векторних моделей намагнічування, отриманих при різних підходах до обробки експериментальної інформації.

Рассмотрены особенности магнитных свойств и существующих способов построения характеристик намагничивания холоднокатаных листовых электротехнических сталей. Дана критическая оценка методов измерения магнитных характеристик и проиллюстрирована противоречивость векторных моделей намагничивания, полученных при различных подходах к обработке экспериментальной информации.

ВВЕДЕНИЕ

Необходимость повышения точности расчетов электромагнитных систем с применением ЭВМ стимулировала исследования по изучению особенностей магнитных свойств и характеристик намагничивания листовых электротехнических сталей (ЭТС). Преимущественное распространение получили холоднокатаные ЭТС, которые имеют явно выраженную анизотропию магнитных свойств. Учет нелинейной магнитной анизотропии требует построения векторных характеристик намагничивания [1-14]. Как показывает анализ научно-технической литературы, существующие подходы к построению этих характеристик могут приводить к противоречивым результатам в зависимости от постановки и способа обработки результатов эксперимента. Хотя очевидно, что адекватность модельных и реальных характеристик намагничивания зависит как от полноты и точности экспериментальной информации, так и от корректности способов ее обработки, этот факт не получил в литературе должного отображения. В частности, не всегда четко трактуются вопросы полноты и достоверности исходной экспериментальной информации, выбора базовых векторов поля и его структуры при наличии нелинейной анизотропии среды. Практически не изучены особенности построения трехмерных векторных характеристик намагничивания. Поэтому исследование магнитных свойств анизотропных листовых электротехнических сталей остается актуальной задачей теоретической и прикладной электротехники.

ОСНОВНЫЕ ПОДХОДЫ К МОДЕЛИРОВАНИЮ ХАРАКТЕРИСТИК НАМАГНИЧИВАНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ АНИЗОТРОПНЫХ МАТЕРИАЛОВ

В широком плане проблема описания магнитных свойств холоднокатаных листовых электротехнических сталей непосредственно связана с основными подходами к моделированию характеристик намагничивания нелинейных анизотропных материалов. Известные способы учета нелинейной анизотропии отличаются большим многообразием и не всегда имеют необходимое теоретическое обоснование. В ряде работ [15, 16] анизотропию магнитных свойств учитывают скалярной зависимостью $\mu^{-1} = g(B^2, \cos \beta)$, где β – угол между направлениями поля магнитной индукции \mathbf{B} и главной оси анизотропии. Применяется также аналитическая аппроксимация семейства характеристик $B=F(H, \alpha)$, где B, H – модули магнитной индукции и напряженности магнитного поля, α – угол меж-

ду вектором \mathbf{H} и направлением прокатки [17]. Очевидно, указанные способы приводят к частичной потере информации о магнитных свойствах среды. Это же в еще большей степени относится к описанию анизотропных магнитных свойств системой соотношений $B_i = B_i(H_i)$ или диагональным тензором статической магнитной проницаемости $\mu_{ii}(\mathbf{H})$, $i=1, 2, 3$ [18]. Указанные подходы не базируются на фундаментальных законах перемагничивания сред с обратимыми свойствами, что неизбежно сказывается на точности и достоверности математических моделей магнитных свойств анизотропных материалов.

Некоторые общие идеи и закономерности намагничивания ферромагнетиков в безгистерезисном приближении рассмотрены в работах Э.В. Колесникова [1] и Р.В. Фильца [2], которые применили энергетические потенциалы для построения векторной математической модели намагничивания листовых анизотропных сталей. Как будет показано ниже, именно концепция энергетических, а в более широком плане термодинамических потенциалов, является наиболее естественной и конструктивной основой для построения уравнений материального состояния среды. Такой подход к построению векторных характеристик намагничивания анизотропных листовых ЭТС рассмотрен в статьях авторов [7-14].

Несмотря на заметный интерес к рассматриваемой проблеме, она все еще содержит спорные и неоднозначные аспекты. Как правило, справочная информация о характеристиках намагничивания ЭТС задается в виде семейств характеристик $B=F(H, \alpha)$, где α – угол между направлением прокатки и вектором намагничивающего поля [19-21]. Первый вопрос, который возникает при построении векторной характеристики намагничивания на основе исходной информации в виде семейства характеристик $B=F(H, \alpha)$, состоит в правильной трактовке этих характеристик. Очевидно, что величины B и H не могут быть модулями соответствующих векторов, поскольку в этом случае по необходимости следует их совпадение по направлению. Поэтому речь может идти только о проекции одного из векторов поля на направление другого, т.е. о так называемых характеристиках продольного намагничивания. Но в этом случае возможны два варианта трактовки этих характеристик – в виде $B_{||}=F(H, \alpha)$ или $H_{||}=F(B, \alpha)$, где α – угол между направлением прокатки и вектором \mathbf{H} или \mathbf{B} соответственно. В научно-технической литературе такая интерпретация справочной информации встречается

одинаково часто: $B_{||}=F(H, \alpha)$ [2, 7-9], $H_{||}=F(B, \alpha)$ [1, 3-5]. Как будет показано ниже, эти варианты не эквивалентны и приводят к различным векторным характеристикам намагничивания $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ или $\mathbf{H}(\mathbf{B})$.

В технической литературе распространено мнение, что для построения векторной характеристики намагничивания анизотропных сред необходимо задание двух ортогональных семейств, например, $B_{||}=F(H, \alpha)$ и $B_{\perp}=F(H, \alpha)$. Однако восполнение одного из ортогональных семейств характеристик намагничивания по заданному другому можно получить применением развитого авторами данной статьи принципа взаимности, который имеет универсальный характер для произвольных сред с обратимыми процессами намагничивания [10-11]. Аналогичный результат вытекает также из энергетического подхода к построению векторных характеристик намагничивания в безгистерезисном приближении, развитый в работах [1, 2, 12, 14].

В настоящее время общепринятой базой для построения материальных уравнений считаются законы и ограничения термодинамики [22-25]. Если в качестве вектора независимых переменных принять $(\sigma_{ij}, H_i, T) \equiv$ (компоненты тензора напряжений, компоненты вектора напряженности магнитного поля, абсолютная температура), а в качестве зависимых $(\epsilon_{ij}, B_i, S) \equiv$ (компоненты тензора деформаций, компоненты вектора магнитной индукции, энтропия), то, например, для дифференциала B_i можно записать:

$$dB_i = \left(\frac{\partial B_i}{\partial \sigma_{jk}} \right)_{H,T} d\sigma_{jk} + \left(\frac{\partial B_i}{\partial H_j} \right)_{\sigma,T} dH_j + \left(\frac{\partial B_i}{\partial T} \right)_{\sigma,H} dT. \quad (1)$$

В предположении обратимости всех процессов из первого и второго законов термодинамики следует

$$dU = \sigma_{ij} d\epsilon_{ij} + H_i dB_i + TdS, \quad (2)$$

где U – плотность внутренней энергии.

Для последующего рассмотрения введем термодинамические функции (потенциалы) F и Ψ :

$$F = U - TS, \quad \Psi = U - TS - \mathbf{B}\mathbf{H}. \quad (3)$$

Приведенные выше соотношения можно записать также в виде диссипационных неравенств [20]:

$$-\dot{F} - \dot{T}S - \mathbf{H}\dot{\mathbf{B}} + \sigma\dot{\epsilon} \geq 0, \quad (4)$$

$$-\dot{\Psi} - \dot{T}S - \mathbf{H}\dot{\mathbf{B}} + \sigma\dot{\epsilon} \geq 0, \quad (5)$$

в которых знак равенства относится к средам с обратимыми свойствами. В предположении изотермических процессов намагничивания в механически зажатом состоянии кристаллов ($T = \text{const}$, $\epsilon = \text{const}$):

$$\mathbf{H} = -\frac{\partial F}{\partial \mathbf{B}} = \mathbf{H}(\mathbf{B}) = -\text{grad}_{\mathbf{B}} F(\mathbf{B}) = -\nabla_{\mathbf{B}} F, \quad (6)$$

$$\mathbf{B} = -\frac{\partial \Psi}{\partial \mathbf{H}} = \mathbf{B}(\mathbf{H}) = -\text{grad}_{\mathbf{H}} \Psi(\mathbf{H}) = -\nabla_{\mathbf{H}} \Psi. \quad (7)$$

Последние выражения можно рассматривать как базовые для построения векторных математических моделей произвольных нелинейных сред с обратимыми магнитными свойствами.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для подтверждения вышесказанного ниже изложены результаты вычислительных экспериментов по моделированию двух вариантов задания первичной информации о магнитных свойствах ЭТС (на примере

холоднокатаной ЭТС марки 3405 НЛМК толщиной листа 0,35 мм). Предположим вначале, что приведенные на рис. 1 характеристики намагничивания есть зависимости $B_{||}(H, \alpha)$. Путем непосредственного интегрирования этих характеристик по радиальным направлениям ($\alpha = \text{const}$) получена поверхность $\Psi(\mathbf{H})$ (рис. 2,а) и соответствующее семейство эквипотенциалей (рис. 2,б). Векторная характеристика намагничивания среды рассчитывается дифференцированием потенциала $\Psi(\mathbf{H})$: $\mathbf{B}(\mathbf{H}) = \text{grad}_{\mathbf{H}} \Psi(\mathbf{H})$. Полученные при этом характеристики продольного $B_{||}(H, \alpha)$ и поперечного $B_{\perp}(H, \alpha)$ намагничивания изображены на рис. 2,а и 2,б соответственно.

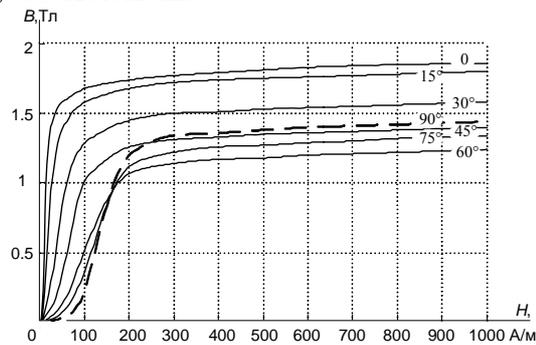


Рис. 1. Кривые намагничивания холоднокатаной стали марки 3405

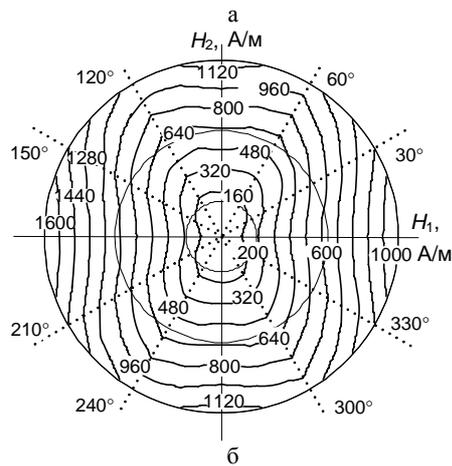
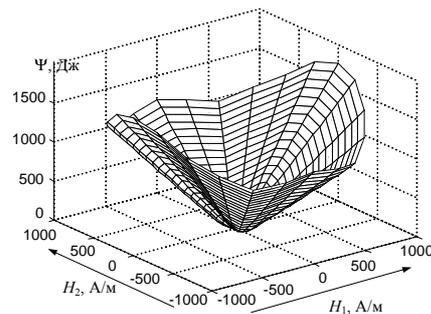


Рис. 2. Потенциальная функция $\Psi(\mathbf{H})$ для стали 3405 (а); эквипотенциалы функции $\Psi(\mathbf{H})$ (б)

Рассчитанные дифференцированием потенциала Ψ характеристики продольного намагничивания (рис. 3а), естественно, совпадают с исходными (рис. 1), поскольку они получены последовательным применением операций интегрирования и дифференцирования. Практическое совпадение характеристик подтверждает не только корректность этих процедур, но и высокую степень достоверности расчетных характеристик попе-

речного намагничивания $B_{\perp}(H, \alpha)$ – рис. 3,б.

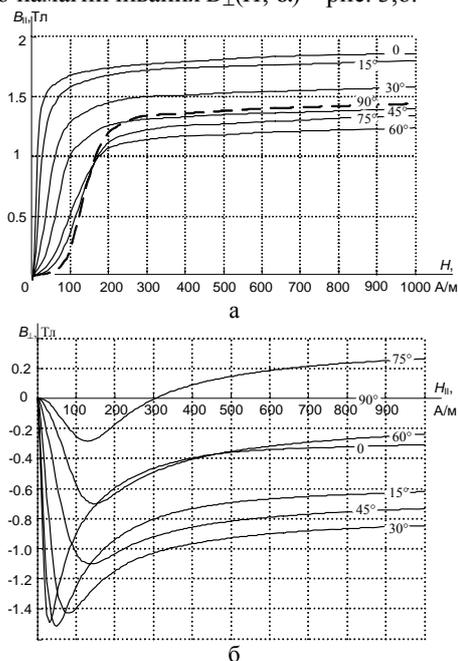


Рис. 3. Характеристики намагничивания стали 3405:
а – $B_{\parallel}(H, \alpha)$; б – $B_{\perp}(H, \alpha)$

Если же рассматривать приведенные на рис. 1 характеристики намагничивания как зависимости $H_{\parallel}(B, \alpha)$, то их интегрирование приводит к потенциальной функции $F(\mathbf{B})$, показанной на рис. 4,а. Линии равного потенциала, соответствующие поверхности $F(\mathbf{B})$, приведены на рис. 4,б. Векторная характеристика намагничивания среды $\mathbf{H}(\mathbf{B})$ рассчитывается дифференцированием потенциала $F(\mathbf{B})$: $\mathbf{H}(\mathbf{B}) = \text{grad}_{\mathbf{B}} F(\mathbf{B})$. Полученные при этом характеристики продольного $H_{\parallel}(B, \alpha)$ и поперечного $H_{\perp}(B, \alpha)$ намагничивания изображены на рис. 5,а и 5,б соответственно.

Напомним, что описанные выше процедуры "восстановления" векторных характеристик намагничивания $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ или $\mathbf{H}(\mathbf{B})$ относились к одному и тому же материалу (различие было только в трактовке исходных скалярных семейств характеристик продольного намагничивания). Естественно, возникает вопрос о взаимном соответствии характеристик $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ и $\mathbf{H}(\mathbf{B})$.

Проведем сравнение представленных выше моделей для некоторого фиксированного состояния среды. Пусть, например, $\mathbf{B} = (B, \alpha) = (1,3 \text{ Тл}, 45^\circ)$. Соответствующее данному вектору \mathbf{B} значение вектора \mathbf{H} определим из материального уравнения $\mathbf{H}(\mathbf{B})$ (рис. 5): $H_{\parallel} = 480 \text{ А/м}$, $H_{\perp} = 400 \text{ А/м}$, т.е. $H = 625 \text{ А/м}$, а угол ψ между векторами \mathbf{H} и \mathbf{B} – около 40° . Таким образом, в данном случае $\mathbf{H} = (H, \alpha + \psi) = (625 \text{ А/м}, 85^\circ)$. В то же время для данного значения вектора \mathbf{H} составляющие вектора \mathbf{B} в соответствии с рис. 3 равны: $B_{\parallel} = 1,45 \text{ Тл}$, $B_{\perp} = 0,1 \text{ Тл}$, чему соответствуют значения $B = 1,453 \text{ Тл}$ и $\psi = 12,5^\circ$. Таким образом, полученное значение вектора $\mathbf{B} = (1,45 \text{ Тл}, 72,5^\circ)$ значительно отличается от исходного $\mathbf{B} = (1,3 \text{ Тл}, 45^\circ)$.

Приведенные расчеты свидетельствуют о высокой чувствительности расчетной векторной модели намагничивания к условиям эксперимента и четкости соответствия измеряемых и декларируемых величин. В связи с этим закономерно возникает вопрос: направление какого из векторов поля является более

предсказуемым в условиях традиционных экспериментов с анизотропными образцами? Ответ на этот вопрос помогают получить результаты моделирования магнитостатического поля в полом цилиндрическом образце, представленные на рис. 6.

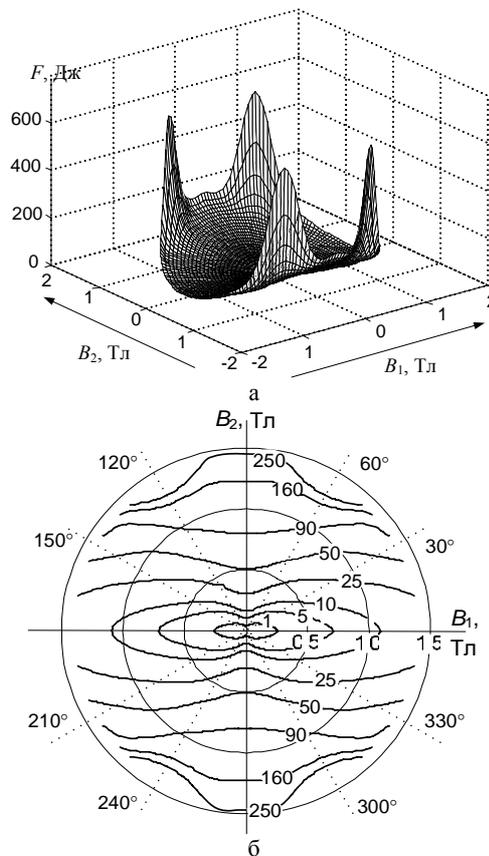


Рис. 4. Потенциальная функция $F(\mathbf{B})$ для стали 3405 (а); эквипотенциалы функции $F(\mathbf{B})$ (б)

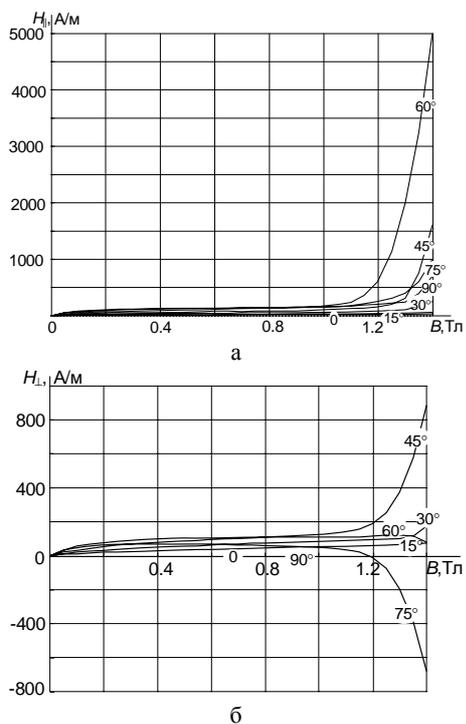


Рис. 5. Характеристики намагничивания стали 3405:
а – $H_{\parallel}(B, \alpha)$; б – $H_{\perp}(B, \alpha)$

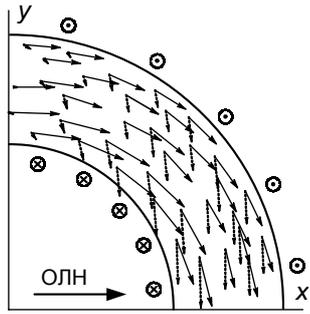


Рис. 6. Совмещенное распределение векторов магнитной индукции (\rightarrow) и напряженности поля ($\cdots\rightarrow$) в цилиндрическом образце из анизотропной стали (ось легкого намагничивания направлена по оси x)

Для простоты рассмотрена линейная анизотропная среда с относительной магнитной проницаемостью по осям $\mu_x = 10000$ и $\mu_y = 1000$. Кольцевое сечение цилиндра имеет радиусы 15 см и 25 см. Обмотка с током, равномерно распределенная по дуге окружности, осуществляет планарное намагничивание сердечника.

Как видно из рис. 6, анизотропия магнитных свойств материала практически не влияет на направление вектора магнитной индукции (сплошные векторы) и в то же время существенно влияет на величину и направление напряженности поля (пунктирные векторы). Важно отметить, что если коэффициент неоднородности модуля вектора магнитной индукции составляет $k_B = 1,478$, то для напряженности этот показатель равен $k_H = 9,98$. При этом неоднородность магнитной индукции обусловлена не анизотропией, а различной удаленностью расчетных точек по радиусу цилиндра (для изотропной среды коэффициент неоднородности $k_B = k_H = 1,495$).

Таким образом, применение закона полного тока для определения вектора напряженности, которое регламентируется ГОСТ 12119.1-98 [26], может привести к существенным погрешностям как по величине, так и по направлению действительного вектора напряженности.

Для более полного представления о картине магнитного поля в типовых конструкциях измерительных систем рассмотрим также распределение поля в двумерном аналоге аппарата Эпштейна. Магнитопровод составлен в стык из четырех одинаковых сердечников, набранных из пластин ЭТС Э320, вырезанных под углами 0° , 45° и 90° к направлению прокатки. Размеры одного элемента магнитопровода 10×30 см, МДС одной обмотки 1000 А.

На рис. 7, а – в, соответствующих углам 0° , 45° и 90° к направлению прокатки, сплошными линиями показаны векторы магнитной индукции. Средние расчетные значения магнитной индукции в сечениях 1-1' и 2-2' соответственно равны: 1,615 Тл и 1,601 Тл; 1,347 Тл и 1,349 Тл; 1,398 Тл и 1,391 Тл. Что касается распределения вектора напряженности магнитного поля, то оно имеет значительно более сложный характер (пунктирные векторы на рис. 7). Во-первых, значения напряженности существенно зависят от длины силовой линии. С другой стороны, если направление поля магнитной индукции мало чувствительно к ориентации оси легкого намагничивания, то поле вектора напряженности в анизотропной среде очень чувствительно к угловым параметрам. Особенно отчетливо

это видно в угловых областях магнитопровода. Например, в основной части верхнего участка магнитопровода (рис. 7) при совпадении силовой линии с направлением прокатки напряженность поля вдоль силовых линий изменяется незначительно. В то же время в правой части этого участка наблюдается не только изменение направления вектора напряженности, но и значительное увеличение ее модуля. Это объясняется отклонением намагничивающего поля от направления прокатки и значительным увеличением напряженности поля (см. рис. 7,а) при мало изменившемся значении магнитной индукции (напомним, что в данном случае $B \cong 1,61$ Тл).



Рис. 7. Поле вектора B (сплошные линии) и вектора H (пунктирные линии). Листы вырезаны под углами 0° (а), 45° (б) и 90° (в) к направлению прокатки

Обратная картина наблюдается для направления прокатки 90° (рис. 7,в). В данном случае в угловых точках магнитопровода наблюдается уменьшение напряженности магнитного поля вследствие разворота вектора B в более легком направлении намагничивания.

Сложный характер распределения вектора намагниченности даже в симметричном квадратном магнитопроводе требует осторожного применения закона полного тока для определения среднего значения продольной составляющей напряженности поля, как регламентирует ГОСТ 12119.1-98. Ограничение ширины листов (не более 3 см) и сборка листов в стык - внахлестку значительно снижают проявление угловых эффектов, хотя и не устраняют их полностью. Что же касается рассматриваемых систем, то при одинаковых значениях МДС $I_w = 2000$ А/м и длине средней силовой линии $L_{cp} = 1,2$ м для всех вариантов расчетное среднее значение напряженности по закону полного тока должно составлять $H_{cp} = I_w / L_{cp} = 1667$ А/м. В то же время из решения магнитоэтической задачи для сечений 1-1' и 2-2' соответственно имеем: $H_{cp1-1'} = 1041$ А/м, $H_{cp2-2'} = 1015$ А/м (0°), $H_{cp1-1'} = 2167$ А/м, $H_{cp2-2'} = 2120$ А/м (45°), $H_{cp1-1'} = 2234$ А/м, $H_{cp2-2'} = 2165$ А/м (90°).

Приведенные результаты свидетельствуют о более однородном и предсказуемом характере распределения вектора магнитной индукции в типовых измерительных системах. Этот факт позволяет считать

предпочтительной базовой информацией для построения векторной модели магнитного состояния ЭТС семейство характеристик $H_{||}(B, \alpha)$.

ВЫВОДЫ

1. В настоящее время отсутствует единый подход к описанию и способам учета магнитных свойств нелинейных анизотропных материалов, в частности, холоднокатаных электротехнических сталей.
2. Математически корректной и оптимальной векторной моделью магнитного состояния нелинейных анизотропных электротехнических сталей в безгистерезисном приближении является скалярная зависимость энергетического потенциала для вектора магнитной напряженности в \mathbf{B} -пространстве.
3. Точность идентификации магнитных свойств анизотропных электротехнических сталей зависит в первую очередь от точности измерения угловых характеристик продольного намагничивания $H_{||}(B, \alpha)$. Основные усилия при экспериментальном исследовании магнитных свойств холоднокатаных электротехнических сталей должны быть направлены на совершенствование методов магнитных измерений этих характеристик.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Колесников Э.В., Ткачев А.Н., Горбунцов А.Ф. Экспериментальное исследование и математическое моделирование планарного перемагничивания холоднокатаной стали // Изв. Вузов. Электромеханика. – 1983. – №6. – С. 23-30.
2. Фильц Р.В. Дифференциальный сеточный метод расчета магнитного поля в нелинейных средах // Доклады АН УССР. Сер. А. – 1979. – №9. – С. 710-713.
3. Калинин Е.В., Любимый В.И., Першин В.В., Тильк В.Т. Анализ и математическое описание характеристик намагничивания анизотропных холоднокатаных электротехнических сталей // Электротехника. – 1985. – № 10. – С. 34-37.
4. Калинин Е.В. Экспериментальное исследование и математическое описание векторных характеристик намагничивания анизотропных листовых электротехнических сталей // Электротехника. – 2000. – № 2.
5. Калинин Е.В. Измерение магнитных характеристик листовых электротехнических сталей на кольцевых образцах // Электротехника. – 2001. – № 6.
6. Сидельников А.В. Способы описания магнитных свойств анизотропной безгистерезисной стали при расчетах электромагнитных полей // Электротехника. – 1989. – №4. – С. 65-68.
7. Толмачев С.Т., Рожненко Ж.Г. Математическая модель ферромагнитных анизотропных материалов в безгистерезисном приближении // Разработка рудных месторождений. Научно-техн. сб. – Криворожский технический университет, 2004. – Вып. 85. – С. 113-117.
8. Толмачев С.Т., Рожненко Ж.Г. Универсальные свойства кривых намагничивания безгистерезисной среды // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – 2004. – Вип. 5(28). – С. 8-12.
9. Толмачев С.Т., Рожненко Ж.Г. Векторная математическая модель анизотропных электротехнических сталей // Тез. докл. Міжнародної науково-технічної конференції студентів, аспірантів і молодих наукових робітників "Електротехніка і електромеханіка ЕТЕМ-2004" (Миколаїв, 25-27 листопада 2004 р.) – 2004. – С. 114-115.
10. Рожненко Ж.Г., Толмачев С.Т. Интегральный принцип взаимности в теории и практике определяющих уравнений нелинейной анизотропной среды // Технічна електродинаміка. – 2005. – №1. – С. 3-8.
11. Рожненко Ж.Г., Толмачев С.Т. Асимптотические свойства характеристик намагничивания безгистерезисных анизотропных материалов // Вісник Криворізького технічного університету: Зб. наук. праць. – Кривий Ріг, 2005. – Вип. 7. –

С. 132-135.

12. Tolmachev S.T., Rozhnenko Z.G. The Theory of the Defining Equations for Nonlinear Anisotropic Materials // Proceedings of the XIII International Symposium on Theoretical Electrical Engineering ISTET'05. – Lviv, 2005. – P. 97-100.
13. Рожненко Ж.Г. Способы идентификации магнитных свойств нелинейных анизотропных материалов // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – Харьков, 2005. – №4/2 (16). – С. 86-89.
14. Рожненко, С. Толмачов. Векторні характеристики намагнічування нелінійних анізотропних безгістерезисних середовищ // Теоретична електротехніка. – 2008. – Вип. 59 – С. 103– 112.
15. Дойников Н.Р., Пузынович Ю.Т. Численное моделирование магнитостатических полей с учетом магнитной анизотропии стали // ЖТФ. – 1975. – Т. 45, вып. 11.– С. 2204-2206.
16. Endo K., Kihara M., Takasaki E. Modification of Linda to treat the grain orientation effect // IEEE Trans. Nucl. Sci. – 1973. – Vol. NS-20, № 3. – P. 716-718.
17. Тенетко Н.И., Черемисов И.Я. Приближенные аналитические выражения семейств характеристик намагничивания холоднокатаных анизотропных электротехнических сталей // Техническая электродинамика. – 1990. – № 3. – С. 18-23.
18. Расчет трехмерных электромагнитных полей / О.В. Тозони, И.Д. Маергойз. – К.: Техніка, 1974. – 352 с.
19. Холоднокатаные электротехнические стали: [Справочник] / Б.В. Молотилов. – М.: Металлургия, 1989. – 168 с.
20. Дружинин В.В. Магнитные свойства электротехнической стали. – М.: Энергия, 1974. – 240 с.
21. Черемисов И.Я., Тенетко Н.И., Корнилов В.И. Метод расчета характеристики намагничивания яра статора двухполосного турбогенератора // Электротехника. – 1970. – №1. – С. 46-49.
22. Тамм И.Е. Основы теории электричества. – М.: Наука, 1989. – 504 с.
23. Микаэлян М.А. Термодинамические неравенства для магнитной проницаемости вещества // Краткие сообщения по физике. – Физический институт им. П.Н.Лебедева. – 2002. – №9. – С. 33-45.
24. Coleman B.D., Dill E.H. Thermodynamic Restrictions on the Constitutive Equations of Electromagnetic Theory // Zeitschrift für angewandte Mathematik und Physik (ZAMP). – 1971. – Vol. 22, No 4. – P. 691-702.
25. Най Д. Физические свойства кристаллов и их описание при помощи тензоров и матриц. – М.: Мир, 1967. – 304 с.
26. ГОСТ 12119.1-98. Сталь электротехническая. Методы определения магнитных и электрических свойств. Межгосударственный совет по стандартизации, метрологии и сертификации. – Взамен ГОСТ 12119-80; Введ. 01.07.99. – М.: Изд-во стандартов, 1999. – 4 с.

Поступила 01.10.2009

Толмачев Станислав Трофимович, д.т.н., проф.
Рожненко Жанна Георгиевна, к.т.н.
Криворожский технический университет,
кафедра электромеханики
Украина, 50027, Кривой Рог, ул. XXII Партсъезда, 11
тел. (056) 409 06 33, e-mail: kafem@mail.ru

Zh.G. Rozhnenko, S.T. Tolmachev

Features of magnetic properties and magnetization characteristics of electrical grade sheet.

Features of magnetic properties and existing methods of magnetization characteristics construction for cold-rolled electrical grade sheets are considered. A critical estimation of magnetic characteristic measurement methods is given, inconsistency of magnetization vector models obtained with different approaches to experimental information processing is illustrated.

Key words – cold-rolled electrical grade sheet, vertical magnetization characteristic, numerical calculation.

ДВОЯКОПЕРИОДИЧЕСКАЯ ЗАДАЧА ДЛЯ ПОЛЫХ КРУГОВЫХ ЦИЛИНДРОВ

Класичний метод мультиполів для довільної двоперіодичної системи суцільних циліндрів узагальнений для порожнистих циліндрів. Задача зведена до нескінченної системи алгебраїчних рівнянь відносно моментів мультиполів. Отримані розрахункові вирази для вирішення системи рівнянь методом редукції. Наведені приклади чисельної реалізації польової задачі і запропонованого аналітичного методу.

Классический метод мультиполей для произвольной двоякопериодической системы сплошных цилиндров обобщен для полых цилиндров. Задача сведена к бесконечной системе алгебраических уравнений относительно моментов мультиполей. Получены расчетные выражения для решения системы уравнений методом редукции. Приведены примеры численной реализации полевой задачи и предложенного аналитического метода.

ВВЕДЕНИЕ

Расчет потенциального поля в прямоугольной двоякопериодической системе круговых цилиндров с применением метода мультиполей рассмотрен в классической работе Дж. Рэлея [1]. В [2-4] эти результаты обобщены на случай произвольной решетки периодов. В данной статье сделана попытка дальнейшего развития упомянутых результатов, а именно, на примере задачи магнитостатики рассмотрен расчет поля в двоякопериодической системе полых круговых цилиндров, расположенных в однородном магнитном поле с напряженностью H_0 .

Рассмотрим произвольную периодическую решетку, в узлах которой расположены центры цилиндров с внутренними и внешними радиусами a и b соответственно (рис. 1). Магнитные проницаемости сред обозначим через μ_1, μ_2 и μ_3 . Обозначим основные периоды параллелограмма Ω через ω_1 и ω_2 , при этом выберем их так, чтобы выполнялось условие: $\tau = \omega_2 / \omega_1$, $\text{Im}\tau > 0$. Для произвольного периода будем использовать выражение $\omega = m\omega_1 + n\omega_2$; $m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$

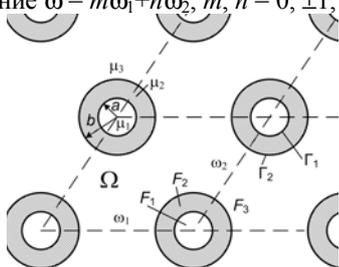


Рис.1. Двоякопериодическая система полых цилиндров

ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Введем комплексные потенциалы для областей F_1, F_2 и F_3 :

$$W_1 = \sum_k C_k z^k, \quad z \in F_1, \quad (1)$$

$$W_2 = \sum_k (A_k z^k + B_k z^{-k}), \quad z \in F_2, \quad (2)$$

$$W_3 = \sum_k (D_k z^k + E_k z^{-k}), \quad z \in F_3, \quad (3)$$

где $z = x + jy = |z| e^{j\varphi}$ – комплексная переменная, $k = 1, 3, 5, \dots$ в силу нечетности потенциалов относительно комплексной координаты z . Заметим, что потенциалы (1)-(3) не являются двоякопериодическими функциями и справедливы только в окрестности центрального цилиндра [2].

Пусть Γ – граница двух областей с индексами i и e , на которой выполняются стандартные условия сопряжения

$$B_{ni} = B_{ne}, \quad H_{\tau i} = H_{\tau e}. \quad (4)$$

Здесь индексы n и τ соответствуют нормальному и тангенциальному направлениям в произвольной точке границы Γ , а индексы i и e относятся к предельным значениям функций на границе Γ . Условимся при этом, что обход Γ осуществляется так, что "внешняя" область e остается справа (положительный обход Γ – против часовой стрелки).

Преобразуем граничное условие (4) в более удобную форму. Пусть $z(s) = x(s) + jy(s)$ – параметрическое уравнение контура Γ , где $z(s)$ – аффикс точки кривой Γ , соответствующий длине дуги s . Обозначим $z' = dz / ds = e^{j\gamma}$, где γ – угол, определяющий касательное к Γ направление dz (рис. 2). Тогда $d\bar{z} = \bar{z}' ds$ и, поскольку $|z'| = 1$, то

$$\frac{dz}{d\bar{z}} = z'(s)^2 = -e^{2j\gamma} \quad (5)$$

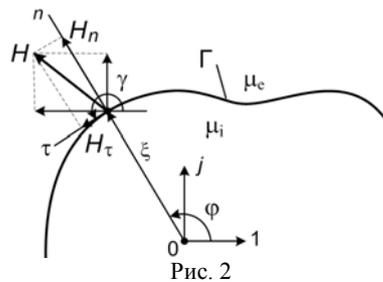


Рис. 2

В последнем соотношении и во всем тексте черта над комплексным числом означает операцию сопряжения. Граничное условие (4) представим в эквивалентной форме

$$(\mu_i + \mu_e)(H_{ni} + jH_{\tau i}) + (\mu_i - \mu_e)(H_{ni} - jH_{\tau i}) = 2\mu_e(H_{ne} + jH_{\tau e}) \quad (6)$$

Из рис. 2 видно, что $(H_n + jH_\tau) = j\bar{z}'H$, тогда $(H_n - jH_\tau) = -jz'\bar{H}$ и с учетом соотношения (5) выражение (6) принимает вид

$$(\mu_i + \mu_e)H_i(\xi) - (\mu_i - \mu_e)\bar{H}_i(\xi)z'(\xi)^2 = 2\mu_e H_e(\xi), \quad \xi \in \Gamma. \quad (7)$$

На границах Γ_1 и Γ_2 окружностей радиусов a и b соответственно $\xi_a = a e^{j\varphi}$, $\xi_b = b e^{j\varphi}$, $z'(\xi)^2 = -e^{2j\varphi}$, поэтому

$$\frac{2\mu_2}{\mu_1 + \mu_2} H_2(\xi) = H_1(\xi) + \lambda_1 \bar{H}_1 e^{j2\varphi}, \quad \xi \in \Gamma_1, \quad (8)$$

$$\frac{2\mu_3}{\mu_2 + \mu_3} H_3(\xi) = H_2(\xi) + \lambda_2 \bar{H}_2 e^{j2\varphi}, \quad \xi \in \Gamma_2, \quad (9)$$

где

$$\lambda_1 = \frac{\mu_1 - \mu_2}{\mu_1 + \mu_2}, \quad \lambda_2 = \frac{\mu_2 - \mu_3}{\mu_2 + \mu_3}. \quad (10)$$

Поскольку $\bar{H} = -W'$, то используя выражения для потенциалов (1)-(3) и учитывая условия (8), (9) на границах Γ_1 и Γ_2 , нетрудно получить выражения

$$\frac{2\mu_2}{\mu_1 + \mu_2} (A_k - B_k z^{-2k}) = C_k + \lambda_1 \bar{C}_k e^{-j2k\varphi}, \quad z \in \Gamma_1, \quad (11)$$

$$\frac{2\mu_3}{\mu_2 + \mu_3} (D_k - E_k z^{-2k}) = (A_k - B_k z^{-2k}) + \lambda_2 \left(\bar{A}_k \frac{\bar{z}^{-k-1}}{z^{k-1}} - \bar{B}_k \frac{\bar{z}^{-k-1}}{z^{k-1}} \right) e^{-j2\varphi}, \quad z \in \Gamma_2. \quad (12)$$

Рассматривая эти выражения для произвольных $z = ae^{j\varphi}$ и $z = be^{j\varphi}$, получим связь между коэффициентами комплексных потенциалов (1)-(3):

$$C_k = \frac{2\mu_2}{\mu_1 + \mu_2} A_k; \quad (13)$$

$$B_k = -\frac{\mu_1 - \mu_2}{2\mu_2} a^{2k} \bar{C}_k = -\lambda_1 a^{2k} \bar{A}_k, \quad (14)$$

$$D_k = \frac{(\mu_2 + \mu_3)[1 + \lambda_1 \lambda_2 (a/b)^{2k}]}{2\mu_3} A_k = \frac{(\mu_1 + \mu_2)(\mu_2 + \mu_3)[1 + \lambda_1 \lambda_2 (a/b)^{2k}]}{4\mu_2 \mu_3} C_k, \quad (15)$$

$$E_k = -\frac{(\mu_2 + \mu_3)[\lambda_1 a^{2k} + \lambda_2 b^{2k}]}{2\mu_3} \bar{A}_k = \frac{\lambda_1^{-1} a^{-2k} (\mu_2 + \mu_3)(\lambda_1 a^{2k} + \lambda_2 b^{2k})}{2\mu_3} \bar{B}_k, \quad (16)$$

$$D_k = -\frac{1 + \lambda_1 \lambda_2 (a/b)^{2k}}{\lambda_1 a^{2k} + \lambda_2 b^{2k}} \bar{E}_k = \beta_k \bar{E}_k, \quad (17)$$

$$\beta_k = -\frac{1 + \lambda_1 \lambda_2 (a/b)^{2k}}{\lambda_1 a^{2k} + \lambda_2 b^{2k}}.$$

Нетрудно видеть, что при $a = 0$ приведенные соотношения дают решение классической задачи о круговых цилиндрах.

Пусть $z \in F_3$. Результирующее поле образовано внешними источниками напряженностью H_0 и созданными ими мультиполями, расположенными в центрах всех цилиндров. Принимая во внимание, что в формуле (3) слагаемое $\Sigma E_k z^{-k}$ представляет собой потенциал всех мультиполей основного цилиндра, запишем очевидное выражение

$$\sum_k D_k z^k = -\bar{H}_0 z + \sum_{m, n} \sum_k E_k (z - \omega)^{-k}, \quad (18)$$

где символ ' при суммировании означает исключение

центрального цилиндра ($m^2 + n^2 \neq 0$).

Разлагая $(z - \omega)^{-k}$ в ряд по степеням z и обозначая

$$\Sigma' \omega^{-k} = \Sigma_k, \quad (19)$$

запишем уравнение (18) в виде эквивалентной системы уравнений

$$(-1)^k (\delta_{1k} \bar{H}_0 + k! D_k) = \sum_p E_p \frac{(k+p-1)!}{(p-1)!} \Sigma_{k+p} \quad (20)$$

или, учитывая выражение (17)

$$(-1)^k (\delta_{1k} \bar{H}_0 + k! \beta_k \bar{E}_k) = \sum_p E_p \frac{(k+p-1)!}{(p-1)!} \Sigma_{k+p}. \quad (21)$$

В выражениях (20) и (21) δ_{1k} – символ Кронеккера: $\delta_{11} = 1$, $\delta_{1k} = 0$ при $k \neq 1$. Систему уравнений (21) можно представить в матричном виде

$$\mathbf{A}\mathbf{E} = \mathbf{B}, \quad (22)$$

где $\mathbf{A} = \mathbf{I} - \bar{\mathbf{C}}\mathbf{C}$; $\mathbf{B} = \bar{\mathbf{C}}\mathbf{H}_0 + \bar{\mathbf{H}}_0$; \mathbf{H}_0 – матрица

столбец с компонентами $H_{0k} = -\frac{\delta_{1k} \bar{H}_0}{\beta_k k!}$; \mathbf{C} – матрица

с компонентами $C_{kp} = \frac{(k+p-1)!}{\beta_k k!(p-1)!} \Sigma_{k+p}$.

Бесконечная система уравнений (21) распадается на две независимые системы – с нечетными и четными индексами k, p . Вторая подсистема имеет только тривиальные решения, так как все $\delta_{1k} = 0$. Таким образом, в выражениях (19)-(21) следует принимать $k, p = 1, 3, 5, \dots$

Комплексные ряды Σ_{2l} в дальнейшем целесообразно использовать в виде

$$\Sigma_{2l} = \omega_1^{-2l} \sum' (m+n\tau)^{-2l} = \omega_1^{-2l} S_{2l}(\tau), \quad l = 1, 2, 3, \dots,$$

где $S_{2l}(\tau)$ – ряды Эйзенштейна, которые широко применяются в теории эллиптических функций [5, 6].

Для практических вычислений можно применять следующие выражения для рядов $S_2(\tau)$, $S_4(\tau)$ и $S_6(\tau)$ [5]:

$$S_2(\tau) = \frac{\pi^2}{3} - 2\pi^2 \sum_{m=1}^{\infty} \text{sh}^{-2} jm\pi\tau; \quad (23)$$

$$S_4(\tau) = \frac{\pi^4}{45} + 2\pi^4 \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{2}{3} \text{sh}^{-2} jm\pi\tau + \text{sh}^{-4} jm\pi\tau \right); \quad (24)$$

$$S_6(\tau) = \frac{2\pi^6}{27 \cdot 35} - 2\pi^6 \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{2}{15} \text{sh}^{-2} jm\pi\tau + \text{sh}^{-4} jm\pi\tau + \text{sh}^{-6} jm\pi\tau \right). \quad (25)$$

Замечательной особенностью рядов Σ_{2l} (и S_{2l}) является возможность их выражения для $l > 3$ через Σ_4 и Σ_6 . Например, $\Sigma_8 = 3/7 \cdot \Sigma_4^2$, $\Sigma_{10} = 5/11 \cdot \Sigma_4 \cdot \Sigma_6$, $\Sigma_{12} = 1/143 \cdot (18\Sigma_4^3 + 25\Sigma_6^2)$, $\Sigma_{14} = 30/143 \cdot \Sigma_6 \Sigma_4^2, \dots$

Более подробно о рядах Σ_{2l} изложено в [2, 5, 6]. Таким образом, для решения системы уравнений (21) достаточно предварительно вычислить для заданного параметра τ числовые ряды $S_2(\tau)$, $S_4(\tau)$, и $S_6(\tau)$. Важно отметить, что при $l \geq 2$ ряды S_{2l} сходятся абсолютно [5]. Ряд S_2 , как нетрудно видеть, связан с комплексным потенциалом двоякопериодической системы диполей и его значение зависит от порядка суммирования. Именно с этой особенностью ряда S_2 связаны

анизотропные свойства приведенной среды.

В случае одиночного цилиндра в однородном поле, когда $(\omega_1, \omega_2) \rightarrow \infty$, все ряды Σ_{2l} равны нулю, поэтому из (20) следует, что $D_1 = -\bar{H}_0$, а моменты всех мультиполей более высоких порядков равны нулю. Используя соотношение (15), легко установить поле внутри цилиндра (в области F_1):

$$\frac{C_1}{D_1} = \frac{\bar{H}_1}{\bar{H}_0} = \frac{4\mu_2\mu_3}{(\mu_1 + \mu_2)(\mu_2 + \mu_3)[1 + \lambda_1\lambda_2(a/b)^2]} \quad (26)$$

Здесь H_1 – напряженность поля в области D_1 . В частном случае магнитного экрана, когда $\mu_1 = \mu_3 = \mu_0$, $\mu_2 \gg \mu_0$, выражение (26) упрощается и принимает известный вид [7]:

$$\frac{\bar{H}_1}{\bar{H}_0} = \frac{4\mu_{2r}}{(1 + \mu_{2r})^2} \cdot \frac{b^2}{[b^2 - \lambda^2 a^2]} \approx \frac{4}{\mu_{2r}} \cdot \frac{b^2}{b^2 - a^2}, \quad (27)$$

где μ_{2r} – относительная магнитная проницаемость ферромагнетика, $\lambda = (\mu_{2r} - 1) / (\mu_{2r} + 1)$.

В качестве другого примера рассмотрим произвольную двоякопериодическую систему полых ци-

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 - \frac{\Sigma_2 \cdot \bar{\Sigma}_2}{\beta_1 \cdot \bar{\beta}_1} - \frac{3\Sigma_4 \cdot \bar{\Sigma}_4}{\beta_3 \cdot \bar{\beta}_3} - \frac{5\Sigma_6 \cdot \bar{\Sigma}_6}{\beta_5 \cdot \bar{\beta}_5} & \frac{3\Sigma_4 \cdot \bar{\Sigma}_2}{\beta_1 \cdot \bar{\beta}_1} & \frac{30\Sigma_6 \cdot \bar{\Sigma}_4}{\beta_3 \cdot \bar{\beta}_3} & \frac{105\Sigma_8 \cdot \bar{\Sigma}_6}{\beta_5 \cdot \bar{\beta}_5} & \frac{5\Sigma_6 \cdot \bar{\Sigma}_2}{\beta_1 \cdot \bar{\beta}_1} & \frac{105\Sigma_8 \cdot \bar{\Sigma}_4}{\beta_3 \cdot \bar{\beta}_3} & \frac{630\Sigma_{10} \cdot \bar{\Sigma}_6}{\beta_5 \cdot \bar{\beta}_5} \\ \frac{\Sigma_2 \cdot \bar{\Sigma}_4}{\beta_1 \cdot \bar{\beta}_3} & 10\Sigma_4 \cdot \bar{\Sigma}_6 & 35\Sigma_6 \cdot \bar{\Sigma}_8 & 1 - \frac{3\Sigma_4 \cdot \bar{\Sigma}_4}{\beta_1 \cdot \bar{\beta}_1} - \frac{100\Sigma_6 \cdot \bar{\Sigma}_6}{\beta_3 \cdot \bar{\beta}_3} - \frac{735\Sigma_8 \cdot \bar{\Sigma}_8}{\beta_5 \cdot \bar{\beta}_5} & \frac{5\Sigma_6 \cdot \bar{\Sigma}_4}{\beta_1 \cdot \bar{\beta}_3} & \frac{350\Sigma_8 \cdot \bar{\Sigma}_6}{\beta_3 \cdot \bar{\beta}_3} & \frac{4410\Sigma_{10} \cdot \bar{\Sigma}_8}{\beta_5 \cdot \bar{\beta}_5} \\ \frac{\beta_1 \cdot \bar{\beta}_3}{\Sigma_2 \cdot \bar{\Sigma}_6} & \frac{\beta_3 \cdot \bar{\beta}_3}{21\Sigma_4 \cdot \bar{\Sigma}_8} & \frac{\beta_5 \cdot \bar{\beta}_3}{126\Sigma_6 \cdot \bar{\Sigma}_{10}} & \frac{\beta_1 \cdot \bar{\beta}_3}{3\Sigma_4 \cdot \bar{\Sigma}_6} & \frac{\beta_3 \cdot \bar{\beta}_3}{210\Sigma_6 \cdot \bar{\Sigma}_8} & \frac{\beta_5 \cdot \bar{\beta}_3}{2646\Sigma_8 \cdot \bar{\Sigma}_{10}} & 1 - \frac{5\Sigma_6 \cdot \bar{\Sigma}_6}{\beta_1 \cdot \bar{\beta}_1} - \frac{735\Sigma_8 \cdot \bar{\Sigma}_8}{\beta_3 \cdot \bar{\beta}_3} - \frac{15876\Sigma_{10} \cdot \bar{\Sigma}_{10}}{\beta_5 \cdot \bar{\beta}_5} \\ \frac{\beta_1 \cdot \bar{\beta}_5}{\Sigma_2 \cdot \bar{\Sigma}_6} & \frac{\beta_3 \cdot \bar{\beta}_5}{21\Sigma_4 \cdot \bar{\Sigma}_8} & \frac{\beta_5 \cdot \bar{\beta}_5}{126\Sigma_6 \cdot \bar{\Sigma}_{10}} & \frac{\beta_1 \cdot \bar{\beta}_5}{3\Sigma_4 \cdot \bar{\Sigma}_6} & \frac{\beta_3 \cdot \bar{\beta}_5}{210\Sigma_6 \cdot \bar{\Sigma}_8} & \frac{\beta_5 \cdot \bar{\beta}_5}{2646\Sigma_8 \cdot \bar{\Sigma}_{10}} & \frac{\beta_1 \cdot \bar{\beta}_5}{\Sigma_2 \cdot \bar{\Sigma}_6} & \frac{\beta_3 \cdot \bar{\beta}_5}{21\Sigma_4 \cdot \bar{\Sigma}_8} & \frac{\beta_5 \cdot \bar{\beta}_5}{126\Sigma_6 \cdot \bar{\Sigma}_{10}} \end{pmatrix}$$

Нижне для иллюстрации приведены результаты решения системы уравнений (28) для следующих числовых параметров: основные периоды $\omega_1 = 4$, $\omega_2 = 3e^{j75^\circ}$, радиусы цилиндров $a = 0,5$, $b = 1$, относительные магнитные проницаемости областей $\mu_{1r} = 1$, $\mu_{2r} = 1000$, $\mu_{3r} = 1$, напряженность внешнего поля $H_0 = 1$.

Рассчитанные по (23) – (25) значения рядов S_{2j} : $S_2 = 3,024 - 0,799j$, $S_4 = 3,638 - 5,473j$, $S_6 = 1,441 - 12,430j$, $S_8 = -7,164 - 17,064j$, $S_{10} = 33,304 - 16,969j$.

В результате решения (28) получаем: $E_1 = 1,234 + 0,052j$, $E_3 = 0,016 - 0,026j$, $E_5 = 0,000709 + 0,003561j$. Коэффициенты A_k, B_k, C_k, D_k , входящие в выражения для потенциалов W_1, W_2, W_3 вычисляются по формулам (13) – (17).

РЕЗУЛЬТАТЫ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

На рис. 3,а – 6,а приведены картины силовых линий и эквипотенциалов поля, рассчитанные по выражениям (1) – (3). Для сравнения на рис. 3,б – 6,б показаны результаты расчета поля в тех же областях, полученные методом вторичных источников при численной реализации интегральных уравнений, ядро которого учитывает двоякопериодические особенности задачи [8]. Как видно из сравнения приведенных иллюстраций, в области центрального цилиндра картины полей практически совпадают даже при ограничении системы уравнений 3-м порядком. Это объясняется ограниченным кругом сходимости степенных рядов (1) – (3). В то же время моменты мультиполей могут быть вычислены из системы уравнений (28) практически точно, что позволяет предложить другой способ построения

линьев, ограничившись в системе уравнений (21) учетом только дипольного, квадрупольного и октупольного влияния, т.е. системой третьего порядка:

$$\left. \begin{aligned} \bar{E}_1 &= -\frac{\Sigma_2}{\beta_1} \cdot E_1 - \frac{3\Sigma_4}{\beta_1} \cdot E_3 - \frac{5\Sigma_6}{\beta_1} \cdot E_5 - \frac{\bar{H}_0}{\beta_1} \\ \bar{E}_3 &= -\frac{\Sigma_4}{\beta_3} \cdot E_1 - \frac{10\Sigma_6}{\beta_3} \cdot E_3 - \frac{35\Sigma_8}{\beta_3} \cdot E_5 \\ \bar{E}_5 &= -\frac{\Sigma_6}{\beta_5} \cdot E_1 - \frac{21\Sigma_8}{\beta_5} \cdot E_3 - \frac{126\Sigma_{10}}{\beta_5} \cdot E_5 \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

Согласно матричному соотношению (22)

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \Sigma_2 & 3\Sigma_4 & 5\Sigma_6 \\ \beta_1 & \beta_1 & \beta_1 \\ \Sigma_4 & 10\Sigma_6 & 35\Sigma_8 \\ \beta_3 & \beta_3 & \beta_3 \\ \Sigma_6 & 21\Sigma_8 & 126\Sigma_{10} \\ \beta_5 & \beta_5 & \beta_5 \end{pmatrix}, \mathbf{B} = \begin{pmatrix} \bar{H}_0 \cdot \bar{\Sigma}_2 & \bar{H}_0 \\ \beta_1 \cdot \bar{\beta}_1 & \bar{\beta}_1 \\ \bar{H}_0 \cdot \bar{\Sigma}_4 & \\ \beta_1 \cdot \bar{\beta}_3 & \\ \bar{H}_0 \cdot \bar{\Sigma}_6 & \\ \beta_1 \cdot \bar{\beta}_5 & \end{pmatrix}$$

выражений для комплексного потенциала – через непосредственное вычисление потенциалов всех мультиполей в комплексной плоскости [2].

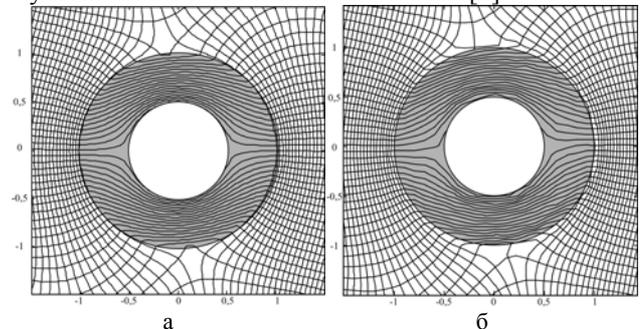


Рис. 3. Картина поля в окрестности основного цилиндра при направлении вектора напряженности H_0 вдоль горизонтальной оси: а – поле рассчитано по выражениям (1) – (3); б – поле рассчитано численным методом

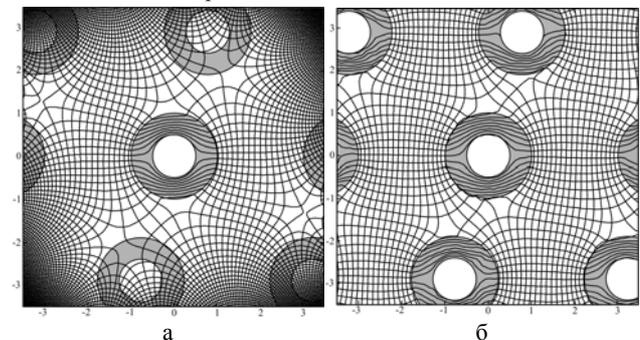


Рис. 4. То же, что на рис. 3, но область расчетов расширена на несколько периодов

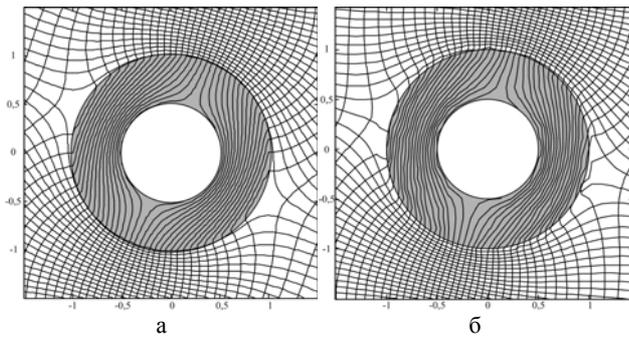


Рис. 5. Картина поля в окрестности основного цилиндра при направлении вектора напряженности H_0 под углом 75° к горизонтальной оси (вдоль периода ω_2): а – поле рассчитано по выражениям (1) – (3); б – поле рассчитано численным методом

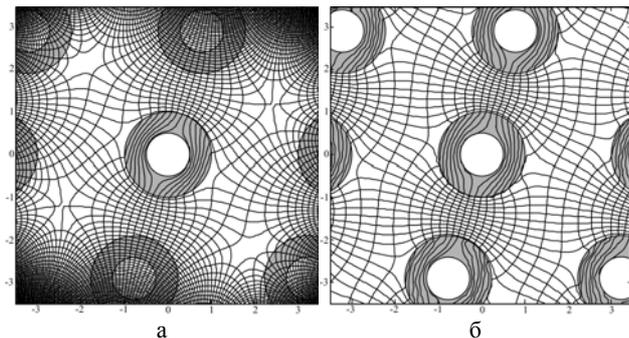


Рис. 6. То же, что на рис. 5, но область расчетов расширена на несколько периодов

Пусть $P_k(z) = (z - \omega)^{-k} = z^{-k} + \sum (z - \omega)^{-k}$. Тогда, например, для всех точек, расположенных вне цилиндров, $W_k = E_k P_k(z)$ – комплексный потенциал мультиполей порядка k , а комплексный потенциал двойкопериодической системы цилиндров во внешнем однородном поле H_0 :

$$W(z) = -\bar{H}_0 z + \sum_k E_k P_k(z), \quad z \in F_3, \quad k = 1, 3, 5, \dots \quad (29)$$

Для $k \geq 3$ функции W_k являются двойкопериодическими (эллиптическими) и могут быть выражены через функцию Вейерштрасса $\wp(z)$ и ее производную $\wp'(z)$. По определению [5]

$$\wp(z) = \frac{1}{z^2} + \sum' \left[\frac{1}{(z-\omega)^2} - \frac{1}{\omega^2} \right],$$

$$\wp'(z) = -\frac{2}{z^3} - 2\sum' \frac{1}{(z-\omega)^3} = \sqrt{4\wp^3 - g_2\wp - g_3},$$

где $g_2 = 60\Sigma_4$, $g_3 = 140\Sigma_6$. Заметим также, что для нечетных k эллиптическую функцию можно представить в виде $R(\wp)\wp'$, где R – рациональная функция [5]. Легко также получить соотношение

$$P_k(z) = \frac{(-1)^k}{(k-1)!} \wp^{k-2}(z), \quad k = 3, 5, 7, \dots,$$

в котором $k-2$ означает порядок производной. В частности $P_3(z) = -0,5 \cdot \wp'(z)$, $P_5(z) = -0,5 \cdot \wp(z) \cdot \wp'(z)$.

Функция $\wp(z)$ выражается в виде быстроходящегося ряда [5, 6], в котором достаточно оставлять 2-4 члена. Отдельного рассмотрения требует двойкопериодическая система диполей, поскольку функция $P_1(z)$ не выражается через абсолютно сходящийся ряд

и не является эллиптической. Однако и в этом случае можно учесть двойкопериодические особенности задачи [2], что обеспечивает эффективного решения задачи о системе полых цилиндров. Иллюстрация такого подхода будет предметом отдельной статьи.

ВЫВОДЫ

Метод мультиполей позволяет обобщить классическую задачу для системы сплошных цилиндров в прямоугольной матрице на случай двойкопериодической системы полых цилиндров с произвольными периодами. Получена система линейных алгебраических уравнений для моментов мультиполей любого порядка. Предложены два способа построения аналитических решений для комплексных потенциалов – в виде разложений в ряд в окрестности центрального цилиндра и в виде суммы потенциалов всех мультиполей. Сравнение с результатами численного решения, полученного методом вторичных источников, подтверждает правильность полученных результатов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Rayleigh J.W. On the Influence of Obstacles Arranged in Rectangular Order upon the Properties of a Medium // Phil. mag., 1982, v.5, p. 481-505.
2. Толмачев С.Т. Специальные методы решения задач магнитостатики. – Киев: Вища школа, 1983. – 166 с.
3. Толмачев С.Т. Однородное поле, возмущенное периодической системой круговых цилиндров // Теоретическая электротехника. Респ. межвед. научн.-техн. сб., вып. 23. – Львов: Вища школа. Изд-во при Львов. ун-те, 1977, с. 97-106.
4. Толмачев С.Т. Расчет эффективной электропроводности (проницаемости) двухфазных сред с цилиндрическими включениями // Электричество, 1975, №2, с. 39-43.
5. Ахиезер Н.И. Элементы теории эллиптических функций. – М.: Наука, 1970. – 304 с.
6. Гурвиц А., Курант Р. Теория функций, – М.: Наука, 1968. – 648 с.
7. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. – М.: Высшая школа, 1996. – 638 с.
8. Толмачев С.Т., Ильченко А.В., Рожненко Ж.Г., Бондаревский С.Л. Математическое моделирование магнитного поля с двойкопериодической структурой // Праці Луганського відділення Міжнародної Академії інформатизації. – Луганськ, 2007. – № 1. – С. 141-146.

Поступила 09.10.2009

Толмачов Станіслав Трохимович, д.т.н., проф.

Юхимович Дмитро Леонідович,

Бондаревський Станіслав Львович,

Криворізький технічний університет,

кафедра електромеханіки,

Україна, 50027, Кривий Ріг, вул. XXII Партз'їзду, 11,

тел. (056) 409 06 33, e-mail: kafem@mail.ru

S.T. Tolmachov, D.L. Yukhimovich, S.L. Bondarevskiy

A doubly periodic problem for hollow circular cylinders.

A classical multifield method for an arbitrary doubly periodic system of solid cylinders is generalized for hollow cylinders. The problem is reduced to an infinite system of algebraic equations in multifield moments. Computational expressions for solving the system of equations by a reduction method are derived. Examples of numerical implementation of the field problem and the introduced analytical method are given.

Key words – doubly periodic problem, circular cylinders, potential field, numerical implementation.

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ И ДАВЛЕНИЯ, ВОЗБУЖДАЕМЫЕ ЧЕТЫРЬМЯ ПОПАРНО КОМПЛАНАРНЫМИ СОЛЕНОИДАМИ В ПОЛОСТИ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ТРУБЫ

Стаття присвячена розрахунку просторового розподілу електромагнітних полів, які створюються різними індукторними системами, призначеними для "роздачі" порожнистих металевих труб з прямокутною формою поперечного перетину. Визначені збуджувані електродинамічні зусилля в даних індукторних системах. Показано, що дані системи забезпечують не лише силову дію на стінки внутрішньої порожнини, але і цілеспрямований тиск на кути прямокутного профілю.

Статья посвящена расчету пространственного распределения электромагнитных полей, которые создаются различными индукторными системами, предназначенными для "раздачи" полых металлических труб с прямоугольной формой поперечного сечения. Определены возбуждаемые электродинамические усилия в рассматриваемых индукторных системах. Показано, что данные системы обеспечивают не только силовое воздействие на стенки внутренней полости, но и целенаправленное давление на углы прямоугольного профиля.

ВВЕДЕНИЕ

Постановка проблемы. Магнитно-импульсная сборка металлических конструкций из полых трубчатых элементов представляет практический интерес для современной автомобильной промышленности. Здесь возможно прочное сочленение контактных составляющих, а также холодная сварка за счет диффузионных процессов свариваемых металлов при высоких скоростях соударения [1].

Для сборки элементов механических рамных конструкций из легких прочных металлических сплавов на основе алюминия и магния, получивших широкое распространение в современном промышленном производстве (рис. 1), необходимы новые способы их относительной фиксации.

Анализ основных достижений и публикаций
Известные методы традиционной сварки оказываются не эффективными или вообще не работоспособными [1]. Это связано с деформацией металла вследствие теплового нагрева. Как показали проведенные исследования, магнитно-импульсные технологии позволяют реализовать на практике, так называемую, холодную сварку, в основе которой положена взаимная диффузия соединяемых металлов при достаточно высоких скоростях соударения [2, 3].

Цель работы – расчет пространственного распределения полей с последующими выводами о возбуждаемых электродинамических усилиях в различных индукторных системах, предназначенных для "раздачи" полых металлических труб с прямоугольной формой поперечного сечения. Причем данные системы должны обеспечивать не только силовое воздействие на стенки внутренней полости, но и обязательное целенаправленное давление на углы прямоугольного профиля. Теоретическое описание, анализ протекающих электродинамических процессов и численные оценки их основных показателей.

РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Рассмотрим сочленение полых труб прямоугольного сечения для сборки рамных конструкций автомобильного кузова с помощью индукторной системы из четырех взаимно ортогональных плоских одновитковых соленоидов.

Последние располагаются внутри металлической трубы, которую требуется "раздать" и плотно зафиксировать внутри внешнего элемента сборной конструкции [2, 3]. Одновитковые соленоиды располагаются по периметру поперечного сечения трубы компланарно внутренним плоскостям (см. рис. 1). При подаче импульсного тока в системе генерируются мощные магнитные поля, сконцентрированные в углах. Взаимодействие полей с вихревыми токами в стенках приводит к "раздаче" труб и к плотному сочленению с внешним элементом. Пары параллельных токопроводов смежных витков помещаются вдоль линий угловых изгибов. При последовательном соединении витков реально можно ожидать, что величина тока и, соответственно, напряженность генерируемого поля увеличатся вдвое, а амплитуда сил магнитного давления – в четыре раза.

Рассматриваемая индукторная система иллюстрируется схемами: на рис. 1,а – показано ее изображение в поперечном сечении, а на рис. 1,б – взаимное пространственное расположение витков и протекающих токов.

Примем следующие допущения.

- Углы поперечного профиля в изгибах полой металлической трубы приближаются к $\approx \pi/2$.
- Приемлема декартова прямоугольная система координат. Одновитковые соленоиды прямоугольной формы (рис. 1,а) выполнены из проводников квадратного сечения $d \times d$ и обладают достаточно большой протяженностью в измерении, соответствующем оси Ox , так что $d/dx=0$.
- Электропроводность обрабатываемого металла и действующие рабочие частоты настолько высоки, что допустимо приближение резкого поверхностного эффекта.
- По токопроводам витков, параллельных оси Ox , протекает один и тот же по величине ток $I_x(t) = I(t)$ (где t – время в секундах).

Принятые допущения позволяют считать, что в рассматриваемой системе возбуждаются нетривиальные компоненты вектора напряженности электромагнитного поля:

$$E_x(t, y, z) \neq 0, H_y(t, y, z) \neq 0, H_z(t, y, z) \neq 0.$$

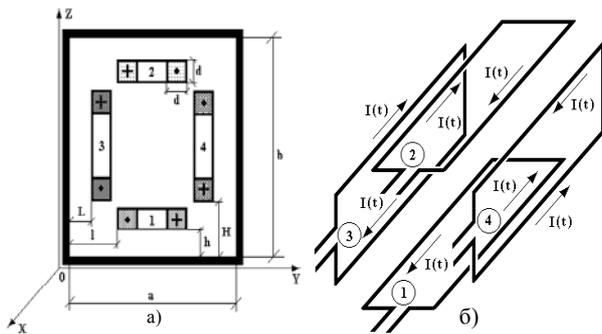


Рис. 1. Индукторная система: а – изображение в поперечном сечении; б – пространственное расположение витков и протекающих токов

Из условия резкого поверхностного эффекта следует, что на поверхностях стенок металлической трубы касательная составляющая вектора напряженности электрического поля обращается в нуль, то есть

$$E_x(t, y, \{z = 0, b\}) = E_x(t, \{y = 0, a\}, z) = 0.$$

Схематическое изображение четырехвитковой индукторной системы для "раздачи" прямоугольного металлического профиля: а – геометрия в поперечном сечении; 1-4 – одновитковые прямоугольные соленоиды, плоскости которых компланарны плоскостям внутренней полости профиля; обозначения \bullet , \oplus соответствуют токам, протекающим в положительном направлении оси Ox и противоположном; б – взаимное расположение витков 1-4 индукторной системы с указанием направлений токов в токопроводах.

Запишем уравнения Максвелла для компонент вектора поля, преобразованных по Лапласу с учетом нулевых начальных условий.

В полости между взаимно ортогональными стенками металлической трубы ($y \in [0, a]$, $z \in [0, b]$) система L -образов дифференциальных уравнений принимает вид:

$$\begin{cases} \frac{\partial H_z(p, y, z)}{\partial y} - \frac{\partial H_y(p, y, z)}{\partial z} = j_x(p, y, z) & (1) \\ \frac{\partial E_x(p, y, z)}{\partial z} = -p \cdot \mu_0 \cdot H_y(p, y, z) & (2) \\ \frac{\partial E_x(p, y, z)}{\partial y} = p \cdot \mu_0 \cdot H_z(p, y, z), & (3) \end{cases}$$

где p – параметр интегрального преобразования Лапласа, $j_x(p, y, z)$ – плотность стороннего тока – тока в токопроводах индуктора:

$$j_x(p, y, z) = \left(\frac{I(p)}{d^2} \right) \cdot \sum_{i=1}^4 \delta_i \cdot f_i(y, z); I(p) = L \{I(t)\};$$

δ_i – множитель, определяющий направление тока в каждом витке индуктора $i = (1, 2, 3, 4)$, $f_i(y, z)$ – функции пространственного распределения плотности токов по виткам индуктора:

$$\begin{aligned} f_1(y, z) &= [\eta(z-h) - \eta(z-(h+d))] \times \\ &\times \{[\eta(y-l) - \eta(y-(l+d))] - [\eta(y-(a-(l+d))) - \\ &- \eta(y-(a-l))]\}, \\ f_2(y, z) &= -[\eta(z-(b-(h+d))) - \eta(z-(b-h))] \times \\ &\times \{[\eta(y-l) - \eta(y-(l+d))] - [\eta(y-(a-(l+d))) - \\ &- \eta(y-(a-l))]\}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f_3(y, z) &= [\eta(y-L) - \eta(y-(L+d))] \times \\ &\times \{[\eta(z-H) - \eta(z-(H+d))] - [\eta(z-(b-(H+d))) - \\ &- \eta(z-(b-H))]\}, \\ f_4(y, z) &= -[\eta(y-(a-(L+d))) - \eta(y-(a-L))] \times \\ &\times \{[\eta(z-H) - \eta(z-(H+d))] - [\eta(z-(b-(H+d))) - \\ &- \eta(z-(b-H))]\}, \end{aligned}$$

$\eta(z)$, $\eta(y)$ – ступенчатые функции Хевисайда; $E_x(p, y, z) = L \{E_x(t, y, z)\}$, $H_{y,z}(p, y, z) = L \{H_{y,z}(t, y, z)\}$.

Из дифференциальной системы (1) – (3) можно получить уравнение для $E_x(p, y, z)$:

$$\frac{\partial^2 E_x(p, y, z)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_x(p, y, z)}{\partial z^2} = p \cdot \mu_0 \cdot j_x(p, y, z). \quad (4)$$

Правая часть (4) есть линейная комбинация из четырех слагаемых. Для интегрирования данного линейного неоднородного дифференциального уравнения целесообразно воспользоваться принципом суперпозиции, в соответствии с которым следует найти решения для каждого из слагаемых в его правой части, после чего полученные результаты суммируются. Кроме того, здесь приемлемо двойное разложение в ряд Фурье по синусам кратных дуг, позволяющее автоматически удовлетворить нулевому граничному условию для напряженности электрического поля на стенках трубы в режиме резкого поверхностного эффекта [4].

Опуская громоздкие, но хорошо известные математические преобразования [4] сразу выпишем расчетные соотношения для проведения численных оценок.

Компоненты вектора магнитного поля, генерируемого в полости прямоугольной трубы горизонтальными витками индуктора, имеют вид:

$$\begin{aligned} H_y^{(1-2)}(p, y, z) &= \left(\frac{16 \cdot I(p)}{\pi \cdot b \cdot d^2} \right) \times \\ &\times \sum_{m,n=1}^{\infty} \frac{f(m,n) [\delta_1 + \delta_2 (-1)^m]}{\left[\left(\frac{\pi \cdot m}{b} \right)^2 + \left(\frac{\pi \cdot n}{a} \right)^2 \right] \cdot n} \cos \left(\frac{\pi \cdot m}{b} z \right) \cdot \sin \left(\frac{\pi \cdot n}{a} y \right), \quad (5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_z^{(1-2)}(p, y, z) &= - \left(\frac{16 \cdot I(p)}{\pi \cdot a \cdot d^2} \right) \times \\ &\times \sum_{m,n=1}^{\infty} \frac{f(m,n) [\delta_1 + \delta_2 (-1)^m]}{\left[\left(\frac{\pi \cdot m}{b} \right)^2 + \left(\frac{\pi \cdot n}{a} \right)^2 \right] \cdot m} \sin \left(\frac{\pi \cdot m}{b} z \right) \cdot \cos \left(\frac{\pi \cdot n}{a} y \right). \quad (6) \end{aligned}$$

Поле вертикальных витков описывается так:

$$\begin{aligned} H_y^{(3-4)}(p, y, z) &= \left(\frac{16 \cdot I(p)}{\pi \cdot b \cdot d^2} \right) \times \\ &\times \sum_{m,n=1}^{\infty} \frac{g(m,n) [\delta_3 + \delta_4 (-1)^n]}{\left[\left(\frac{\pi \cdot m}{b} \right)^2 + \left(\frac{\pi \cdot n}{a} \right)^2 \right] \cdot n} \cos \left(\frac{\pi \cdot m}{b} z \right) \sin \left(\frac{\pi \cdot n}{a} y \right), \quad (7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_z^{(3-4)}(p, y, z) &= - \left(\frac{16 \cdot I(p)}{\pi \cdot a d^2} \right) \times \\ &\times \sum_{m,n=1}^{\infty} \frac{g(m,n) [\delta_3 + \delta_4 (-1)^n]}{\left[\left(\frac{\pi \cdot m}{b} \right)^2 + \left(\frac{\pi \cdot n}{a} \right)^2 \right] \cdot m} \sin \left(\frac{\pi \cdot m}{b} z \right) \cos \left(\frac{\pi \cdot n}{a} y \right). \quad (8) \end{aligned}$$

Формулы (5) – (8) полностью описывают пространственно-временные распределения касательных компонент напряженности магнитного поля, а в условиях резкого поверхностного эффекта и плотности индуцированных токов, возбуждаемых индуктором из четырех взаимно ортогональных прямоугольных одновитковых соленоидов.

Направления токов в витках целесообразно принять соответствующим рис. 1. В этом случае $\delta_1 = \delta_2 = \delta_3 = \delta_4 = 1$. При другом их электрическом соединении противоположные направления токов в смежных токопроводах соседних витков приведут к исчезновению результирующего поля и, как следствие, к отсутствию силового давления в соответствующих зонах обрабатываемой заготовки. Изменение же направлений токов в целом изменит лишь знаки напряженности. Давления сохранятся теми же.

Для удобства в конкретных вычислениях несколько преобразуем выражения (5) – (8). Получим, что:

$$H_y(p, y) = \left(\frac{16 \cdot I(p)}{\pi \cdot b \cdot d^2} \right) \times \sum_{m,n=1}^{\infty} \frac{\cos\left(\frac{\pi \cdot m}{b} z\right) \sin\left(\frac{\pi \cdot n}{a} y\right) \cdot F(m, n)}{\left[\left(\frac{\pi \cdot m}{b}\right)^2 + \left(\frac{\pi \cdot n}{a}\right)^2 \right] \cdot n}, \quad (9)$$

где

$$F(m, n) = (1 + (-1)^m) \cdot (1 + (-1)^n) \sin\left(\frac{\pi m}{b} \cdot \frac{d}{2}\right) \sin\left(\frac{\pi n}{b} \cdot \frac{d}{2}\right) \times \left[\sin\left(\frac{\pi m}{b} \left(h + \frac{d}{2}\right)\right) \sin\left(\frac{\pi n}{a} \left(H + \frac{d}{2}\right)\right) + \sin\left(\frac{\pi m}{b} \left(H + \frac{d}{2}\right)\right) \sin\left(\frac{\pi n}{a} \left(h + \frac{d}{2}\right)\right) \right].$$

$$H_z(p, z) = - \left(\frac{16 \cdot I(p)}{\pi \cdot a \cdot d^2} \right) \times \sum_{m,n=1}^{\infty} \frac{\cos\left(\frac{\pi \cdot n}{a} y\right) \sin\left(\frac{\pi \cdot m}{b} z\right) \cdot F(m, n)}{\left[\left(\frac{\pi \cdot m}{b}\right)^2 + \left(\frac{\pi \cdot n}{a}\right)^2 \right] \cdot m}. \quad (10)$$

Следует отметить, что

- в квадратных скобках выражения для $F(m, n)$ первое алгебраическое слагаемое соответствует вкладу горизонтальной, второе – вертикальной пары витков;
- в случае "отключения" вертикальных соленоидов, формулы (9) – (10) переходят в зависимости для двухвитковой конструкции индуктора.

При вычислении полей и вихревых токов в стенках прямоугольной полой трубы на поверхностях $z = 0$ и $z = b$ в (9) следует подставлять соответствующие значения координат. Аналогично, при расчете в стенках $y = 0$ и $y = a$ в (10) подставляются соответствующие величины поперечных координат.

Наконец, плотности токов, индуцированных в металле обрабатываемой трубчатой заготовки, также будут определяться формулами (9) и (10). Их квадрат с точностью до магнитной проницаемости вакуума будет равен магнитному давлению, развиваемому в исследуемой индукторной системе.

Аналитические результаты проиллюстрируем численными оценками для индукторной системы (рис. 2), с помощью которой в дальнейшем было проведено экспериментальное моделирование процессов возбуждения электромагнитных полей токами 4-х одновитковых соленоидов в полости прямоугольной трубчатой заготовки.

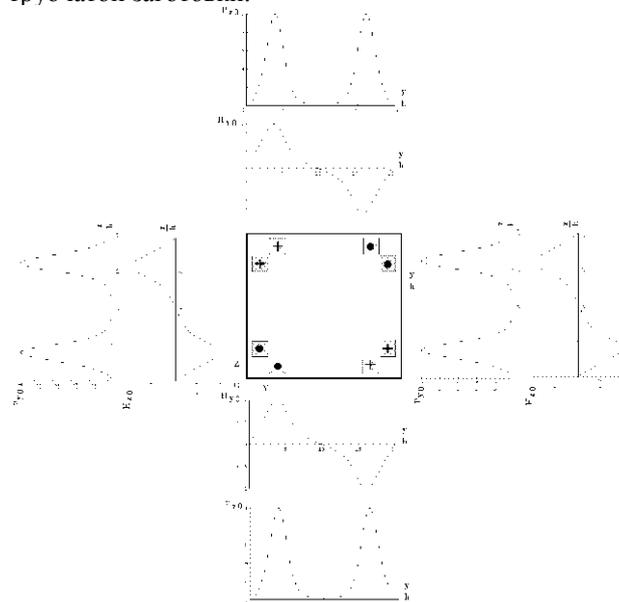


Рис. 2. Пространственные распределения касательных компонент напряженности магнитного поля ($H_{y,z}^0$) и возбуждаемых сил давления ($P_{xy,z}^0$) в относительных единицах при включении всех 4-х витков (нормировка производилась на максимум расчетной величины)

Итак, в режиме резкого поверхностного эффекта обработке подлежит полая протяженная алюминиевая трубчатая заготовка толщиной 0,001 м с квадратной формой поперечного сечения: 0,02×0,02 м, $a = b = 0,02$ м.

Индукторы – одновитковые соленоиды прямоугольной формы выполнены из проводников с квадратным поперечным сечением 0,002×0,002 м, $d = 0,002$ м.

Для более полной иллюстрации процессов в системе расчеты в относительных единицах следует дополнить абсолютными значениями характеристик. Так, при амплитуде тока в индукторе $I_m \approx 100$ кА максимум напряженности будет составлять $H_m \approx 1,96 \cdot 10^7$ А/м, соответственно, максимум развиваемого давления будет равен $P_m \approx 2,42 \cdot 10^8$ Н/м². Также был выполнен расчет для случая, когда включены только горизонтальные, а вертикальные витки отключены. Наконец, последние вычисления были выполнены для увеличенных зазоров между смежными токопроводами витков индуктора. Принималось, что величина $\Delta = 0,002$ м.

Проведенные вычисления приводят к выводам:

- В индукторной системе с 4-мя взаимно ортогональными одновитковыми соленоидами, расположенными на внутренних поверхностях профиля полой трубчатой заготовки прямоугольной формы, в режиме резкого поверхностного эффекта возбуждаются интенсивные магнитные поля и мощные электродинамические усилия, величины которых вполне достаточны для практического деформирования обрабатываемой заготовки по углам профиля поперечного сечения.
- Максимумы пространственного распределения полей и давлений сосредоточены вблизи внутренних углов

обрабатываемой заготовки, а концентрация возбуждаемых усилий на двух взаимно ортогональных плоскостях означает появление равнодействующей силы давления с амплитудой $\sqrt{2} \cdot P_m$, направленной к центру угла.

- Сравнение действенности сил магнитного давления со стороны двух и четырех виткового индукторов не показывают прямо пропорциональной зависимости между количеством витков и амплитудами возбуждаемых полей и усилий.

- При выключении вертикальных витков индуктора, напряженность на горизонтальной поверхности составляет не 0,5 амплитуды при работе всех 4-х витков, а почти 0,75. Соответственно, давления падают не в 4, а только в 1,7 раза. Данный факт свидетельствует о меньшей эффективности многовиткового варианта по сравнению с ожидаемым результатом. Как подтверждает распределение на вертикальных стенках трубы, это обстоятельство обусловлено удаленностью токопроводов индуктора от ортогональных поверхностей внутреннего сечения заготовки.

- При наличии диэлектрических зазоров происходит снижение эффективности: по напряженности – на 20 %, по давлению – почти на 30 %.

- Повышение эффективности многовитковых индукторных систем возможно за счет выбора формы поперечного сечения витков их в областях сочленения смежных токопроводов при наименьших диэлектрических зазорах между ними.

Последний вывод приобретает особую практическую значимость, когда по условиям производственного задания требуется деформировать толстостенные трубчатые заготовки с большими поперечными размерами.

Из физических соображений, очевидно, что для выполнения данной операции необходимы мощные индукторные системы с массивными витками. В этом случае достижение достаточной эффективности силового воздействия просто не возможно без выбора соответствующих профилей сечения витков, обеспечивающих минимум зазора до металла обрабатываемой заготовки, где возбуждаются индуцированные в области сочленения смежных токи. Возможные профили сечения витков показаны на рис. 3.

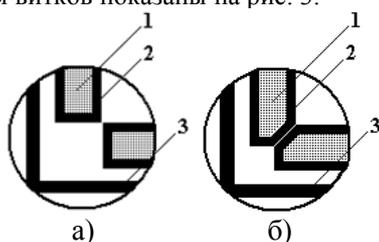


Рис. 3. Профили сечения витков индукторов в углах деформируемой трубы: 1 – металл витка, 2 – изоляция, 3 – металл заготовки

ВЫВОДЫ

Вычисления для индукторных систем из четырех одновитковых соленоидов показали, что:

1. В индукторной системе с 4-мя взаимно ортогональными одновитковыми солеоидами, расположенными на внутренних поверхностях профиля полой трубчатой заготовки прямоугольной формы, в режиме резкого поверхностного эффекта возбуждаются интенсивные магнитные поля и мощные электродинамические усилия, величины которых вполне достаточны для прак-

тического деформирования обрабатываемой заготовки по углам профиля поперечного сечения;

2. Максимумы пространственного распределения полей и давлений сосредоточены вблизи внутренних углов обрабатываемой заготовки, а концентрация возбуждаемых усилий на двух взаимно ортогональных плоскостях означает появление равнодействующей силы давления с амплитудой $\sqrt{2} \cdot P_m$, направленной к центру угла;

3. Действенность со стороны многовитковых индукторов не оценивается прямо пропорциональной зависимостью между количеством витков и амплитудами возбуждаемых сил магнитного давления;

4. Повышение эффективности многовитковых индукторных систем возможно за счет выбора формы поперечного сечения витков их в областях сочленения смежных токопроводов при наименьших диэлектрических зазорах между ними.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Proceedings of the 1-st International Conference on High Speed Metal Forming. March 31/April 1. 2004. Dortmund, Germany.
2. Белый И.В., Фертик С.М., Хименко Л.Т. Справочник по магнитно-импульсной обработке металлов. Харьков: Вища школа. 1977. – 189 с.
3. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Том 1. Изд. второе, переработанное и дополненное под общей ред. д.т.н., проф. Батыгина Ю.В. Харьков: Изд. МОСТ-Торнадо. 2003. – 285с.
4. Т. Корн, Г. Корн, Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М: Наука. 1973. – 831с.

Батыгин Юрий Викторович, д.т.н., проф.,

Гнатов Андрей Викторович, к.т.н., с.н.с.,

Смирнов Дмитрий Олегович

Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет

61002, Харьков, ул. Петровского, 25

ХНАДУ, кафедра "Автомобильная электроника"

тел. (057) 700-38-52, e-mail: batygin48@mail.ru,

kalifus@yandex.ru, as.pirant@mail.ru

Головащенко Сергей Федорович,

Technical Leader Manufacturing Research Department,

Ford Research & Advanced Engineering

Research and Innovation Center

MD 3135, 2101 Village Road, Dearborn, MI 48121 USA

phone: (313)337-3738, fax: (313) 390-0514

e-mail: sgolovas@ford.com

Yu.V. Batygin, S.F. Golovashchenko, A.V. Gnatov,

D.O. Smirnov

Magnetic field and pressures excited by four pairwise coplanar solenoids in rectangular pipe cavity.

The article deals with calculation of spatial distribution of electromagnetic fields which are created by different inductor systems intended for hollow rectangular cross-section metallic pipes expansion. Excited electrical dynamic forces in the examined inductor systems are determined. The systems are shown to provide not only force action on the internal cavity walls but also purposeful pressure on the rectangular cross-section angles.

Key words – inductor systems, rectangular cross-section metallic pipes, spatial electromagnetic fields distribution, calculation.

ПОВЫШЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРА ИМПУЛЬСОВ ТОКА ИСКУССТВЕННОЙ МОЛНИИ

У статті наведено результати аналізу перехідних процесів у схемі генератора повного імпульсу струму штучної блискавки в найнебезпечніших аварійних режимах роботи. Описано функціональну схему комплексу захисту, що дозволяє уникнути небезпечних наслідків аварійних режимів.

В статті представлені результати аналізу перехідних процесів в схемі генератора повного імпульсу тока искусственной молнии в наиболее опасных аварийных режимах работы. Описана функциональная схема комплекса защиты, позволяющего избежать опасных последствий аварийных режимов.

ВВЕДЕНИЕ

Постановка проблемы. Испытательные устройства, формирующие импульсы тока большой амплитуды и длительности, содержат в своем составе сотни и даже тысячи элементов: высоковольтных импульсных конденсаторов, разрядников и формирующих элементов. Учитывая их ограниченную надежность, сложность переходных процессов и значительную стоимость испытательных устройств такого типа, является целесообразным проведение анализа возможных аварийных режимов и разработка средств для их предотвращения.

Анализ публикаций. Созданный в 2007 г. в НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" генератор импульсов тока искусственной молнии (далее – генератор) [1, 2] предназначен для испытаний объектов аэрокосмической техники на стойкость к прямому воздействию импульсов тока молнии. Генератор позволяет создавать многокомпонентный импульс полного тока молнии с нормированными параметрами [3, 4].

На рис. 1 показана диаграмма испытательного импульса полного тока молнии [3], состоящая из ряда компонент (А, В, С, С*, D) которые представляют составляющие полного импульса тока молнии.

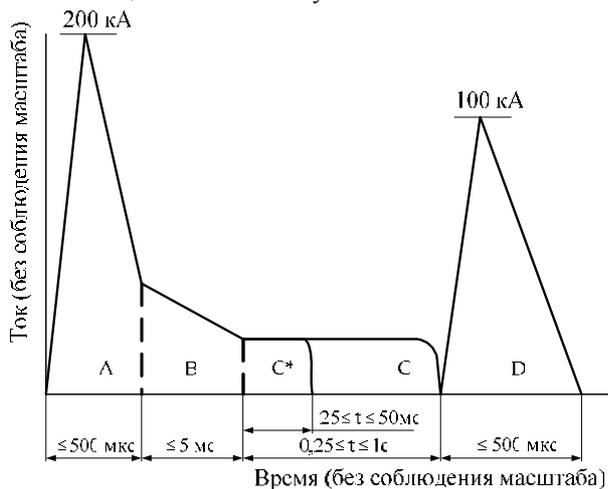


Рис. 1. Испытательный импульс полного тока молнии

На рис. 2 представлена эквивалентная схема генератора, который позволяет формировать в испытываемом техническом средстве (ТС) как полный импульс тока, так и его компоненты по отдельности, либо в заданной комбинации [1].

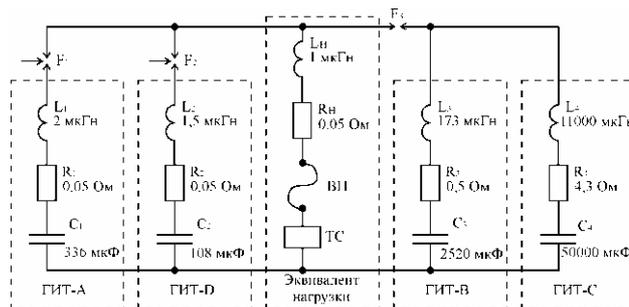


Рис. 2. Эквивалентная электрическая схема разрядных цепей генератора: ГИТ-А, ГИТ-Д, ГИТ-В, ГИТ-С – разрядные цепи генераторов соответствующих компонент А, В, С, D; ВП – взрывающийся проводник; ТС – испытываемое техническое средство

В испытательных установках такого класса при эксплуатации могут возникать различные аварийные режимы [5]. Учитывая уникальность и высокую стоимость рассматриваемого генератора, необходим анализ его работы с учетом возможных аварийных режимов.

Целью настоящей работы является анализ возможных аварийных режимов при эксплуатации генератора тока молнии и разработка схемно-технических решений, позволяющих устранить или уменьшить их разрушительные последствия.

МАТЕРИАЛЫ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Опыт эксплуатации генератора показал, что наиболее опасным аварийным режимом является режим, в котором при совместной работе ГИТ-А, ГИТ-В и ГИТ-С не происходит их разряд на общую нагрузку (испытываемое ТС). Такой режим возможен либо при отсутствии (обрыве) инициирующего разряд взрывающегося проводника (ВП), либо отсутствии контакта ВП с ТС, либо при весьма низкой проводимости материалов, из которых изготовлены элементы ТС, либо разрушении их проводящей структуры в начальной стадии действия тока от ГИТ-А.

Для определения характеристик аварийного режима, выработки необходимых критериев, позволяющих разработать эффективные схемно-технические решения системы защиты, был проведен анализ переходного процесса работы генератора в аварийном режиме.

Анализ переходных процессов аварийных режимов. Расчетная схема для анализа аварийного режима генератора представлена на рис. 3. Проведенный с использованием компьютерного моделирования

расчет и анализ схемы показал, что в аварийном режиме наиболее опасным воздействием подвергаются элементы разрядной цепи ГИТ-В.

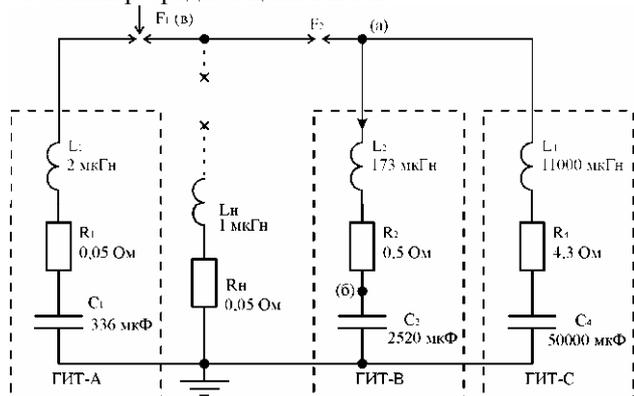


Рис. 3. Расчетная схема генератора (цепь нагрузки $L_n R_n$ разомкнута)

При расчете параметров переходных процессов в схеме, показанной на рис. 3, предполагалось, что разрядники F_1 и F_2 срабатывают одновременно. В расчетах приняты следующие значения начальных напряжений на емкостных накопителях энергии (ЕНЭ) ГИТов: ГИТ-А – $U_{01} = 35$ кВ, ГИТ-В и ГИТ-С – $U_{02} = U_{03} = 4$ кВ.

На рис. 4-7 представлены результаты компьютерного моделирования в виде графиков параметров переходного процесса в цепях $L_2-R_2-C_2$ ГИТ-В и $L_1-R_1-C_1$ ГИТ-А. На рисунках нумерация кривых обозначает: 1 – нормальный режим работы; 2 – аварийный режим работы; 3 – режим работы при срабатывании защитного разрядника, использование которого будет описано ниже.

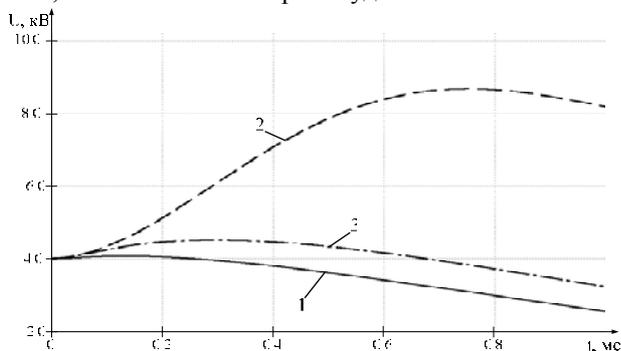


Рис. 4. График изменения напряжения на конденсаторах ЕНЭ ГИТ-В

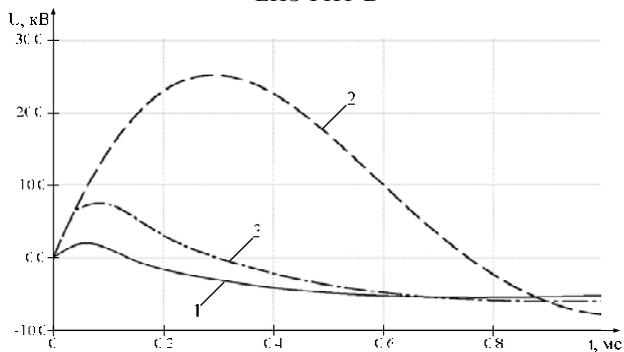


Рис. 5. График изменения тока в разрядной цепи ГИТ-В

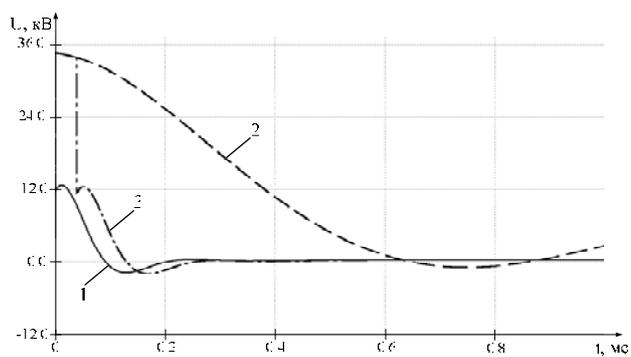


Рис. 6. График изменения напряжения в точке (а) рис. 3

Как следует из приведенных графиков, в аварийном режиме по сравнению с нормальным режимом имеет место следующее:

- более чем двукратное превышение напряжения на конденсаторах ГИТ-В (см. рис. 4);
- более чем трехкратное превышение тока протекающего в цепи разряда ГИТ-В (см. рис. 5);
- превышение напряжения на индуктивности L_2 в 2,38 раза (см. рис. 6).

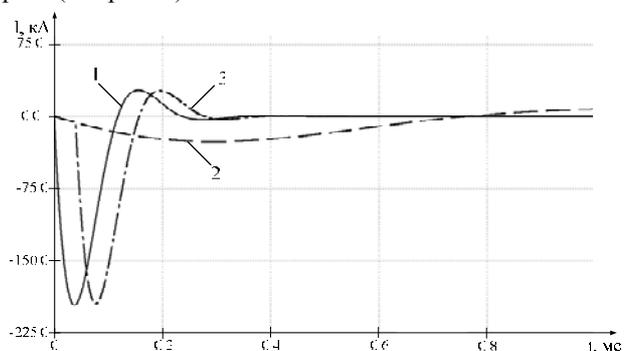


Рис. 7. График изменения тока в разрядной цепи ГИТ-А

Анализ последствий аварийного режима. Как следует из анализа характеристик переходного процесса в аварийном режиме, при отсутствии технических мер защиты возможны следующие последствия:

- пробой в ЕНЭ ГИТ-В, который укомплектован конденсаторами ИМ-2-5-140 [1, 2] с рабочим напряжением 5 кВ (в аварийном режиме подается 8,5 кВ);
- электродинамическое разрушение катушек индуктивности L_2 , рассчитанных на протекание тока 8 кА (в аварийном режиме протекает 25 кА);
- пробой изоляции катушек индуктивности L_2 , выдерживающих в нормальном режиме 13 кВ (в аварийном режиме подается 31 кВ).

Последствия аварийного режима, описываемого характеристиками рис. 4-6, усугубляются при пробое одного из конденсаторов ЕНЭ ГИТ-В. В действующем генераторе R_2 выполнен в виде конструкции, состоящей из 48 резисторов ТВО-0-24 Ом, соединенных параллельно [1, 2].

Для оценки энергии, выделяющейся в резисторах, в случае пробоя одного из конденсаторов ГИТ-В примем, что в аварийном режиме пробой конденсатора наступает в момент повышения на нем напряжения выше 6 кВ (испытательное напряжение ИМ-2-5-140), что соответствует времени $T_{пр} = 300$ мкс (см. рис. 4).

Как показывают проведенные расчеты, величина

энергии W_{R_2} , выделяющаяся в резистивном элементе R_2 ГИТ-В за все время переходного процесса (с пробоем конденсатора C_2), равна 180 кДж, т.е. на каждом из 48 резисторов ТВО-60-24 Ом выделится 3,75 кДж, что превышает допустимую величину [6] и может привести к разрушению резистивных элементов.

Кроме того, при параллельном включении 18 конденсаторов ЕНЭ ГИТ-В без токоограничивающих защитных элементов в цепи разряда каждого конденсатора при пробое одного из них в канале пробоя выделится энергия всего ЕНЭ ГИТ-В (45 кДж), что может привести к разрушению конденсатора и токопроводов разрядного контура.

Следует отметить, что пробой конденсаторов в силу ограниченности ресурса может произойти также при нормальном режиме работы генератора.

Проведенный анализ показывает, что защита от последствий должна осуществляться комплексно, по крайней мере, двумя способами:

- пассивным, в результате применения которого ограничиваются последствия пробоя конденсаторов ЕНЭ ГИТ-В;
- активным, применение которого не допускает достижения параметрами переходного процесса значений, вызывающих разрушения элементов разрядного контура.

Описание комплекса защиты. Пассивная защита конденсаторов ГИТ-В может быть осуществлена включением в цепь разряда каждого конденсатора защитного резистора. Как показывает расчет, в наиболее жестком случае при пробое одного из конденсаторов в его защитном резисторе будет выделяться энергия 42,5 кДж, которую резистор должен поглотить без разрушения. Для исключения влияния сопротивления защитных резисторов на форму импульса тока в нормальном режиме эксплуатации их эквивалентное сопротивление не должно превышать 0,05 Ом или 0,9 Ом для каждого резистора. Соответственно, эквивалентная индуктивность всех резисторов не должна превышать 17,3 мкГн или единичного резистора 311 мкГн. Конструкция единичного резистора должна выдерживать электродинамические нагрузки при протекании импульса тока 4,5 кА.

Основным требованием к активной защите является ограничение в аварийном режиме тока в цепи разряда ГИТ-В и напряжения на его ЕНЭ величинами, определяемыми нормальным режимом эксплуатации. Проведенные расчеты показали (см. рис. 4-7), что ограничение токов и напряжения может быть осуществлено, если в момент достижения разрядным током ГИТ-В величины 8 кА произвести закорачивание точек (а) и "земля" (см. рис. 3) цепью, имеющей расчетные параметры нагрузки (на рисунках – кривые 3). При этом напряжение на ЕНЭ ГИТ-В не превышает 4,2 кВ, а ток в цепи разряда ГИТ-А 200 кА (см. рис. 7). Момент времени закорачивания составляет 40 мкс.

Указанные требования реализуются комплексом активной защиты (КАЗ), структурная схема которого показана на рис. 8. КАЗ состоит из закорачивающего разрядника (ЗР) и системы управления (СУ) запуском ЗР.

Основным функциональным элементом КАЗ является ЗР. Он включается в схему генератора параллельно нагрузке (между точкой (в) и "землей") и в аварийном режиме шунтирует ее. Это обуславливает

определенные требования к характеристикам ЗР:

- ЗР должен выдерживать протекание импульсного тока с амплитудой до 200 кА и поглощение энергии 100 кДж;
- ЗР должен выдерживать длительное (до 1 с) протекание тока с переносимым зарядом Q до 220 Кл;
- ЗР должен выдерживать без самопробоя максимальные импульсные напряжения при разряде ГИТ-А ($U_M = 35$ кВ) и надежно поджигаться управляемым сигналом в диапазоне напряжений от 20 до 35 кВ;
- активное сопротивление ЗР (включая сопротивление канала дуги) $R_{заш}$ должно быть не более 0,05 Ом;
- индуктивность цепи ЗР $L_{заш}$ должна быть не более 1 мкГн.

Таким требованиям удовлетворяет разработанная конструкция ЗР, объединяющая в себе технические решения, реализованные в разрядниках F_1 и F_2 генератора, описанных в [7, 8].

Критерием срабатывания СУ с выдачей сигнала поджига ЗР является достижение током в разрядном контуре ГИТ-В заданных предельных значений.

Проведенное полномасштабное макетирование СУ показало, что ее быстроедействие обеспечит отслеживание импульса тока и выдачу сигнала поджига ЗР в указанный момент времени с точностью ± 4 мкс.

СУ работает следующим образом. Датчиками сигналов, пропорциональных току в цепи ГИТ-В, являются импульсный трансформатор тока (ИТТ) (рис. 8) и импульсный шунт (ИШ), включенные в цепь заземляющего проводника ЕНЭ ГИТ-В и дублирующие друг друга с целью повышения надежности работы СУ.

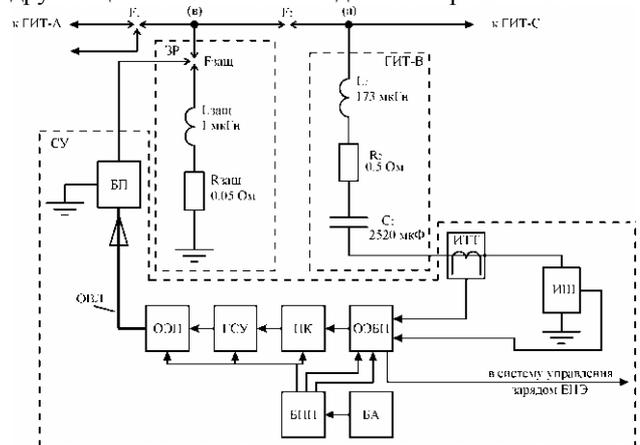


Рис. 8. Структурная схема КАЗ: F_3 – защитный управляемый разрядник; L_3 , R_3 – соответственно индуктивность и активное сопротивление закорачивающей цепи защитного разрядника; ИТТ – импульсный трансформатор тока; ИШ – импульсный шунт; ОЭБП – оптоэлектронный блок передачи сигнала; ПК – перестраиваемый компаратор; ГСУ – генератор сигнала управления; ОЭП – оптоэлектронный преобразователь сигнала; ОВЛ – оптоволоконная линия передачи сигнала управления; БП – блок поджига разрядника; F_1 , F_2 , L_2 , R_2 , C_2 – элементы генератора, соответствующие рис.3

От датчиков сигнал поступает на оптоэлектронный блок передачи сигнала (ОЭБП), осуществляющий гальваническую развязку входного и выходного сигналов с целью повышения помехозащищенности трактов СУ [9]. Далее сигнал поступает на блок перестраиваемого компаратора (ПК), осуществляющего

сравнение амплитуды входящего сигнала с выбранным уровнем защиты и выдачу сигнала на блок генератора сигнала управления (ГСУ), от которого сигнал управления по оптоволоконной линии (ОВЛ) поступает на блок поджига (БП). Питание блоков СУ автономное, включающее блок аккумуляторов (БА) и блок преобразования питания (БПП).

БП имеет основные технические характеристики аналогичные БП-50 [10], и отличается от него наличием автономного источника питания (аккумулятор) и возможностью запуска оптического сигналом.

ВЫВОДЫ

1. В работе проведены расчеты и анализ одного из наиболее опасных аварийных режимов работы генератора полного тока искусственной молнии, вызванного обрывом или отсутствием цепи нагрузки. Определены электрические нагрузки элементов ГИТ-В, находящихся в наиболее опасных условиях, обусловленных переходными процессами в его разрядных цепях.
2. Предложен эффективный способ защиты элементов ГИТ-В в указанном аварийном режиме работы путем введения защитного комплекса, основным функциональным элементом которого является защитный управляемый разрядник.
3. Определены требования к электротехническим и конструктивным параметрам защитного разрядника.
4. Описана структурная схема комплекса активной защиты, включающая в себя защитный разрядник, блок поджига и электронно-оптическую систему управления.
5. Определены критерии срабатывания комплекса защиты, требования к быстродействию.

Разработанный комплекс защиты рекомендован для включения в состав генератора импульса полного тока молнии на экспериментальной базе НИПКИ "Молния".

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мощная высоковольтная электрофизическая установка для имитации полного тока молнии при натуральных испытаниях и проверке средств молниезащиты технических объектов / М.И. Баранов, Г.М. Колиушко, В.И. Кравченко, О.С. Недзельский // *Электротехника і електромеханіка*. – 2008. – № 3. – С. 69-75.
2. Генератор тока искусственной молнии для натуральных испытаний технических объектов / М.И. Баранов, Г.М. Колиушко, В.И. Кравченко и др. // *Приборы и техника эксперимента*. – 2008. – № 3. – С. 81-85.
3. SAE ARP 5412/ED-84 / Нормативный документ "Рекомендуемая практика авиационно-космических работ. Идеализированные составляющие внешнего тока". – США – 1985.
4. КТР-ВВФ/ДО-160Д/ЕД-14Д / Квалификационные требования "Условия эксплуатации и окружающей среды для бортового авиационного оборудования. требования, нормы и методы испытаний" – М.: Издательство стандартов, 2004.

5. Конотоп В. В. Расчет и конструирование высоковольтных накопителей энергии / Конотоп В.В. – Харьков: ХПИ, 1979. – 48 с.

6. Баранов М.И. Предельные характеристики по рассеиваемой импульсной мощности и энергии высоковольтных керамических объемных резисторов типа ТВО-60 / Баранов М.И., Бочаров В.А., Носенко М.А. // *Вісник НТУ "ХПІ"*. Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ "ХПІ", 2007. – №20. – С. 45-56.

7. Высоковольтный сильноточный трехэлектродный каскадный воздушный разрядник генератора тока искусственной молнии / М.И. Баранов, Г.М. Колиушко, В.И. Кравченко и др. // *Вісник НТУ "ХПІ"*. Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ "ХПІ", 2008. – № 21. – С. 3-12.

8. Мощный высоковольтный малогабаритный двухэлектродный разрядник генератора тока молнии / М.И. Баранов, Г.М. Колиушко, В.И. Кравченко и др. // *Вісник НТУ "ХПІ"*. Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ "ХПІ", 2007. – №34. – С. 3-8.

9. Повышение электромагнитной стойкости электронных систем управления мощными импульсными генераторами / И.Н. Богатырев, В.И. Доценко, О.С. Недзельский, А.В. Пличко // *Вісник НТУ "ХПІ"*. Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ "ХПІ", 2008. – № 44. – С. 24-31.

10. Генератор поджигающих импульсов "Блок поджига БП-50" / В.И. Доценко, В.И. Жинжиков, О.С. Недзельский и др. // *Вісник НТУ "ХПІ"*. Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ "ХПІ", 2006. – № 17. – С. 43-46.

Поступила 16.10.2009

Недзельский Олег Саввич,

Петков Александр Александрович, к.т.н., с.н.с.,

Пличко Андрей Валерьевич,

Понуждаева Елена Геннадьевна

Научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт "Молния" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко 47, НИПКИ "Молния" тел./факс (057) 707-62-80, e-mail: alexp@kpi.kharkov.ua

O.S. Nedzelskyi, A.A. Petkov, A.V. Plichko, E.H. Ponuzhdayeva

Improvement of an artificial lightning pulse current generator reliability.

The paper presents results of transient analysis in the circuit of an artificial lightning composite current pulse generator in the most critical emergency operating conditions. The functional scheme of protection complex which allows avoiding dangerous effects in emergency states is described.

Key words – transient process, generator, current impulse, emergency operating conditions, protection complex.

АЛГОРИТМ ИЗМЕРЕНИЯ ТАНГЕНСА УГЛА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ ОСНОВНОЙ ИЗОЛЯЦИИ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА И ВВОДОВ 330-750 КВ ПРИ НЕПРЕРЫВНОМ КОНТРОЛЕ, ПОД РАБОЧИМ НАПРЯЖЕНИЕМ

У статті розглянуто розроблений алгоритм перехресного вимірювання тангенса кута діелектричних втрат основної ізоляції трансформаторів струму та високовольтних ввідів 330-750 кВ, та представлено результати використання цього алгоритму у системі безперервного контролю під робочою напругою в умовах експлуатації на підстанції 330 кВ.

В статті описан розробаний алгоритм перекрестного измерения тангенса угла диэлектрических потер основной изоляции измерительных трансформаторов тока и высоковольтных вводов 330-750 кВ, а также представлены результаты использования этого алгоритма в системе непрерывного контроля, под рабочим напряжением в условиях эксплуатации на подстанции 330 кВ.

ВВЕДЕНИЕ

С целью повышения надежности и качества электроснабжения, многие энергокомпании, в наше время, начинают внедрение систем непрерывного контроля характеристик основной изоляции измерительных трансформаторов тока (ТТ) и высоковольтных вводов (ВВ) 330-750 кВ под рабочим напряжением. Непрерывный контроль имеет ряд преимуществ, которые позволяют более точно диагностировать состояние оборудования подстанций. В мире существует несколько производителей систем непрерывного контроля (СНК). Большинство из представленных на рынке систем базируется на малоэффективном методе балансового контроля [1], где в качестве основного диагностического критерия, используется изменение действуюющего значения тока небаланса, полученного геометрическим суммированием векторов токов проводимости основной изоляции, объектов трехфазной группы. В более редких случаях используются другие методы, такие как контроль за изменением проводимости изоляции, измерение тангенса угла диэлектрических потерь основной изоляции ($\text{tg}\delta_1$) и емкости основной изоляции (C_1) [1].

Наиболее эффективным критерием диагностики основной изоляции ТТ и ВВ является $\text{tg}\delta_1$. Во-первых, тангенс угла диэлектрических потерь основной изоляции, закреплён в нормативных документах [2], как критерий диагностики при периодическом контроле, во-вторых, имеется достаточно большой опыт отбраковки оборудования по этому критерию и опыт по его измерению. Однако, измерение $\text{tg}\delta_1$, в условиях эксплуатации, под рабочим напряжением, вызывает трудности, прежде всего связанные, с высоким уровнем помех на подстанции. Также, в эксплуатации, существует ряд дополнительных факторов, которые могут сделать результаты измерения этого важного параметра абсолютно непригодными для диагностики состояния оборудования [3].

В статье представлена разработанная методика измерения $\text{tg}\delta_1$, для систем непрерывного контроля состояния основной изоляции ТТ и ВВ под рабочим напряжением, которая позволяет более достоверно измерять $\text{tg}\delta_1$ при контроле под рабочим напряжением в условиях эксплуатации.

МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Утвержденным в энергосетях методом измерения $\text{tg}\delta_1$ и C_1 , при периодическом контроле, является измерение мостом переменного тока [4]. Данный метод требует наличие эталонного объекта, например, объект одноименной фазы с известным $\text{tg}\delta_1$ и C_1 (трансформатор тока, ввод, конденсатор связи). Для СНК, наиболее прогрессивным и дешевым, по сравнению с мостовым методом, является метод векторного сравнения, в котором по аналогии с мостовым методом используется эталонный и контролируемый объект. Для определения $\text{tg}\delta_1$ изоляции используется синхронная запись токов эталонного и контролируемого объекта, с последующим вычислением разности начальных фаз первых гармоник [1]. Основной проблемой для данного метода является необходимость достоверного опорного объекта. Таким объектом может быть другой ТТ и ВВ соответствующей фазы или напряжение с измерительной обмотки ТН соответствующей фазы. Для повышения точности и контроля за изменением состояния опорных объектов необходимо использовать алгоритм перекрестного измерения, который подразумевает использование каждого объекта, одноименной фазы, как в качестве эталонного, так и в качестве контролируемого объекта. В результате такого алгоритма получается N^2 величин относительных $\text{tg}\delta$ (где N – количество объектов контроля присоединенных к одной фазе). На рис. 1 представлена матрица результатов измерения, где номера строк (второй индекс) обозначают контролируемые объекты, а номера столбцов (первый индекс) эталонные. Например, $\text{tg}\delta_{34}$ – эталонным выступал ТТ 3-й группы, а ТТ 4-й группы как контролируемый.

	$\text{tg}\delta_{10}$...	$\text{tg}\delta_{(n-2)0}$	$\text{tg}\delta_{(n-1)0}$
$\text{tg}\delta_{01}$...	$\text{tg}\delta_{(n-2)1}$	$\text{tg}\delta_{(n-1)1}$
$\text{tg}\delta_{02}$	$\text{tg}\delta_{12}$		$\text{tg}\delta_{(n-2)2}$	$\text{tg}\delta_{(n-1)2}$
...		$\text{tg}\delta_{(n-1)-(n-2)}$
$\text{tg}\delta_{0(n-1)}$	$\text{tg}\delta_{1(n-1)}$...	$\text{tg}\delta_{(n-2)(n-1)}$	

Рис. 1. Матрица результатов измерения относительных $\text{tg}\delta_1$ объектов

После обработки этих данных вычисляются истинные значения $\text{tg}\delta_1$ каждого объекта. Алгоритм вычисления базируется на достаточно простом, но на-

дежном предположении о том, что дефект не может развиваться одновременно в изоляции хотя бы 50 % всех контролируемых системой объектов одноименной фазы. В общем виде, разработанный алгоритм представлен на рис. 2.

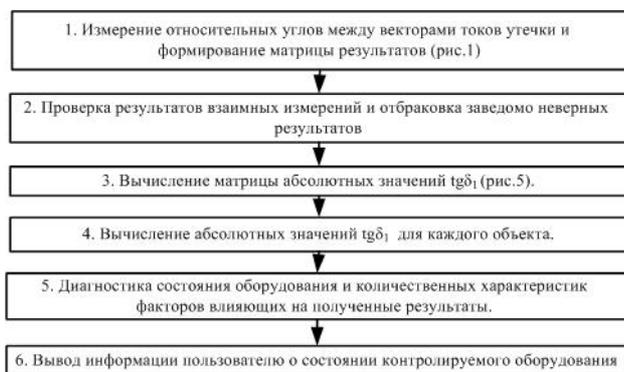


Рис. 2. Общий вид алгоритма диагностики

Этап 1. Измерение относительных углов между векторами токов должно проводиться быстродействующим синхронным аналого-цифровым преобразователем (АЦП). Теоретически установлено и подтверждено на практике, что достаточным является частота дискретизации АЦП 30 кГц, для получения средней погрешности измерений угла не более 0,0002 рад. На рис. 3 представлен график расчетной средней погрешности измерения $tg\delta_1$, а точками на нем нанесены результаты практического измерения $tg\delta_1$ с различным количеством точек дискретизации на период тока промышленной частоты 50 Гц.

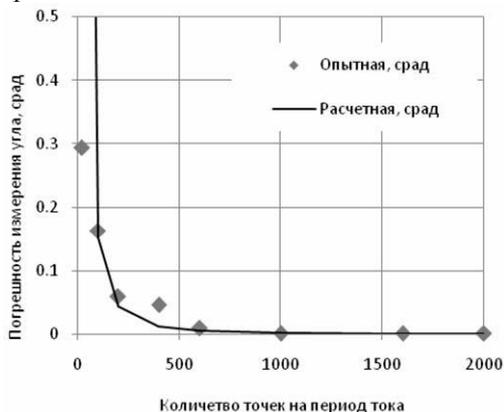


Рис. 3. График зависимости расчетной погрешности измерения $tg\delta_1$ от числа точек дискретизации на период промышленной частоты 50Гц с нанесенными точками, результатов измерений полученных опытным путем средней погрешности (по результатам 50 измерений)

Однако с учетом необходимости фильтрации сигнала, условий конкретной подстанции и длины измерительных кабелей частота дискретизации АЦП может быть увеличена.

Важным замечанием, является то, что практически невозможно получить достоверный результат измерения $tg\delta_1$, используя только один период тока, на рис. 4, представлена гистограмма, полученная экспериментальным путем. На ней показано распределение погрешности измерения при разном количестве анализируемых периодов.

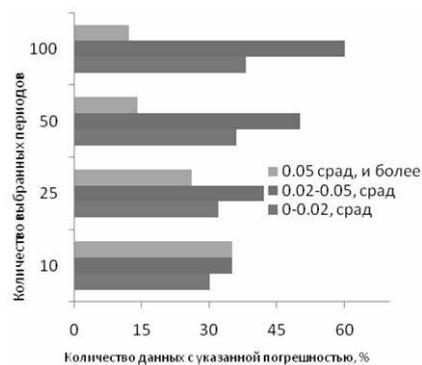


Рис.4. Гистограмма распределения погрешностей измерения угла между векторами токов проводимости изоляции двух объектов при использовании различного количества анализируемых периодов тока промышленной частоты 50 Гц

Таким образом, для получения межвекторного угла с погрешностью не более 0,05 град, необходимо анализировать не менее 50 периодов тока проводимости изоляции для исключения случайных погрешностей.

Точность и разрядность АЦП, играют немаловажную роль при измерении угла. Опытным путем было установлено влияние разрядности АЦП на величину погрешности при измерении, результаты представлены в табл. 1.

Таблица 1
Влияние разрядности АЦП на погрешности при измерении $tg\delta_1$

Разрядность АЦП, бит	Абсолютная погрешность, % ед.	Относительная погрешность (при $tg\delta = 0.2\%$), %
10	0,2	100
12	0,039100065	19,55003
14	0,00619212	3,09606
16	0,0006347	0,31735
24	4,09371E-05	0,020469

Из табл. 1 видно, что желательно использовать АЦП с разрядностью 14-16 бит. Менее чувствительные АЦП будут вносить в результат достаточно большую погрешность (20 % и более). АЦП с разрядностью 24 бита имеют большую стоимость, в сравнении, с 16-ти разрядными, что делает их применение не оправданными

Этап 2. Сравнение результатов взаимных измерений, т.е. значения $tg\delta_{01}$ и $tg\delta_{10}$ должны быть равны по модулю, с заданной погрешностью, и отличаться по знаку. Если результаты не проходят такую проверку, то их места в матрице заполняются нулями т.к. считается, что при данном измерении результаты были подвержены влиянию сторонних факторов и не могут быть учтены при диагностике.

Этап 3. Рассчитывается матрица абсолютных значений $tg\delta_1$ по формулам (1), показано на примере расчета для первого объекта, имеющего индекс "0".

$$\begin{aligned}
 tg\delta_0 &= tg\delta_{1p} - tg\delta_{01}, \\
 tg\delta_0 &= tg\delta_{2p} - tg\delta_{02}, \\
 tg\delta_0 &= tg\delta_{(n-1)p} - tg\delta_{0(n-1)},
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

где n – число объектов контроля одноименной фазы; p

– индекс, означающий результат прошлого измерения.

В общем виде алгоритм будет выглядеть:

$$\begin{aligned} x &= 0 \dots n-1, \\ m &= 0 \dots n-1, \\ \text{tg}\delta_x &= \text{tg}\delta_{m_p} - \text{tg}\delta_{xm}. \end{aligned} \quad (2)$$

В результате получится матрица абсолютных значений, имеющая вид рис. 5, где столбец значений соответствует одному объекту.

$\text{tg}\delta_{0-0}$	$\text{tg}\delta_{1-0}$...	$\text{tg}\delta_{(n-1)-0}$
$\text{tg}\delta_{0-1}$	$\text{tg}\delta_{1-1}$...	$\text{tg}\delta_{(n-1)-1}$
...
$\text{tg}\delta_{0-(n-1)}$	$\text{tg}\delta_{1-(n-1)}$...	$\text{tg}\delta_{(n-1)-(n-1)}$

Рис. 5. Матрица абсолютных значений тангенса угла диэлектрических потерь основной изоляции объектов

Этап 4. Из $(n-1)$ числа значений необходимо получить одно, поэтому применяя алгоритмы математической статистики, отсеиваются значения, не попадающие в интервал трехкратного значения стандартного отклонения. Из оставшихся значений рассчитывается среднее арифметическое, которое и является абсолютным значением тангенса угла диэлектрических потерь для объекта.

Этап 5. После получения достоверных данных, необходимо осуществлять основную задачу СНК состояния изоляции. На данном этапе необходимо определить и отсеять влияния на результаты измерения различных факторов, например, загрязненная поверхность изолятора аппарата или разгерметизация измерительного датчика. Далее применяются алгоритмы выявления температурных зависимостей, скоростей и значений изменения диагностических параметров и формирования заключения о состоянии основной изоляции аппарата.

Этап 6. Выдача пользователям СНК заключения о состоянии оборудования по принципу "состояние нормальное", "состояние предаварийное", "состояние аварийное", а также выдача расширенной диагностической информации в табличном и графическом виде.

ВЫВОДЫ

Использование разработанного алгоритма позволяет, более точно получать данные о $\text{tg}\delta_1$ аппаратов, что повышает достоверность и эффективность применения СНК. На рис. 6 видно, что данные полученные перекрестным методом более стабильны и соответствуют результатам поверочных измерений испытательной установкой УВПГ-250.

Данные полученные перекрестным методом пригодны для дальнейшей диагностики оборудования. Например, для данного ТТ установлен коэффициент температурной зависимости 0,81, что свидетельствует об ухудшении состояния основной изоляции, хотя роста диэлектрических потерь пока не наблюдается. Проведение такого анализа, по данным "эталонного" метода весьма затруднительно. Перекрестный метод исключает возможность систематической погрешности измерений, при изменении характеристик эталонной группы.

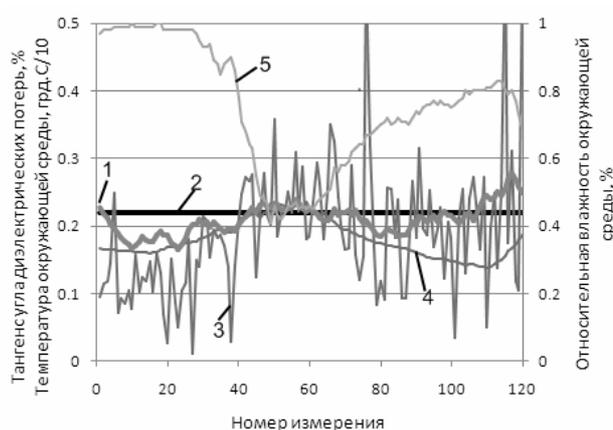


Рис. 6. Графики результатов измерения $\text{tg}\delta_1$ ТТ типа ТФУМ-330: 1 – результаты измерений перекрестным методом; 2 – результат измерения мостом переменного тока P5026 с использованием установки УВПГ-250; 3 – результаты измерений классическим ("эталонным") методом; 4 – температура окружающей среды; 5 – относительная влажность окружающей среды

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рассальский А.Н., Сахно А.А., Конограй С.П., Спица А.Г., Гук А.А. Анализ методов непрерывного контроля характеристик изоляции трансформаторов тока и вводов на подстанциях 330-750 кВ // Вісник КДПУ ім. М. Остроградського. Кременчук – 2009. – № 3(56), ч. 1. – с. 67-70.
2. ГКД 34.20.302-2002. Норми випробування електрообладнання. Затверджені Наказом № 503 від 28.08.02 Мінпаливенерго України. – К.: ГРИФРЭ, 2002.
3. Рассальский А.Н., Сахно А.А., Конограй С.П., Спица А.Г., Гук А.А. Источники погрешности при контроле характеристик основной изоляции трансформаторов тока и вводов 330-750 кВ под рабочим напряжением // Сборник тезисов Трансформаторостроение-2009. Запорожье – 2009. – с. 67-70.
4. Инструкция №19-07/03 по измерению тангенса угла диэлектрических потерь основной изоляции трансформаторов тока 330-750 кВ под рабочим напряжением. – Запорожские магистральные электрические сети – Запорожье – 2003. – 15 с.

Поступила 30.08.2009

Сахно Александр Анатольевич

Запорожский национальный технический университет, кафедра "Электрические аппараты"

Украина, 69063, Запорожье, ул. Жуковского, 64 тел. (061) 289-61-39, e-mail: a_sakhno@mail.ru

A.A. Sakhno

A dielectric dissipation measurement algorithm for the main insulation of current transformers and 330-750 kV bushings under on-line monitoring.

In the article, a designed algorithm of dielectric dissipation cross-measurement is presented. This algorithms can be applied to measurements of dielectric dissipation (tan-delta) in the main insulation of measuring current transformers and high-voltage bushings of 330-750 kV. Also, results of the algorithm application in an on-line monitoring system in a 330 kV substations under are given.

Key words – tan-delta, on-line monitoring, current transformer, bushing.

СИММЕТРИЧНАЯ ТРЕХФАЗНАЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОСОВМЕСТИМАЯ С ПИТАЮЩЕЙ СЕТЬЮ СИСТЕМА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГ

У статті розглядається система електропостачання залізниць змінного струму частотою 50 Гц і номінальною напругою 25 кВ із спеціальним трансформатором і силовим активним фільтром.

В статті розглядається система електропостачання залізничних доріг переменного тока частотой 50 Гц и номинальным напряжением 25 кВ со специальным трансформатором и силовым активным фильтром.

ВВЕДЕНИЕ

Электроснабжение железных дорог в странах СНГ осуществляется по системе постоянного тока с номинальным напряжением 3 кВ и системе переменного тока частотой 50 Гц с номинальным напряжением 25 кВ. Система электроснабжения железных дорог состоит из тяговой подстанции, контактной сети и соединяющих их линий [1].

Электроснабжение переменным током частотой 50 Гц с номинальным напряжением 25 кВ осуществляется обычно от трехфазной промышленной сети 110 кВ через понижающий трехфазный трансформатор, устанавливаемый на тяговой подстанции. Три первичных обмотки трансформатора, соединенные в звезду с нулевым выводом, подключены к сети 110 кВ, а три вторичных обмотки соединены в "открытый треугольник". При этом вторичная обмотка фазы С питающего трансформатора (ПТ) соединяется с контуром заземления подстанции и с рельсами пути, а фазы А и В подключаются к контактным проводам. Для выравнивания нагрузки фаз в контактной сети чередуются участки, подключенные к фазам А и В, между ними устанавливают нейтральные вставки. В системах электроснабжения применяют также различные системы фильтрации высших гармоник и компенсации реактивной мощности [2]. Однако все эти меры до конца не устраняют основного недостатка данной системы электроснабжения железных дорог, а именно – значительную асимметрию сетевых токов и большие по величине реактивные токи в сети 110 кВ, обуславливающие дополнительные потери электроэнергии. Кроме того в сеть 110 кВ могут генерироваться, вызванные нелинейными нагрузками в электровазе, высшие гармоники тока, приводящие к искажению напряжения сети.

В настоящей работе рассматривается система со специальным трехфазным трансформатором и силовым активным фильтром (САФ), которая электромагнитно совместима с питающей сетью 110 кВ. В такой системе для сети 110 кВ эквивалентная нагрузка симметрична и в каждой из фаз представляет собой чисто активное сопротивление, вследствие чего фазные токи сети синусоидальны и совпадают по фазе с фазными напряжениями.

ТРАДИЦИОННАЯ СИСТЕМА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Традиционная система электроснабжения железной дороги, как было отмечено выше, включает промышленную сеть 110 кВ и, устанавливаемый на тяговой подстанции, трехфазный понижающий трансформатор,

первичные обмотки которого подключены к сети 110 кВ, а вторичные обмотки трансформатора – к контактному проводу и рельсам пути. Эквивалентная схема традиционной системы электроснабжения приведена на рис. 1.

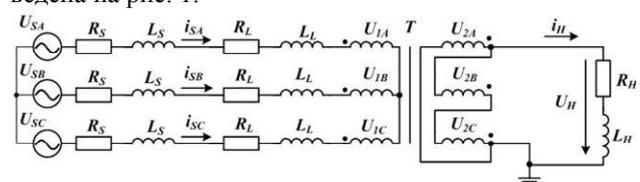


Рис. 1. Эквивалентная схема традиционной системы электроснабжения

Сеть 110 кВ представлена трехфазной симметричной системой синусоидальных напряжений. Параметры сети учтены в каждой фазе активным сопротивлением R_S и индуктивностью L_S . Параметры линии, которая соединяет тяговую подстанцию 110/25 кВ с подстанцией более высокого напряжения, учтены активным сопротивлением R_L и индуктивностью L_L . Три первичных обмотки трансформатора соединены в звезду, а три вторичных – в "открытый треугольник". Эквивалентная нагрузка, представленная активно-индуктивным сопротивлением, подключена к фазам А и С, при этом вывод фазы В не используется.

На рис. 2 приведена *MatLab* – модель традиционной системы электроснабжения со стандартным трансформатором ТДТНЭ-25000/110-67.

Параметры модели соответствуют номинальной активной мощности нагрузки 10 МВт. На рис. 3 приведены осциллограммы фазных токов и напряжений сети при $\varphi_n = 0, \pi / 12, \pi / 6$.

Из осциллограмм видно, что ток фазы А сети по амплитуде в два раза больше токов фаз В и С и находится с ними в противофазе. Осциллограммы свидетельствуют о плохой электромагнитной совместимости традиционной системы электроснабжения железной дороги с питающей сетью 110 кВ, так как фазные сетевые токи не совпадают по фазе с фазными напряжениями сети.

Установленная мощность ПТ:

$$P_T = \frac{\sum_{n=1}^6 U_n \cdot I_n}{2}, \quad (1)$$

где U_n – действующее напряжение n -й обмотки трансформатора; I_n – действующий ток n -й обмотки трансформатора.

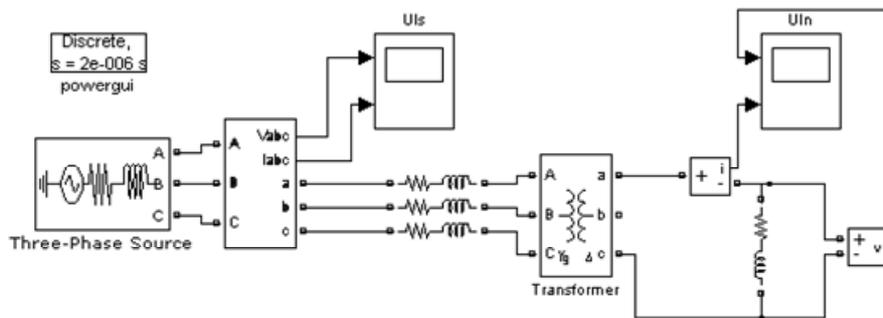


Рис. 2. MatLab – модель традиционной системы электроснабжения

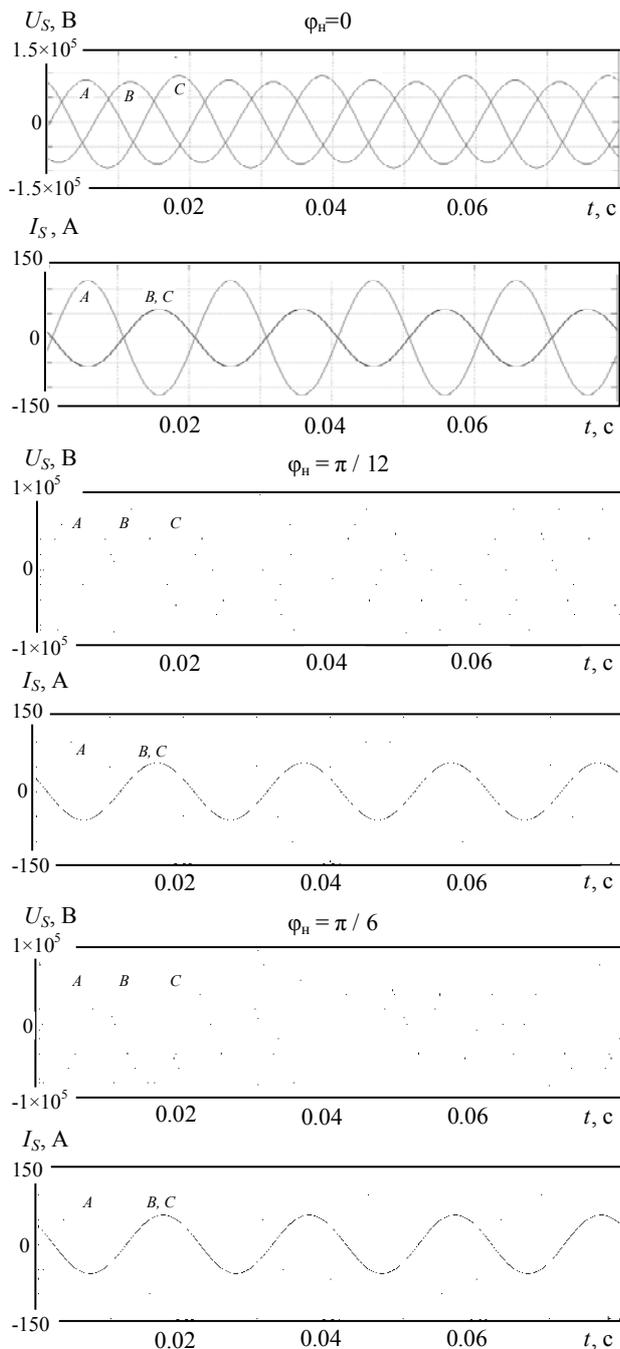


Рис. 3. Осциллограммы сетевых токов и напряжений традиционной системы электроснабжения

В результате получаем, что при $\varphi_n = 0$, то есть при чисто активной нагрузке $P_T = 1,33 \cdot P_n$ (P_n – номинальная мощность нагрузки).

При отличных от нуля углах φ_n установленная мощность рассчитывается по формуле

$$P_T(\varphi_n) = \frac{P_T(0)}{\cos \varphi_n} \quad (2)$$

При $\varphi_n = \pi / 12$: $P_T = 1,38 \cdot P_n$, а при $\varphi_n = \pi / 6$: $P_T = 1,54 \cdot P_n$.

ПРЕДЛАГАЕМАЯ СИСТЕМА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ БЕЗ САФ

Вместо традиционной системы возможно применение системы электроснабжения с другой конструкцией трансформатора. Предлагаемая система электроснабжения представлена на рис. 4.

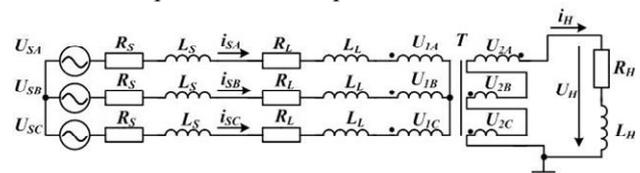


Рис. 4. Эквивалентная схема предлагаемой системы электроснабжения

Отличие конструкции предлагаемого трансформатора от традиционного заключается в схеме соединения обмоток. Три первичных обмотки ПТ соединены в звезду аналогично традиционной схеме, а три вторичных обмотки соединены последовательно, как показано на рис. 3. При этом получаем трехфазную систему на первичной стороне трансформатора и однофазную на вторичной стороне.

Для того чтобы обеспечить магнитную уравновешенность трансформатора, необходимо выдержать следующие условия:

- число витков первичных фазных обмоток одинаково:

$$W_{1A} = W_{1B} = W_{1C}; \quad (3)$$

- число витков вторичных обмоток фаз B и C в два раза меньше, чем вторичной обмотки фазы A:

$$W_{2B} = W_{2C} = 0,5W_{2A}. \quad (4)$$

Если мгновенный ток нагрузки равен i_n , то в любой момент времени

$$i_{2A} = -i_{2B} = -i_{2C} = i_n. \quad (5)$$

Коэффициент трансформации фазы A равен

$$K_{TPA} = \frac{W_{1A}}{W_{2A}} = K_{TP}. \quad (6)$$

С учетом (3) и (4)

$$K_{TPB} = \frac{W_{1B}}{W_{2B}} = 2K_{TP}, \quad (7)$$

$$K_{\text{TPC}} = \frac{W_{1C}}{W_{2C}} = 2K_{\text{TP}}. \quad (8)$$

Учитывая (3) – (8), несложно показать, что в любой момент времени выдерживается соотношения:

$$i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0, \quad (9)$$

$$i_{1B} = i_{1C} = -0,5 \cdot i_{2A}, \quad (10)$$

то есть, трехфазная система магнитно уравновешена.

На рис. 5 приведены векторные диаграммы для случая $\varphi_n = 0$ и $\varphi_n = \pi/6$, построенные с учетом масштаба токов.

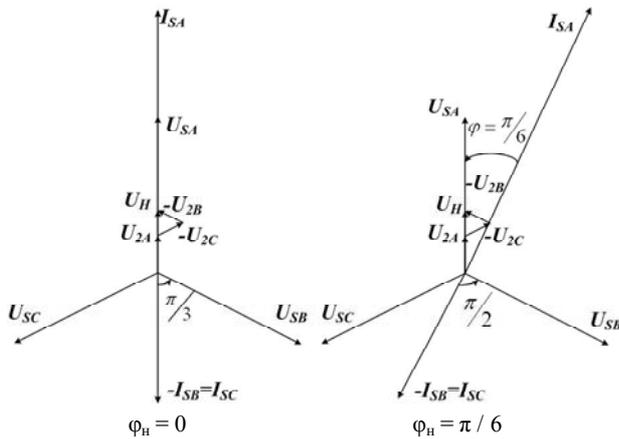


Рис. 5. Векторные диаграммы напряжений и токов

Схема электроснабжения, приведенная на рис. 4, промоделирована в пакете *MatLab* при номинальной активной мощности нагрузки 10 МВт. Работа схемы иллюстрируется осциллограммами, представленными на рис. 3. Токи и напряжения сети в предлагаемой схеме электроснабжения и традиционной одинаковы. С увеличением угла φ нагрузки происходит просадка напряжения на нагрузке, причиной чего является снижение напряжения сети за счет индуктивного сопротивления сети и соединительных кабелей. Установленная мощность предложенного ПТ такая же, как у трансформатора традиционной схемы.

Предлагаемая и традиционная система электроснабжения обладают одинаковыми недостатками: плохая электромагнитная совместимость с питающей сетью 110 кВ и асимметрия токов, однако конструкция трансформатора в предлагаемой схеме может быть предпочтительней.

Асимметрию токов можно устранить путем применения силового активного фильтра (САФ).

ТРАДИЦИОННАЯ СИСТЕМА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С САФ

Включение силового активного фильтра параллельно клеммам первичной обмотки трансформатора позволяет скомпенсировать реактивную мощность и пульсации активной мощности путем симметрирования токов сети. Однако применение САФ рационально лишь в том случае, если это позволяет уменьшить потери и, соответственно, повысить коэффициент полезного действия системы электроснабжения [3, 4].

На рис. 6 приведена схема подключения САФ в традиционной системе электроснабжения железной дороги. Силовой активный фильтр устанавливается на

тяговой подстанции. Он подключается параллельно клеммам первичной обмотки трансформатора, при этом необходим нулевой вывод первичной обмотки ПТ, который соединяется с нулевой точкой на выходе САФ. При напряжении сети 110 кВ схема САФ, представленная на рис. 6, вероятно может быть практически реализована с использованием следующего поколения высоковольтных транзисторов на основе карбида кремния (SiC) либо других полупроводниковых материалов [5].

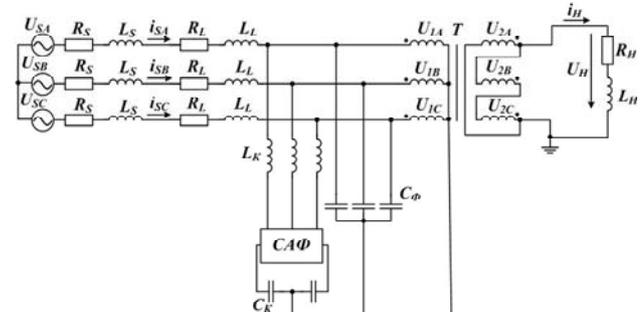


Рис. 6. Традиционная система электроснабжения с САФ

Подключение САФ можно осуществить через понижающий трансформатор, при этом напряжение короткого замыкания e_k трансформатора должно соответствовать заданной величине индуктивности, которая рассчитывается исходя из условий работы САФ. В этом случае нулевой провод первичной обмотки питающего трансформатора соединяется с нулевым проводом первичной обмотки трансформатора САФ, а нулевой провод вторичной обмотки трансформатора САФ подключается к нулевой точке на выходе САФ как показано на рис. 7. Система управления САФ выполняется на основе *p-q-r* теории мощности [6].

На рис. 8 представлены осциллограммы сетевых напряжений и токов традиционной системы электроснабжения с САФ. На рис. 9 приведены осциллограммы КПД и активных мощностей сети и нагрузки. Из осциллограмм (рис. 8-9) видно, что при подключении САФ фазные токи сети становятся одинаковыми по амплитуде и совпадающими по фазе с соответствующими фазными напряжениями сети, что в свою очередь приводит к повышению КПД на 0,5-2 %.

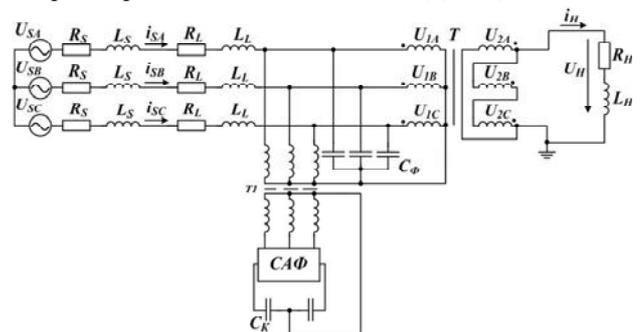


Рис. 7. Традиционная система электроснабжения с САФ, подключенным через понижающий трансформатор

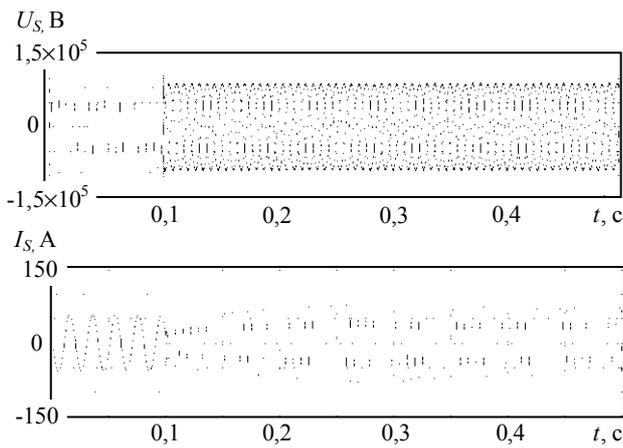


Рис. 8. Осциллограммы сетевых токов и напряжений традиционной системы электроснабжения с САФ

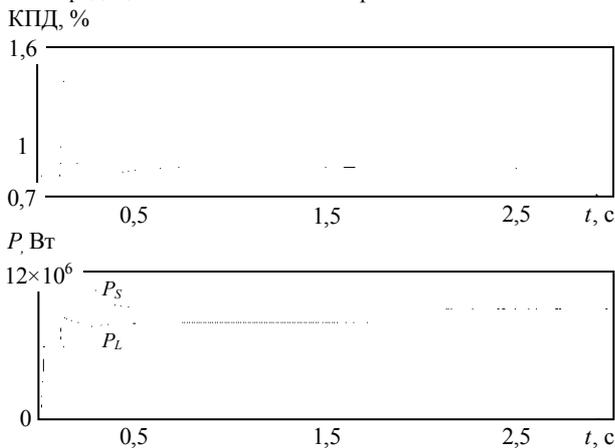


Рис. 9. Осциллограммы КПД и активных мощностей сети и нагрузки

Степень повышения КПД зависит от длины линий, соединяющих тяговую подстанцию, где установлен САФ, и подстанцию более высокого напряжения, а также от активного сопротивления обмоток понижающего трансформатора, через который подключается САФ. Длина линии принимается при расчетах равной 50-100 км. Повышение КПД на 2 % соответствует длине линии 100 км и мощности потерь в трансформаторе САФ 1 % от номинальной мощности. В момент 0,1 с происходит включения САФ, которое сопровождается переходным процессом, связанным с перезарядом конденсатора САФ. Этот процесс вызывает погрешности в расчете КПД и активных мощностей сети и нагрузки (рис. 9).

ПРЕДЛАГАЕМАЯ СИСТЕМА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С САФ

На рис. 10 приведена *MatLab*-модель предлагаемой системы электроснабжения железной дороги с силовым активным фильтром.

Модель состоит из семнадцати блоков, которые могут быть разбиты на следующие группы:

- силовая схема – блоки 2, 5, 9, 11, 12, 15, 18;
- система управления – блок 8;
- датчики тока и напряжения – блоки 3, 4, 7, 14;
- многолучевые осциллографы – блоки 6, 10, 13, 17, 19;
- вспомогательные блоки – блоки 1, 16.

Назначение блоков силовой схемы:

2 – блок напряжения питающей сети, моделирующий трехфазную систему синусоидальных напряжений с возможностью задания действующего значения линейного напряжения, активного и индуктивного сопротивлений питающей сети;

5 – блок активных сопротивлений и индуктивностей соединительных кабелей, который учитывает параметры линий, соединяющих тяговую подстанцию и подстанцию более высокого напряжения;

9 – блок понижающих трансформаторов, первичные и вторичные обмотки которых соединены по схеме звезды с нулевым выводом;

11 – блок САФ, представляющий собой шесть блоков IGBT – транзисторов, включенных по мостовой схеме, и два конденсатора на выходе моста;

12 – блок фильтрующих конденсаторов, которые подавляют высшие гармоники с частотой широтно-импульсной модуляции;

15 – блок питающего трансформатора, первичные обмотки которого соединены по схеме звезда с нулевым выводом, а вторичные обмотки соединены последовательно (см. рис. 4);

18 – блок нагрузки, моделирующий однофазную активно-индуктивную нагрузку.

Блок системы управления 8 приведен на рис. 11. Он осуществляет выработку управляющих импульсов транзисторов САФ. Все сигналы, циркулирующие в системе управления, представлены в относительных единицах. Для построения системы управления использовались преобразования координат вектора напряжений сети и токов нагрузки из $\alpha\beta 0$ [7]:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{Sa} \\ u_{Sb} \\ u_{Sc} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

преобразование токов нагрузки из координат $\alpha\beta 0$ в координаты pqr :

$$\begin{bmatrix} i_{Lp} \\ i_{Lq} \\ i_{Lr} \end{bmatrix} = \frac{1}{u_{\alpha\beta 0}} \cdot \begin{bmatrix} u_0 & u_\alpha & u_\beta \\ 0 & -\frac{u_{\alpha\beta 0} u_\beta}{u_{\alpha\beta}} & \frac{u_{\alpha\beta 0} u_\alpha}{u_{\alpha\beta}} \\ u_{\alpha\beta} & -\frac{u_0 u_\alpha}{u_{\alpha\beta}} & -\frac{u_0 u_\beta}{u_{\alpha\beta}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad (13)$$

и преобразование токов задания из координат pqr в координаты $\alpha\beta 0$ и из $\alpha\beta 0$ в координаты abc :

$$\begin{bmatrix} i_{C\alpha}^* \\ i_{C\beta}^* \\ i_{C0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 \cdot \cos \theta_2 & -\sin \theta_1 & -\cos \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \\ \sin \theta_1 \cdot \cos \theta_2 & \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \\ \sin \theta_2 & 0 & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Cp}^* \\ i_{Cq}^* \\ i_{Cr}^* \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Ca}^* \\ i_{Cb}^* \\ i_{Cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{C\alpha}^* \\ i_{C\beta}^* \\ i_{C0}^* \end{bmatrix} \quad (15)$$

рения фазных токов и напряжений питающей сети (блоки 3, 4), фазные токи и напряжения на входе питающего трансформатора (блок 14), фазные токи на входе САФ (блок 7). Все эти данные, а также ток компенсатора и напряжение на конденсаторах САФ выводятся на многолучевые осциллографы (блоки 6, 10, 13, 17, 19).

Датчики тока и напряжения осуществляют изме-

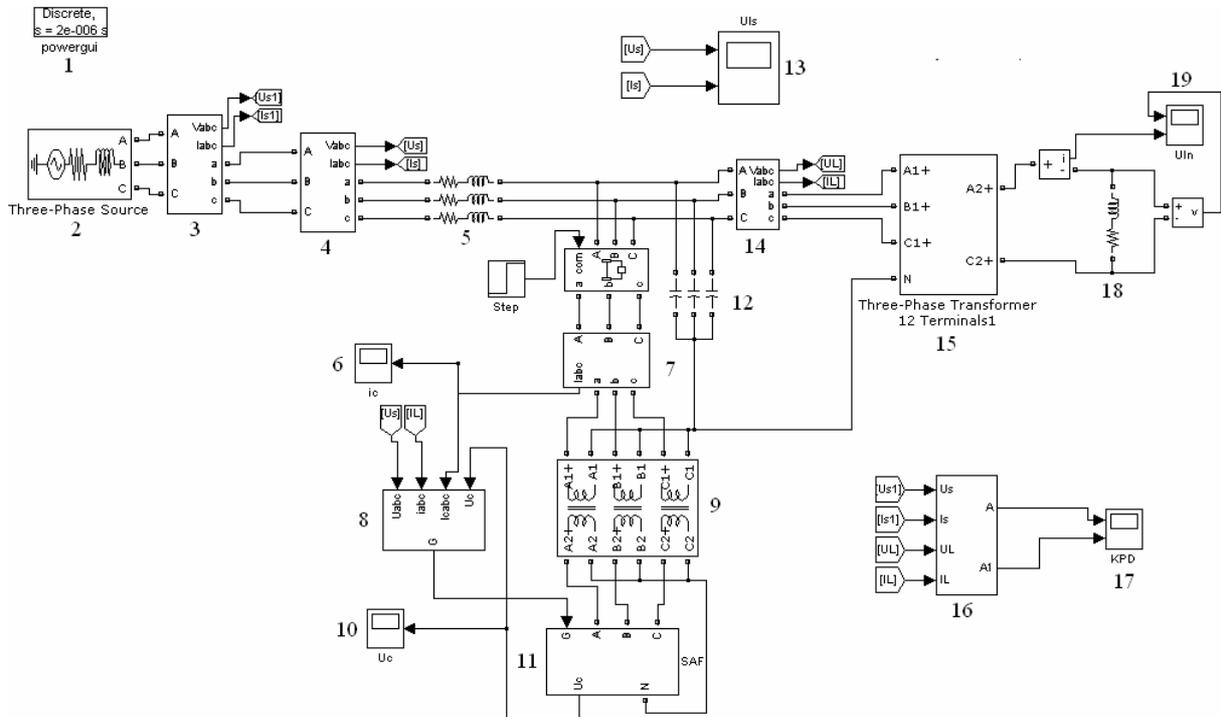


Рис. 10. MatLab-модель предлагаемой схемы электроснабжения железной дороги с силовым активным фильтром

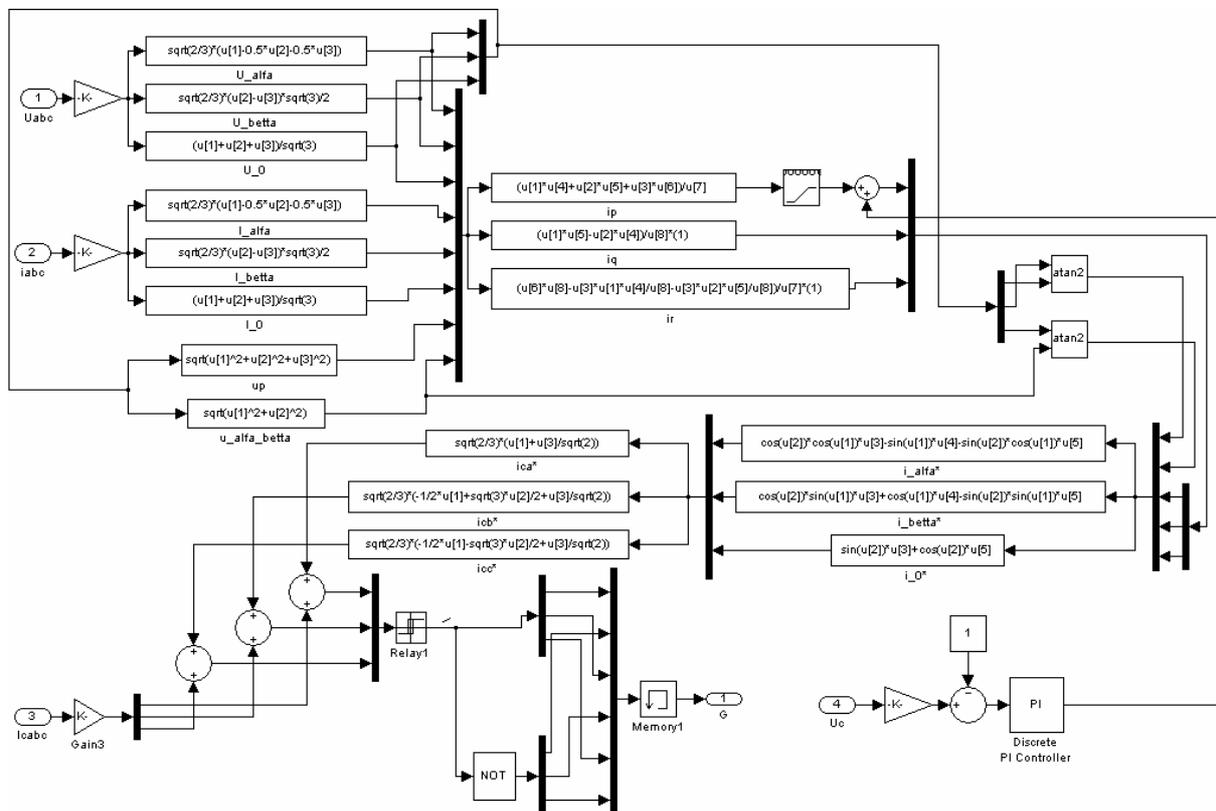


Рис. 11. Система управления САФ

В блоке 16 рассчитываются активные мощности сети и нагрузки и КПД по мгновенным значениям фазных токов и напряжений сети и токов и напряжений на входе питающего трансформатора.

САФ подключается к клеммам первичной обмотки питающего трансформатора. Подключение САФ возможно через реакторы, что сейчас трудно реализовать из-за отсутствия необходимых высоковольтных полупроводниковых ключей, или, как указано на рис. 10 – через понижающие трансформаторы.

Осциллограммы токов и напряжений сети (рис. 8) и осциллограммы КПД и активных мощностей на стороне сети и на входе питающего трансформатора (рис. 9) демонстрируют положительный эффект от подключения САФ. Токи сети становятся равными по амплитуде и совпадающими по фазе с напряжениями сети, что в свою очередь приводит к повышению КПД на 0.5-2 % с учетом потерь в САФ. Степень повышения КПД также как и в традиционной системе электроснабжения с САФ зависит от длины линии, соединяющей подстанции, и активного сопротивления понижающего трансформатора САФ.

ВЫВОДЫ

1. Рассмотрены режимы работы традиционной системы электроснабжения железной дороги переменного тока частотой 50 Гц и номинальным напряжением 25 кВ.
2. Предложена новая схема последовательного соединения вторичных обмоток питающего трансформатора 110/25 кВ с двумя выходными клеммами, обеспечивающая равенство нулю суммы мгновенных значений фазных токов на стороне 110 кВ.
3. Показано, что установленная мощность предложенного трансформатора такая же как и трансформатора с традиционной схемой соединения вторичных обмоток в "открытый треугольник".
4. На *MatLab*-модели систем электроснабжения с традиционным и предлагаемым трансформатором продемонстрирована возможность симметрирования фазных токов сети 110 кВ и полной компенсации реактивной мощности с помощью силового активного фильтра, подключенного параллельно клеммам первичных обмоток трансформатора.
5. Подключение в схеме электроснабжения САФ обеспечивает полную электромагнитную совместимость системы электроснабжения с питающей сетью и снижение суммарных потерь на 0.5-2 %.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Справочник по электроснабжению железных дорог. Т. 2 / Под ред. К. Г. Марквардта. – М.: Транспорт, 1981. – 392 с.
2. Справочник по электроснабжению железных дорог. Т.1 / Под ред. К. Г. Марквардта. – М.: Транспорт, 1981. – 390 с.
3. S. Cole and R. Belmans, "Transmission of bulk power" IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 3, no. 3, pp. 19-24, Sept. 2009.
4. A. Bhattacharya, C. Chakraborty, and S. Bhattacharya, "Shunt compensation" IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 3, no. 3, pp. 38-49, Sept. 2009.
5. H. Wang, A.Q. Huang, F. Wang. Development of a scalable power semiconductor switch (SPSS). IEEE Transactions on power electronics, vol. 22, no. 2, pp. 364-373, 2007.
6. Жемеров Г.Г., Ильина Н.А., Ильина О.В., Тугай Д.В. Уменьшение потерь и улучшение качества электроэнергии в системах коммунального электроснабжения / Технічна електродинаміка. Темат. вип. "Силова електроніка та енергоефективність" ч. 2, 2008. – с. 80-87.
7. Жемеров Г.Г., Колесник В.Ю., Ильина О.В. Соотношения для преобразования координат обобщенных векторов напряжений и токов трехфазной системы электроснабжения. Справочное пособие, НТУ "ХПИ", г. Харьков, 2009, 40 с.

Поступила 20.10.2009

Жемеров Георгий Георгиевич, д.т.н., проф.,
Ковальчук Ольга Игоревна
Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
кафедра "Промышленная и биомедицинская электроника"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе 21, НТУ "ХПИ"
тел./факс: (057) 707-63-12
e-mail: zhemerov@online.kharkiv.net, olha.kov@mail.ru

G.G. Zhemerov, O.I. Kovalchuk

A symmetric three-phase ac voltage power-supply system electrically and magnetically compatible with the supply main for railway lines.

The paper deals with a railway-line AC 50Hz 25 kV power supply system with a special transformer and an active power filter.
Key words – ac power supply system, electrical and magnetic compatibility with the supply main, railway.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Досліджені питання підвищення якості напруги в мережах споживачів електроенергії. Виконано дослідження впливу головного обладнання електричних станцій та підстанцій на якість електроенергії, що постачається, а також показників якості цієї електроенергії на кінцевого споживача за допомогою експертної системи в пакеті програм Matlab (Fuzzy Logic Toolbox).

Исследованы вопросы повышения качества напряжения в сетях потребителей электроэнергии. Выполнено исследование влияния главного оборудования электрических станций и подстанций на качество поставляемой электроэнергии, а также показателей качества этой электроэнергии на конечного потребителя с помощью экспертной системы в пакете программ Matlab (Fuzzy Logic Toolbox).

ВВЕДЕНИЕ

В системах электроснабжения огромную роль играют электрические подстанции, т.е. электроустановки, предназначенные для преобразования и распределения электрической энергии, которые в Украине, как и в других западных странах, для производства и распределения электрической энергии используют трехфазный переменный ток частотой 50 Гц. Как известно, качество электроэнергии при производстве и транспортировке от места ее производства к потребителям частично расходуется, частично теряется, и при этом возникает проблема должного обеспечения качества энергии у потребителя. При работе потребителей электроэнергии должно обеспечиваться ее требуемое качество, показателями которого являются отклонение напряжения, колебания напряжения, несинусоидальность напряжения, несимметрия напряжения, отклонение частоты, провал напряжения, импульс напряжения, а также временное перенапряжение. Снижение же качества электроэнергии может привести к таким последствиям: увеличение потерь активной мощности и электроэнергии, сокращение срока службы электрооборудования и преждевременный выход его из строя, нарушение нормального хода технологического процесса производства потребителей, что приводит к снижению качества производимой продукции и к увеличению энергозатрат на производство и др.

С другой стороны, темпы технического перевооружения в нашей стране с 90-х годов прошлого столетия упали примерно в два раза, в результате чего сейчас износ сетей составляет около 48 %, в том числе подстанционного оборудования – 70 %, линий электропередачи (ЛЭП) – 40 %. Причем заметна тенденция: чем ниже напряжение сетей, тем в большей степени они изношены. Эта проблема особенно остра для распределительных сетей. По данным министерства энергетики Украины в настоящее время износ распределительного комплекса достигает примерно 66 % [1, 4, 5]. Поскольку существующие электрические сети обеспечивают комплексное централизованное электроснабжение потребителей всех ведомств, расположенных в зоне их действия, то стабильный рост электропотребления и ужесточения режимов использования электроэнергии приводит к изменению расчетных

нагрузок в различных элементах распределительных электрических сетей и трансформаторных подстанций. Следствием этого являются неизбежные перегрузки и остро встает вопрос о необходимости модернизации существующих электрических сетей. Старееющее оборудование существующих подстанций является причиной значительных потерь при передаче электроэнергии (рис. 1). В принципе, если говорить о высоковольтных ЛЭП, то здесь наши показатели соответствуют показателям работы магистральных электрических сетей в странах Западной Европы и США: в 2005 году потери составили 2,9%.

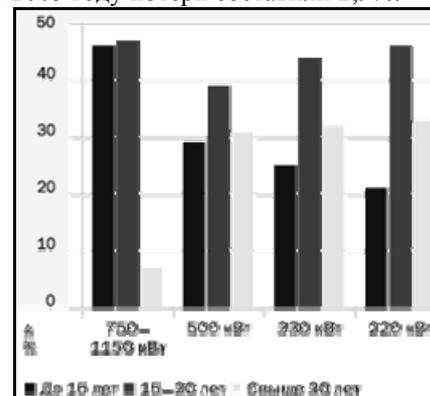


Рис. 1. Возрастная структура ЛЭП различных классов напряжения

Авторами [1], в которой представлена ретроспективная оценка развития мировой энергетики в XX веке и развитие электро- и теплоэнергетики в XXI веке, отмечается, что состояние украинских сетей из года в год ухудшается, а это приводит к аварийным ситуациям на уровне отдельных областей, значительного роста технологических затрат при транспортировке электроэнергии. Отсутствие достаточного финансирования ремонтных работ, меры по модернизации и реконструкции электрических сетей и подстанций может привести к системной аварии в областных энергетических системах. Гораздо хуже дело обстоит с потерями в распределительных сетях, доставляющих электроэнергию конечному потребителю. По оценке аналитиков ИК "Финам", "...наиболее значительные потери электроэнергии при передаче (в

удельных долях) возникают при трансформации ее в низкое напряжение и передаче по низковольтным распределительным сетям. Таким образом, чем больше конечных пользователей с низкими нагрузками, тем более разветвленной является сеть, тем более высоки издержки на поддержание ее в рабочем состоянии и тем выше потери электроэнергии при трансформации напряжения". Нормой потерь в "розничных" сетях в разных странах считается 6-10 % от передаваемого объема. В Украине эта цифра, по оценкам ИК "Финан", составляет 20 % и выше [4-6].

Анализ влияния работы оборудования подстанций (ПС) на качество поставляемой потребителям электроэнергии показал, что основными причинами аварийных ситуаций являются устаревшее оборудование, ненадежная работа самого оборудования из-за

технических отказов и некорректной работы обслуживающего персонала.

Сравнение различных параметров оборудования отображает в каждом конкретном случае эффективность работы подстанции в целом и каждого конкретного аппарата в отдельности. В табл. 1 приведены свойства электрической энергии, показатели, их характеризующие, и наиболее вероятные причины, а точнее, виновники ухудшения качества электроэнергии (КЭ) [3]. Значительная энергоёмкость производства с особой жестокостью диктует необходимость оптимизации режимов электропотребления. В условиях дефицита энергетических ресурсов, динамики роста стоимости электроэнергии, актуальна проблема энергосберегающих технологий транспортировки, потребления электроэнергии.

Таблица 1

Показатели КЭ и наиболее вероятные причины ухудшения их качества

Свойства электрической энергии	Показатель КЭ	Наиболее вероятные виновники ухудшения КЭ
Отклонение напряжения	Установившееся отклонение напряжения	Энергоснабжающая организация
Колебания напряжения	Размах изменения напряжения Доза фликера	Потребитель с переменной нагрузкой
Несинусоидальность напряжения	Коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения коэффициент n -ой гар-	Потребитель с нелинейной нагрузкой
Несимметрия трехфазной системы напряжений	Коэффициент несимметрии напряжений по обратной последовательности	Потребитель с несимметричной нагрузкой
Отклонение частоты	Отклонение частоты	Энергоснабжающая организация
Провал напряжения	Длительность провала напряжения	Энергоснабжающая организация
Импульс напряжения	Импульсное напряжение	Энергоснабжающая организация
Временное перенапряжение	Коэффициент временного перенапряжения	Энергоснабжающая организация

На наш взгляд, одним из методов уменьшения и предупреждения аварийных ситуаций на работающих станциях и подстанциях самых разных мощностей является построение экспертных систем для анализа их работы. Такие системы, построенные на основе нечеткой логики, являются расчетным инструментом и на сегодняшний день наиболее актуальны в решении многих классов важных задач, в которых анализируемые данные, цели и ограничения являются слишком сложными или плохо определенными для того, чтобы допустить точный математический анализ и описание. Один из прикладных пакетов системы MATLAB пакет нечеткой логики FUZZY LOGIC TOOLBOX [2], относящийся к теории размытых или нечетких множеств, позволяет конструировать так называемые нечеткие экспертные и/или управляющие системы. Основные возможности пакета: построение систем нечеткого вывода (экспертных систем, регуляторов, аппроксиматоров зависимостей); построение адаптивных нечетких систем (гибридных нейронных сетей); интерактивное динамическое моделирование в Simulink. При разработке моделей исследования пока-

зателей качества поставляемой электроэнергии авторы исходили из широкого спектра применения этого пакета: от управления процессом отправления и остановки поездов метро, управления грузовыми лифтами и доменной печью до моделирования работы стиральных машин и пылесосов.

При этом нечеткие системы позволяют повысить качество продукции при уменьшении ресурсо- и энергозатрат и обеспечивают более высокую устойчивость к воздействию мешающих факторов по сравнению с традиционными системами автоматического управления.

Поэтому для моделирования и исследования процессов влияния главного оборудования ПС на конечное качество электроэнергии (модель № 1) и параметров качества электроэнергии на потребителей (модель № 2) был использован именно пакет FUZZY LOGIC TOOLBOX [2]. К тому же очень важно, что математический пакет Matlab позволяет делать экспертную систему очень гибкой в зависимости от вида оборудования и показателей качества, а точнее математических функций, которые их описывают.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ГЛАВНОГО ОБОРУДОВАНИЯ СТАНЦИЙ И ПОДСТАНЦИЙ НА КАЧЕСТВО ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ (В СИСТЕМЕ MATLAB)

Построение экспертной системы начинается с анализа поставленной задачи, в нашем случае рассмотрено исследование влияния главного оборудования ОРУ-150 кВ (ПС 150/35/6 кВ "Богдановская" г. Орджоникидзе Днепропетровской области с мощностью трансформатора 63000 кВА) на качество электроэнергии.

Модель представляет собой совокупность входных и выходных блоков с параметрами, связанными между собой определенным набором правил, которые определяют зависимости между входными и выходными переменными (рис. 2) с двумя типами алгоритмов вывода результатов – Mamdani и Sugeno, которые предлагает Пакет Fuzzy Logic Toolbox. Для первой модели использовался алгоритм Sugeno [2].

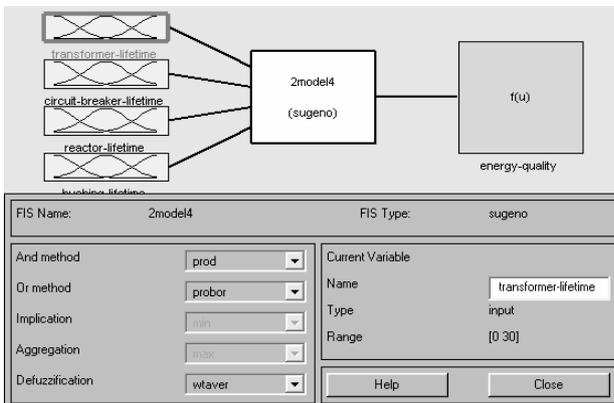


Рис. 2. Модель анализа влияния оборудования подстанции на КЭ

Входными переменными для модели выбирают сроки службы основного оборудования ПС – трансформаторов, выключателей, реакторов и вводов, указанные в двух категориях: короткий и долгий сроки службы. Выходная переменная в данной модели – это качество электроэнергии, указанное в трех категориях – недопустимая, средняя и допустимая.

Следующим важным шагом в создании модели является выбор типа функций принадлежности. Поскольку оценка надежности электротехнических систем ведется в таких показателях, как вероятность безотказной работы, интенсивность отказов и тому подобное, в данной модели была выбрана z -функция, так как ее вид максимально похож на функцию распределения Вейбула, которая, в свою очередь, отражает зависимость времени t от функции надежности $P(t)$ (рис. 3). А в данной модели как раз и была исследована зависимость влияния срока службы оборудования (в годах) на качество электроэнергии (в относительных единицах).

Важным этапом при создании модели является определение и написание правил, связывающих входные и выходные параметры. Правила базируются на огромном опыте проектирования и статистических данных эксплуатации различного главного оборудования станций и подстанций из различных источников. На этом построение экспертной системы закончено. Это так называемый этап обучения модели, на

основе которого система в последствии будет делать определенные прогнозы и выдавать конечный результат. На этом построение экспертной системы закончено. Результатом предлагаемой модели являются окно просмотра правил (рис. 4) и графический вид зависимости выходной переменной от входных (поверхность), представленный на рис. 5.

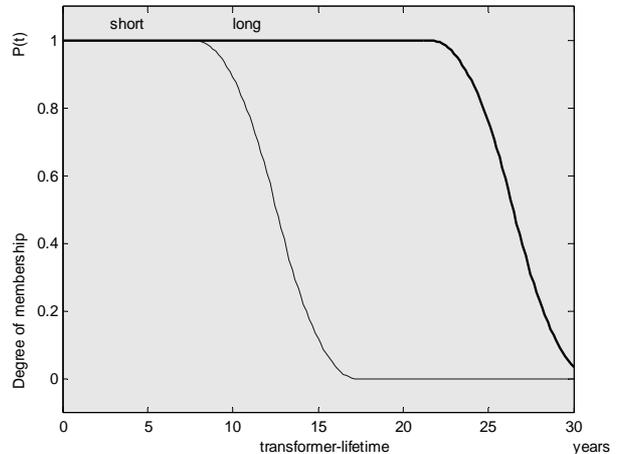


Рис.3. График определения срока службы трансформатора по z -функции принадлежности

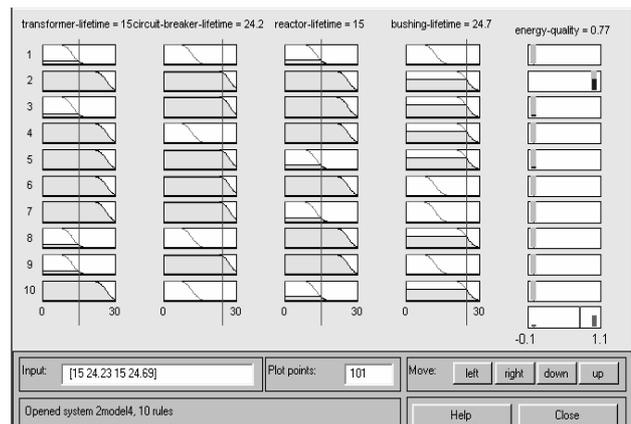


Рис. 4. Окно просмотра правил, прописанных для модели анализа влияния оборудования подстанции на КЭ

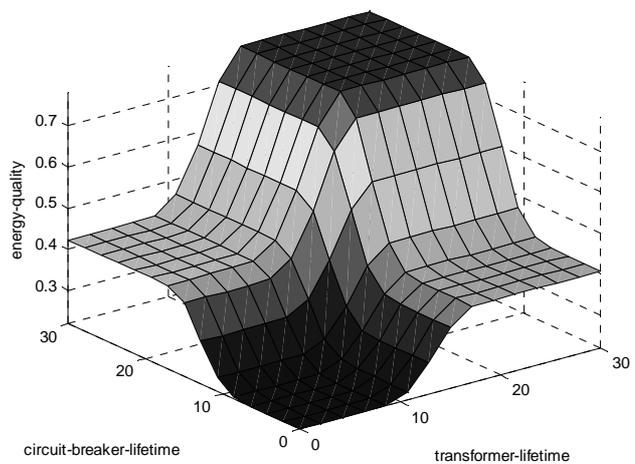


Рис.5. Зависимость ухудшения КЭ (выходная переменная) от сроков службы оборудования подстанций (входные переменные). Исследованы влияния трансформатора и выключателя подстанции 150/35/6 кВ "Богдановская" г. Орджоникидзе Днепропетровской обл.

Проверяя систему в действии, т.е. меняя в окне правил срок службы различного оборудования каждого отдельно или всех вместе, можно увидеть, что, действительно, с увеличением срока службы оборудования уменьшается и показатели качества электроэнергии. Подтверждением отмеченной зависимости выходной переменной от входных может служить вид поверхности отклика (рис. 5).

Таким образом, спроектированная модель может быть многократно как самостоятельный источник анализа качества оборудования или включена в комплекс с другими алгоритмами.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ НА ПОТРЕБИТЕЛЕЙ

Параметры показателей качества электроэнергии (ПКЭ) и их влияние на потребителей сведены в модели № 2, в которой в качестве алгоритма вывода использован алгоритм Mamdani [2]. Представленная модель представляет собой совокупность четырех входных и четырех выходных блоков с параметрами, связанными между собой набором правил (рис. 6). Входными переменными являются такие параметры качества электроэнергии как: несимметрия, колебания, несинусоидальность и отклонение напряжения, указанные в двух категориях – нормально допустимые и предельные значения. Выходными переменными и их категориями являются: срок службы (сниженный и нормальный), суммарные потери (допустимые и повышенные), короткие замыкания (допустимые и учащенные) и эффективность работы (пониженная и нормальная).

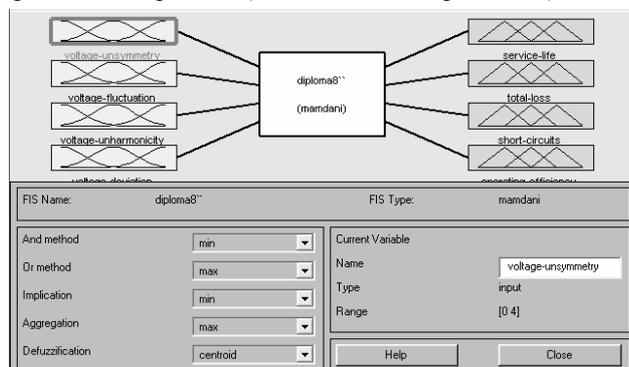


Рис.6. Модель анализа влияния ПКЭ на потребителей

Типом функций принадлежности в данной модели были приняты функции Гаусса, так как они максимально точно, на наш взгляд, передадут зависимости выходных параметров от входных (рис. 7).

Следующим этапом аналогично первой части модели является прописывание правил, связывающих входные и выходные параметры (рис. 8). Это этап обучения созданной модели, на основе которого система сможет выдавать конечный результат. На этом построение экспертной системы в целом закончен. Результатом разработанной модели являются окно просмотра правил (рис. 9) и графический вид зависимости выходной переменной от входных (поверхность), представленный на рис. 10. Проверяя систему в действии, меняя в окне правил значения ПКЭ каждого в отдельности и всех вместе, увидим, как, действительно, каждый ПКЭ влияет на конкретный параметр потреби-

лей и на всю систему в целом. Подтверждением отмеченной зависимости выходной переменной от входных может служить вид поверхности отклика (рис. 10).

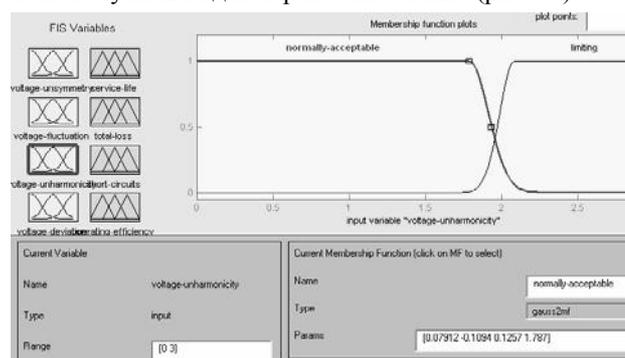


Рис. 7. Входная переменная модели анализа влияния ПКЭ на потребителей

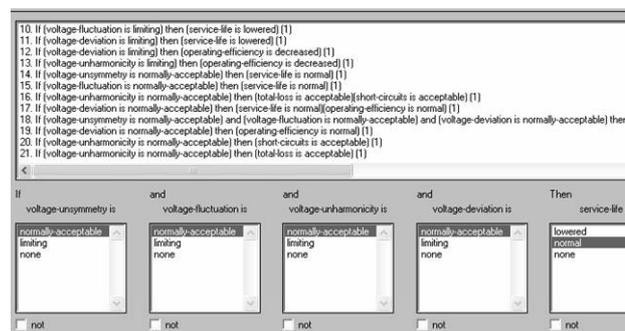


Рис. 8. Правила проектируемой модели анализа влияния ПКЭ на потребителей

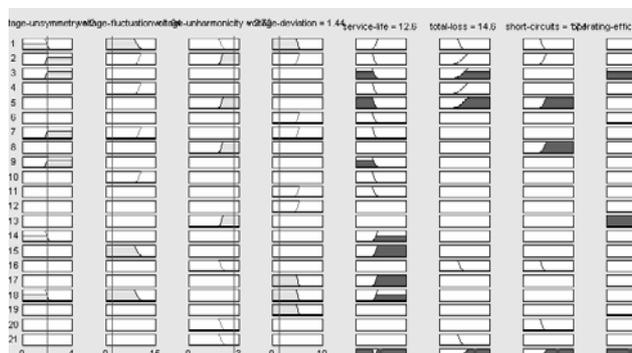


Рис. 9. Окно просмотра правил, прописанных для модели анализа влияния оборудования подстанции на КЭ

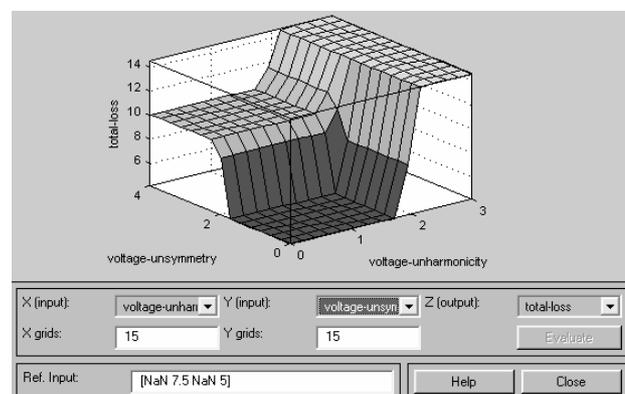


Рис. 10. Зависимость суммарных потерь электроэнергии (выходная переменная) от ПКЭ несинусоидальности и несимметрии (входные переменные)

Таким образом, предлагаемая экспертная система позволяет оценить степень влияния одного из показателей качества электроэнергии отдельно, а также всего комплекса показателей в целом на оборудование-потребитель электроэнергии. Имея результаты расчетов при различных вариантах исходных данных, можно сделать вывод о том, каким образом тот или иной ПКЭ, в конечном итоге, оказывает влияние на эффективность работы оборудования в целом.

Первая модель позволяет оценить влияние каждого конкретного аппарата на качество поставляемой электроэнергии в целом, а вторая – влияние каждого конкретного показателя качества на параметры самого оборудования. В целом можно представить систему из трех блоков. Первый состоит из оборудования распределительного устройства, на которое поступает электроэнергия от генерирующего устройства. Это оборудование определенным образом влияет на показатели качества электроэнергии, которые являются исходными при расчетах во втором блоке. Затем эта трансформированная электроэнергия передается потребителям – третий блок, определенным образом уже влияя на оборудование-потребитель электроэнергии. Таким образом, этот комплекс моделей охватывает весь процесс передачи электроэнергии от генерирующего устройства к потребителю через распределительные устройства.

ВЫВОДЫ

Предложенный комплекс моделей позволяет анализировать влияние физического состояния главного оборудования подстанций, их режимов работы и неравномерности нагрузок в различных режимах работы, что позволяет прогнозировать и минимизировать последствия аварийных ситуаций на подстанциях, находящихся в эксплуатации. К тому же при плановой модернизации промышленных подстанций и определенной дороговизне главного оборудования такая комплексная модель позволит принять компромиссное решение о первоочередности замены устаревшего оборудования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Энергетика світу та України. Цифри та факти. – Київ: Українські енциклопедичні знання, 2005. – 404 с.
2. Дьяконов В., Круглов В. Математические пакеты расширения MATLAB. Специальный справочник. – СПб.: Питер, 2001. – 480с.
3. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
4. <http://www.abb.ru> – Концерн АБВ.
5. <http://www.css-rzd.ru/vestnik-vniizht/v2003-4>.
6. <http://www.zzva.com>.

Поступила 09.10.2009

*Жорняк Людмила Борисовна, к.т.н., доц.,
Осинская Валентина Ивановна,
Ерж Татьяна Анатольевна,
Баранник Станислав Олегович*
Запорожский национальный технический университет
Украина, 69063, Запорожье, ул. Жуковского, 64
тел.(061) 228-16-10, e-mail:zporoton@zntu.edu.ua

L.B. Zhorniak, V.I. Osinskaja, T.A. Ierzh, S.O. Barannik

Investigation of simulation methods for electrical energy quality improvement in power consumers supply systems.

Problems of electrical energy quality improvement in power consumers supply systems are studied. Action of the main equipment in power stations and substation on delivered power quality, as well as influence of the power quality ratings on end power consumers is analyzed with a MATLAB expert system (Fuzzy Logic Toolbox).

Key words – power quality rating, main equipment, power substation, expert system, service life, input parameter, output parameter.

ЗАБЛОДСЬКИЙ МИКОЛА МИКОЛАЙОВИЧ

(до 60-річчя з дня народження)

Заблодський Микола Миколайович народився 11.03.1950 року у м. Первомайську Луганської області, громадянин України. У 1973 р. закінчив Комунарський гірничо-металургійний інститут (зараз ДонДТУ), здобув кваліфікацію інженера-електромеханіка. З 1973 по 1979 – інженер, провідний інженер, провідний конструктор спеціального проектно-конструкторського і технологічного бюро Псковського електромашинобудівного заводу.

З 1979р. і по теперішній час працює в Донбаському державному технічному університеті. У 1985 р. закінчив заочну аспірантуру Московського гірничого інституту і у 1991 році захистив кандидатську дисертацію на тему "Розробка методів і засобів підвищення ефективності технічного обслуговування і ремонту електрообладнання шахт і розрізів". У 1995 році Заблодському М.М. присвоєно вчене звання доцента.

З 1995 по 2005 роки – декан факультету автоматизації та електротехнічних систем, з 2000 р. – одночасно завідує кафедрою електричних машин та апаратів. З 2005 р. працює проректором з наукової роботи і продовжує завідувати кафедрою.

У 2008 р. захистив докторську дисертацію на тему "Науково-технічні основи створення поліфункціональних електромеханічних перетворювачів технологічного призначення", присуджено вчений ступень доктора технічних наук і вчене звання професора.

Заблодський М.М. є автором 165 опублікованих наукових робіт, двох монографій і навчальних посібників з грифом Міністерства освіти і науки України, автор 30 патентів, розробки за якими

впроваджені на 65 підприємствах гірничо-металургійного і агропромислового комплексів України і Росії. Створив новий науковий напрямок "Поліфункціональні електромеханічні перетворювачі й високоефективні технології на їх основі".



Під керівництвом М.М. Заблодського як проректора з наукової роботи в університеті досягнуто значні успіхи в наукових дослідженнях, розробках та впровадженні нової техніки і технологій. Обсяг фінансування наукових досліджень за період з 2005 по 2010 р. зріс майже у 4 рази. Університет увійшов у десятку навчальних закладів за кількістю переможців Всеукраїнських конкурсів студентських наукових робіт.

М.М. Заблодський нагороджений дипломом ВДНГ СРСР і України, почесним знаком "Шахтарська слава" III ступеня Міністерства вугільної промисловості, знаком "За наукові досягнення" Міністерства освіти і наук України, орденом "За заслуги в науке" Міжнародної академії наук екології та безпеки життєдіяльності, переможець міського конкурсу м. Алчевська "Людина року – 2008" у номінації "Кращий професіонал року".

Друзі, колеги, учні Миколо Миколайовича щиро вітають його з ювілеєм, бажають йому доброго здоров'я та подальших успіхів у науковій та методичній роботі.

Редакційна колегія журналу «Електротехніка і Електромеханіка» приєднується до цих побажань, висловлюючи надію на подальшу плідну співпрацю з ювіляром.

РОЗПОДІЛЬНІ ПРИСТРОЇ НИЗЬКОЇ НАПРУГИ У ПРОМИСЛОВИХ УСТАНОВКАХ: ЗАПОБІЖНИКИ ЧИ ВІДМИКАЧІ? СИСТЕМА KABELDON¹.

Заднє приєднання провідників до шин

Приєднання кабелів до лінійних (ізолюваних) шин в системі **Kabeldon** зазвичай здійснюється за допомогою ізолюваних з'єднувачів AD 95, AD 300 та AD 2150 (див. рис. 18 у попередньому номері журналу), які займають певне місце на шинах (від двох до дев'яти модулів, тобто від 25 до 113 мм). Застосування комплектів аксесуарів АВ 800-53, АВ 1200-53 або АВ 1200-70 надає можливість здійснити заднє приєднання провідників до шин і, таким чином, вивільнити місце для встановлення додаткових комутаційних апаратів на шинах тієї ж самої довжини – до трьох апаратів SLD 000 або до двох апаратів SLD 00.

Для забезпечення заднього приєднання треба строго на подовжніх осях просвердлити у шинах отвори діаметром 14 мм (рис. 29, а), вифрезерувати на задніх поверхнях шин плоскі поверхні діаметром 38 мм, а в отворах нарізати різь М16 (рис. 29, б), а потім встановити комплект АВ 800 / 1200 та приєднати провідники з кабельними наконечниками (рис. 29, в).

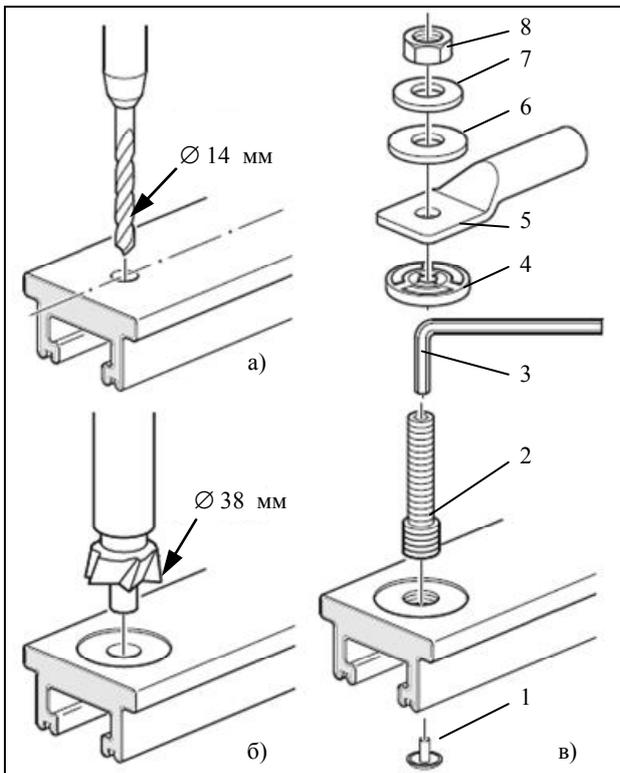


Рис. 29. Застосування аксесуарів АВ 800 / 1200 для забезпечення заднього приєднання провідників до шин: 1 – ізоляційна заглушка; 2 – шпилька М12 / М16 довжиною 53 або 70 мм; 3 – торцевий ключ (не входить до комплекту); 4 – спеціальна з'єднувальна шайба з гострими кільцевими виступами, які забезпечують надійне контактування цієї шайби з вифрезерованою плоскою поверхнею на шині та кабельним наконечником; 5 – кабельний наконечник (не входить до комплекту); 6 – плоска шайба діаметром 36 мм; 7 – ущільнювальна шайба діаметром 29 мм; 8 – гайка М12.

¹ Продовження. Початок – у попередньому номері (2010-1). Інформацію надано компанією ТОВ «АББ Лтд»

На рис. 30 зображено розподільний пристрій, змонтований у шафі з двома відсіками. У нижньому відсіку змонтовані шини та фідерні комутаційні апарати 1 системи **Kabeldon**, а у верхньому відсіку – апарати інших виробників: трансформатори струму 2 – для забезпечення обліку спожитої енергії трифазним аналоговим лічильником, який має бути встановлено на панелі 3, та увідний комутаційний апарат 4, вихідні термінали якого приєднані до шинної системи **Kabeldon** за допомогою ізолюваних з'єднувачів 5. Якби у цьому прикладі було застосовано заднє приєднання, то місце, яке займають з'єднувачі, можна було б використати для встановлення додаткових (резервних) комутаційних фідерних апаратів.

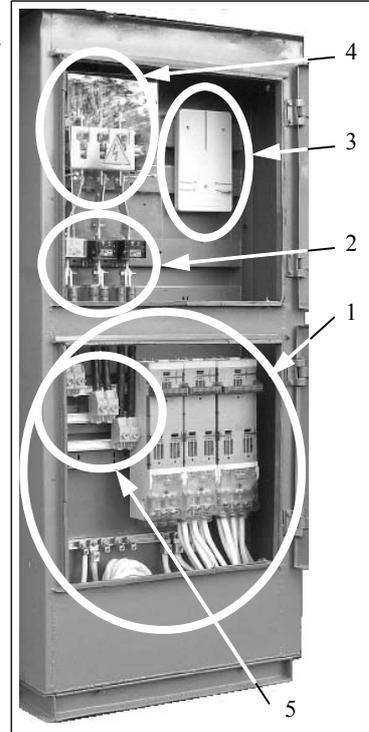
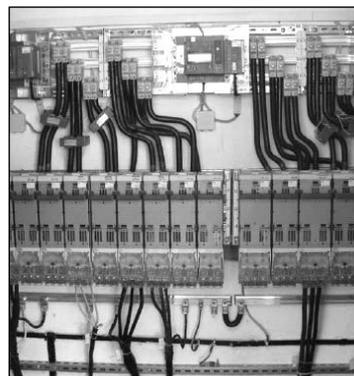


Рис. 30. Розподільний пристрій із шинами та комутаційними фідерними апаратами системи **Kabeldon** у нижньому відсіку.

Дуже важливо підкреслити, що комплекти для заднього приєднання провідників дозволяють надійно приєднувати мідні кабельні наконечники до алюмінієвих шин системи **Kabeldon**, що доведено багаторічною практикою експлуатації цих комплектів.

Шинні мости

Розподільні пристрої системи **Kabeldon** допускають монтування безпосередньо на стінах приміщень, де вони розташовані (рис. 31). Подібний спосіб монтування може бути застосований, якщо у такому приміщенні працюють лише особи, допущені для роботи з цим розподільним пристроєм. В інших випадках розподільні пристрої системи **Kabeldon** мають бути змонтовані у шафах



з металевими стінками та дверцятами, які замикаються на ключ. Розподільні пристрої з багатьма фідерами, секціонуванням та системою АВР монтують у декількох шафах.

Рис. 31. Розподільний пристрій, змонтований на стіні приміщення.

Для з'єднання шин, розташованих у окремих шафах, система **Kabeldon** пропонує спеціальні аксесуари – шинні мости (рис. 32). До комплектів шинних мостів KLKB-S 630 та KLKB-S 1200, призначених для з'єднання ізолюваних шин, входять спеціальні захисні ізоляційні ковпачки зі ступенем захисту IP2X. Шинні мости, призначені для з'єднання неізолюваних шин, таких ковпачків не потребують. До комплекту KLKB-S 630 входить по одній стійці на кожну шину та по дві перемички на кожну з'єднувану пару шин. До комплекту KLKB-S 1200 входить по дві стійки на кожну шину та по чотири перемички на кожну з'єднувану пару шин.

Монтування та демонтування шинних мостів допускається лише при знеживленій шинній системі.

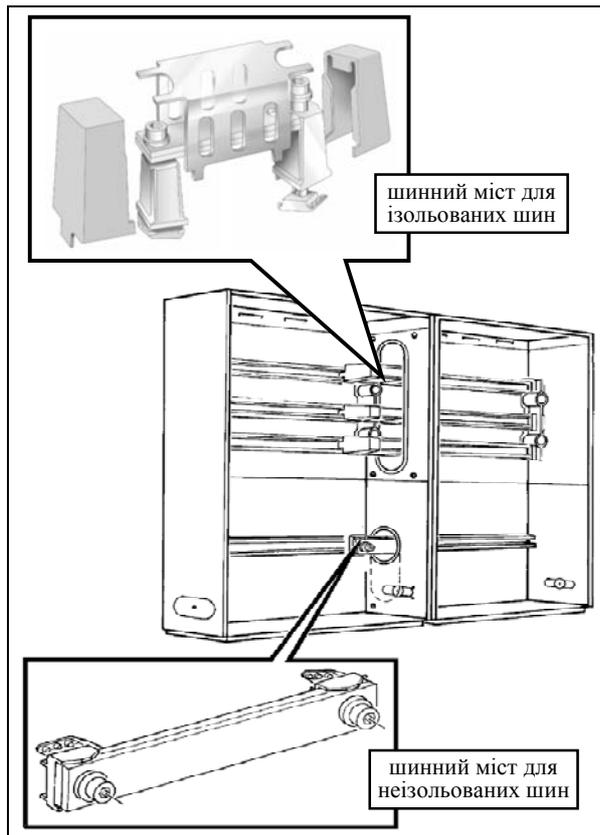


Рис. 32. Комплект шинних мостів KLKB-S 630

П'ятипровідні набори

PEN провідник у чотирипровідних системах електропостачання із глухо заземленою нейтраллю одночасно виконує функції робочого нейтрального провідника (N провідника) та захисного заземлювального провідника (PE провідника). У цьому випадку захисне заземлення металевих корпусів електроустановок здійснюється за системою TN-C (рис. 33, ліва частина схеми). При короткому замиканні у будь-якій з фаз, потенціал корпусу (комплекс очікуваного потенціалу дотику \underline{U}_t або потенціалу \underline{U}_a точки *a*) набуває значення:

$$\underline{U}_t = \underline{U}_{L-N} \cdot (\underline{Z}_N + \underline{Z}_{NF}) / (\underline{Z}_N + \underline{Z}_{NF} + \underline{Z}_L + \underline{Z}_{LF}), \quad (1)$$

де \underline{U}_{L-N} – комплекс фазної напруги (line-to-neutral voltage), \underline{Z}_L , \underline{Z}_N – імпеданси відповідно лінійного та нейтрального провідників увідного кабелю, а \underline{Z}_{LF} , \underline{Z}_{NF} – імпеданси відповідно лінійного та нейтрального провідників фідерного кабелю.

Оскільки поперечні перетини лінійних та нейтрального провідників згідно з вимогами ПУЕ мають бути однаковими, площа поперечного перетину увідного кабелю зазвичай набагато перевищує площу поперечного перетину провідників фідерного кабелю, то напруга дотику при короткому замиканні у навантазі в системі TN-C становить приблизно половину фазної напруги (110 В). Запобіжник, реагуючи на коротке замикання, відмикає пошкоджене коло, але робить це не миттєво, а з певною витримкою часу відповідно до часо-струмової характеристики. Наприклад, якщо фідерним комутаційним апаратом є запобіжник-вимикач-роз'єднувач SLD 000 із вставкою з номінальним струмом 100 А, то фідерний кабель з алюмінієвими жилами при прокладанні його у повітрі із значним запасом може мати поперечний перетин лише 16 мм² (ПУЕ, частина 1, табл. 1.3.7). При довжині фідерного кабелю 65 м, опір його провідників становить приблизно по 0,11 Ом, отже очікуваний струм короткого замикання (середньоквадратичне значення) буде дорівнювати $220 / (2 \cdot 0,11) = 1000$ А. При такому струмі запобіжник NH 000 має спрацювати не раніше ніж через 100 мс і не пізніше ніж через 500 мс. При розрахунковому значенні опору 1000 Ом та напрузі дотику 110 В струм через тіло людини становитиме 110 мА, що у зазначеному діапазоні часу відмикання може виявитися фатальним для людини, яка має контакт з корпусом пошкодженої установки (див. IEC 60479-1, figure 20).

При виконанні захисного заземлення за допомогою п'ятипровідної системи електропостачання (система TN-C-S – рис. 33, права частина схеми) за умови короткого замикання у будь-якій з фаз, потенціал корпусу (комплекс очікуваного потенціалу дотику \underline{U}_t або потенціалу \underline{U}_b точки *b*), буде таким:

$$\underline{U}_t = \underline{U}_{L-N} \cdot \underline{Z}_N / (\underline{Z}_N + \underline{Z}_{NF} + \underline{Z}_L + \underline{Z}_{LF}), \quad (1)$$

Оскільки площі поперечних перетинів провідників увідного кабелю зазвичай набагато перевищують площі поперечних перетинів провідників фідерного кабелю, співвідношення імпедансів є зворотним. Відтак, навіть якщо враховувати тільки активний опір провідників, то за умови, що опір провідників фідерного кабелю перевищує опір провідників увідного кабелю лише у два рази (насправді ця різниця може бути набагато більшою), очікувана напруга дотику зменшиться до відносно безпечних 37 В.

Якщо ж захисний провідник провести безпосередньо від силового трансформатора (пунктирна лінія на рис. 33) і прибрати перемичку між точками *b* та *d*, то ми отримаємо систему TN-S, у якій напруга дотику до корпусу при короткому замиканні у навантазі зменшується практично до нуля (до потенціалу точки *c*).

Більш небезпечним є режим короткого замикання лінійного провідника на корпус, коли напруга дотику становитиме 110 В навіть у системі TN-S. Ефективний захист від цієї небезпеки може бути забезпечений за рахунок застосування апаратів, керованих різницею струмів (residual current operated circuit-breaker, RCCB). Ці апарати, відомі у нас як УЗО, здійснюють відмикання кіл на ранніх стадіях пошкодження ізоляції, яке ще не перейшло у коротке замикання. Наприклад, якщо опір ізоляції між лінійним провідником та корпусом зменшиться до 5 кОм,

напруга дотику ще буде лишатися близькою до нуля, а апарат з номінальним різницею струмом спрацьовування 30 мА відімкне коло, оскільки струм витоку буде більшим (приблизно 40 мА).

Система **Kabeldon** пропонує комплекти аксесуарів (рис. 34) з робочим струмом 400 А у PE та N провідниках CXX-TNS (XX = 20, 40, 60 – кількість модулів у п'ятипровідній системі) та SD XX-TNS (XX = 48, 73, 98), які дозволяють побудувати систему електропостачання TN-S або TN-C-S.

При реалізації системи TN-S до розподільного пристрою підводиться п'ять провідників – три лінійних провідника, а також PE та N провідники, які приєднуються до відповідних шин системи, причому перемикач між ними, що з'єднує точки b та d на схемі, прибирається.

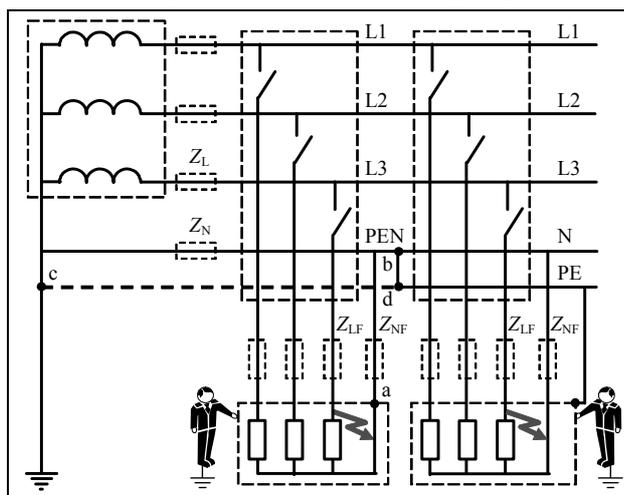


Рис. 33. До розрахунку напруг дотику у чотирипровідній та п'ятипровідній системах електропостачання

При реалізації системи TN-C-S до розподільного пристрою підводиться чотири провідники – три лінійних провідника та PEN провідник, який у розподільному пристрої розгалужується на N та PE шини, причому PE шина закріплюється на монтажній стійці, електрично з'єднаний з корпусом шафи, у якій монтується розподільна система, а N шина закріплюється на спеціальному ізоляторі. Увідний PEN провідник приєднується до PE шини, а N шина приєднується до неї за допомогою спеціальної перемикачки, яка входить до складу комплекту.

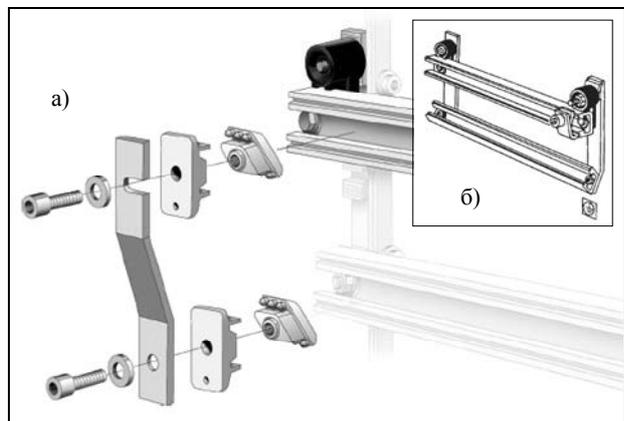


Рис. 34. Комплекти аксесуарів для реалізації п'ятипровідних систем захисного заземлення CXX-TNS (а) та SDXX-TNS (б). За допомогою комплекту CXX може бути побудована як система TN-S, так і TN-C-S, а за допомогою комплекту SDXX – тільки система TN-S.

Пристрої керування вуличним освітленням

Ці пристрої – GBLB 45 та GBL 63 містять контактор, який власне вмикає та вимикає вуличне освітлення, два автоматичних відмикача, поворотний перемикач та термінали для приєднання живлення, розподільних шин та сутінкового перемикача (рис. 35) Цифри у позначенні пристроїв відповідають номінальному робочому струму контакторів.

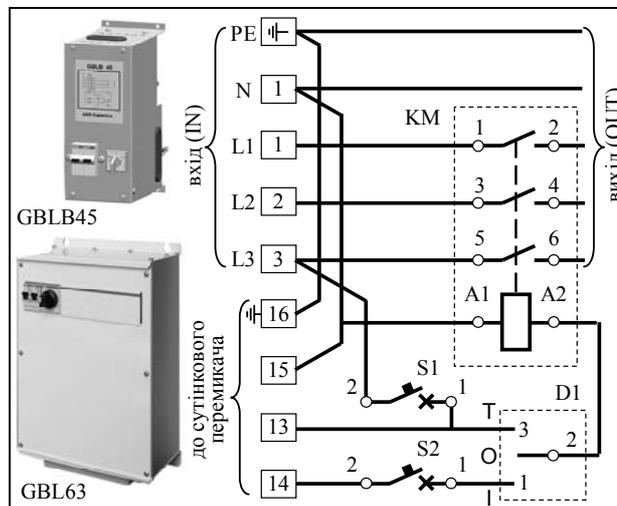


Рис. 35. Загальний вигляд та електричні схеми пристроїв керування вуличним освітленням. Вихідні термінали 2, 4, 6 контактора KM приєднуються до розподільних шин, відмикач S1 захищає коло живлення сутінкового перемикача, який має перемкнути термінали 13 та 14 при настанні сутінок, а відмикач S2 захищає коло живлення котушки контактора. Трипозиційний поворотний перемикач S2 у положенні O вимикає освітлення, у положенні T тестує систему освітлення, а положення I – є його робочим положенням, у якому сутінковий перемикач керує контактором, а той – освітленням.

Аксесуари для обліку спожитої електроенергії

Система **Kabeldon** пропонує комплекти аксесуарів для обліку спожитої енергії за допомогою аналогових та цифрових лічильників. У трифазних системах найбільш розповсюдженими є трикомпонентні лічильники, які власне є поєднанням трьох однофазних лічильників, до складу яких входять струмова обмотка аналогового лічильника або її еквівалент у цифровому лічильнику та обмотка напруги або її еквівалент.

При відносно невеликих робочих струмах мереж (до 63 А) струмові обмотки вмикаються безпосередньо між вихідними терміналами увідного комутаційного апарата та розподільними шинами, а обмотки напруги – між вихідними терміналами та PEN (або PE) шиною. При більших значеннях струмів між вихідними терміналами та розподільними шинами вмикаються первинні обмотки трансформаторів струму, а їх вторинні обмотки приєднуються до струмових обмоток лічильника. Фото монтажної панелі для аналогового лічильника зображено на рис 36, а схема його підключення через трансформатори струму – на рис. 37.

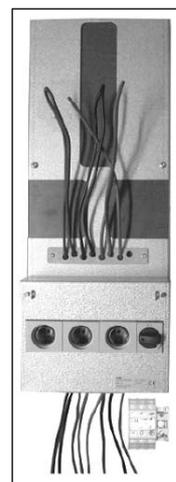


Рис. 36. Панель MPF 25B та блок терміналів KSKP 25 (або панель MPF 63B та блок терміналів KSKP 50)

При безтрансформаторному підключенні лічильника застосовується панель MPF 63B з основами запобіжників DIII/E33 та вставками на 63 А, а при підключенні лічильника через трансформатор струму – панель MPF 25B з основами запобіжників DII/E27 та вставками на 10 А.

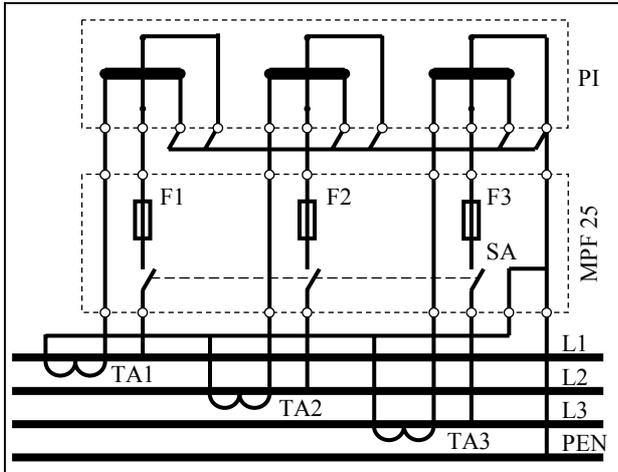


Рис. 37. Схема підключення аналогового лічильника PI через трансформатори струму TA1, TA2 та TA3. Запобіжники F1, F2 та F3 захищають кола, які з'єднують лінійні шини L1, L2 та L3 з PEN шиною через обмотки напруги лічильника та самі лінійні шини від можливих коротких замикань у лічильнику.

Одна із схем підключення цифрового лічильника через трансформатори струму зображена на рис. 38. Виходом цього приладу є біполярний транзистор, який на короткий час (приблизно 100 мс) відкривається, коли лічильник зафіксує 0,01 кВт·год. спожитої енергії. Таким чином, спожита за певний час енергія (у кіловат-годинах) буде дорівнювати поділеній на 100 кількості імпульсів, підрахованих за цей час.

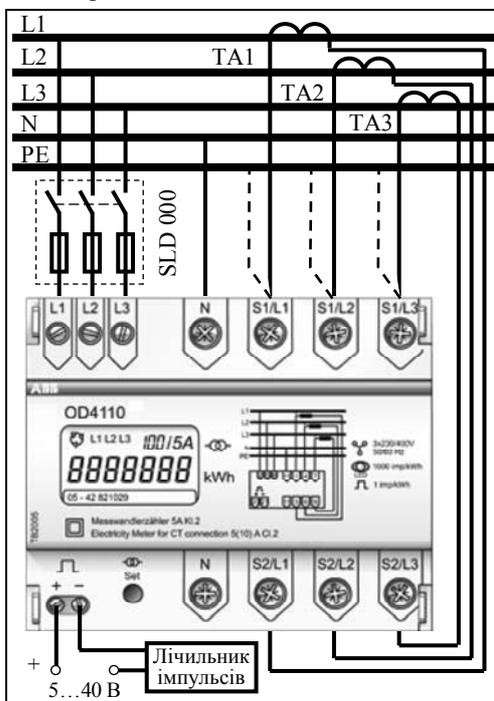


Рис. 38. Схема приєднання цифрового трифазного лічильника OD4110 через трансформатори струму.

Комплект аксесуарів для обліку енергії TRAFO-C (TRAFO-S), який монтується на розподільних шинах, зображено на рис. 39.

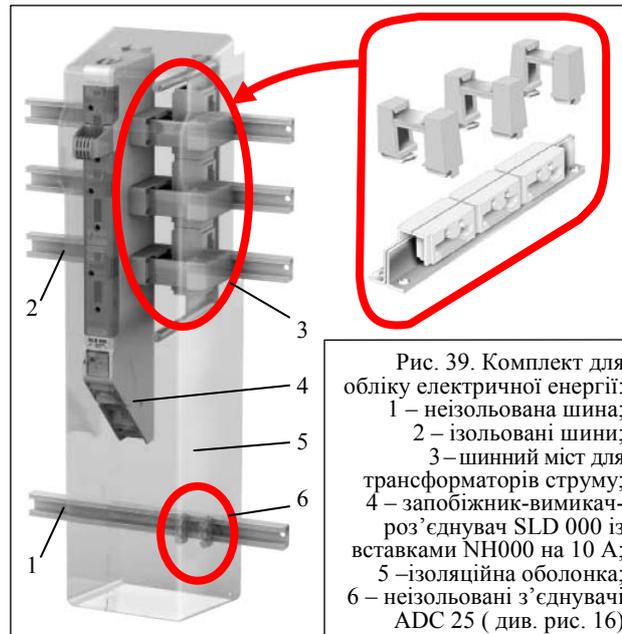


Рис. 39. Комплект для обліку електричної енергії:
1 – неізолювана шина;
2 – ізолювані шини;
3 – шинний міст для трансформаторів струму;
4 – запобіжник-вимикач-роз'єднувач SLD 000 із вставками NH000 на 10 А;
5 – ізоляційна оболонка;
6 – неізолювані з'єднувачі ADC 25 (див. рис. 16)

Оболонки для мініатюрних апаратів

Система **Kabeldon** передбачає можливість застосування у розподільних пристроях апаратів інших виробників, зокрема мініатюрних (модульних) апаратів, що монтується за допомогою DIN-рейки (35 мм) з кроком модуля 18 мм. Для цього пропонується щиток MCB 24 (рис. 40), який дозволяє розмістити у два поверхи до 24 модулів мініатюрних апаратів та має ступінь захищеності IP65. У цьому щитку мають бути розміщені апарати, які не потребують оперативного керування та мають бути захищені від вологи та пилу, наприклад, апарати для автоматизації технологічних процесів. Для розміщення мініатюрних апаратів, які потребують оперативного керування (наприклад, автоматичні відмикачі для захисту від надструмів та струмів витоку), пропонується пара щитків KSJH 2 із спільною ізоляційною основою, яка монтується на розподільних шинах. Ці щитки мають вмонтовані DIN-рейки і дозволяють розмістити до чотирьох мініатюрних модулів у кожному з них.



Рис. 40. Щитки для розміщення мініатюрних апаратів

Аксесуари для заземлення шин

Для проведення монтажних робіт безпосередньо на шинах (наприклад, при встановленні шинних мостів під час розширення розподільного пристрою) їх треба заземлювати. Цю операцію швидко й надійно дозволяє виконати спеціальний комплект KBS 20 (рис. 41). Він містить три спеціальних болти із сферичними головками, які приєднуються до розподільних шин і дозволяють їх заземлити за допомогою спеціальних переносних заземлювачів. Комплект також має захисну ізоляційну оболонку.

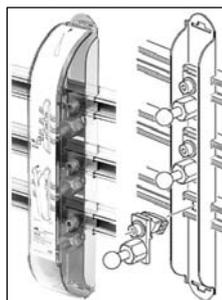


Рис. 41. Комплект для заземлення шин

Закінчення у наступному номері