



## **ЗМІСТ**

### **Електричні машини та апарати**

<b>Безотосний В.Ф., Козлов В.В., Набокова О.В.</b>	Частотный метод контроля качества гальванопокрытий	<b>3</b>
<b>Болух В.Ф., Щукин И.С.</b>	Экспериментальные исследования ударных электромеханических преобразователей с использованием пьезо- и тензодатчиков	<b>6</b>
<b>Гречко А.М.</b>	Распределительные устройства среднего напряжения 6-35 КВ с элегазовой изоляцией	<b>14</b>
<b>Жемеров Г.Г., Ковальчук О.И.</b>	Характеристики мощного шестимпульсного мостового неуправляемого выпрямителя с емкостным фильтром	<b>19</b>
<b>Заблудский Н.Н., Грицюк В.Ю.</b>	Оценка величины активного сопротивления полого перфорированного ротора в полифункциональных электромеханических преобразователях	<b>25</b>
<b>Лущик В.Д.</b>	Універсальна методика розрахунку обмоткових коефіцієнтів	<b>28</b>
<b>Лущик В.Д., Іваненко В.С., Борзюк В.Л.</b>	Синхронный каскадный двигун з суміщеними обмотками	<b>31</b>
<b>Милых В.И., Ткаченко С.В.</b>	Алгоритмизированная математическая модель линейного импульсного электродвигателя как ударного источника слабых сейсмических колебаний	<b>33</b>
<b>Минченко А.А., Березка С.К.</b>	Определение расчетных значений токов однофазных коротких замыканий, коммутируемых линейным выключателем при грозовых отключениях воздушной линии	<b>39</b>
<b>Петрушин В.С., Каленик О.В.</b>	Учет высших пространственно-временных гармоник в частотно-регулируемых асинхронных двигателях при анализе переходных процессов	<b>46</b>
<b>Поляков М.А.</b>	От мониторинга параметров – к мониторингу состояний силового трансформатора	<b>49</b>
<b>Себко В.В., Верба А.Ю.</b>	Бесконтактный комплексный многопараметровый вихретоковый контроль образцов слабоферромагнитных и ферромагнитных жидких сред	<b>53</b>

### **Теоретична електротехніка**

<b>Придубков П.Я., Хоменко І.В.</b>	Теорія чотириполосників і схема заміщення трансформатора	<b>58</b>
---	--	-----------

## **Техніка сильних електричних та магнітних полів**

<b>Баранов М.И., Колиушко Г.М., Лысенко В.О., Носенко М.А.</b>	Экспериментальная оценка электрического сопротивления и электропроводности сильноточного плазменного канала в цепи разряда мощного генератора тока искусственной молнии	<b>61</b>
<b>Баранов М.И., Кравченко В.И., Носенко М.А.</b>	Экспериментальные исследования электротермической стойкости металлических элементов летательного аппарата к прямому воздействию тока искусственной молнии. Часть 1: Стойкость алюминиевой обшивки	<b>65</b>
<b>Батыгин Ю.В., Гнатов А.В., Гнатова Щ.В., Степанов А.А., Чаплыгин Е.А.</b>	Особенности магнитно-импульсной обработки металлов в технологиях современности	<b>72</b>

### **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.*

## ЧАСТОТНЫЙ МЕТОД КОНТРОЛЯ КАЧЕСТВА ГАЛЬВАНОПОКРЫТИЙ

*У статті розглянуто метод контролю електромагнітних циліндричних виробів прохідними перетворювачами. Опрацьований частотно-балансний метод має суттєво вищу, порівняно з аналоговими, розрізняльну здатність та точність вимірювань. Надано теоретичне обґрунтування способу та результати експериментальних досліджень. Теоретична модель підтверджена експериментальними дослідженнями. Розрізняльна здатність метода сягає 0,03...0,1 мкм.*

*В статье рассмотрен метод контроля электромагнитных цилиндрических изделий проходными преобразователями. Разработанный частотно-балансный метод имеет существенно более высокую, в сравнении с аналоговыми, разрешающую способность и точность измерений. Предоставлено теоретическое обоснование способа и результаты экспериментальных исследований. Теоретическая модель подтверждена экспериментальными исследованиями. Разрешающая способность метода достигает 0,03...0,1 мкм.*

Проходные преобразователи цилиндрической формы с намагничивающей и измерительными обмотками, внутрь которых помещается контролируемое изделие, широко применяются для контроля электромагнитных свойств различных изделий. Их принцип работы основан на токовихревом эффекте. При прохождении по обмотке возбуждения намагничивающего тока значение изменения магнитного потока, определяется значением потерь на вихревые токи. По изменению электродвижущей силы, наводимой в измерительной обмотке, определяют электромагнитные свойства контролируемого материала [1, 2]. Точность контроля в большей степени зависит от девиации значения и частоты намагничивающего тока, что требует применения дополнительных электронных устройств. Точность контроля изделий может быть значительно повышена, если использовать разработанный токовихревой частотно-балансный метод [3-5].

При частотно-балансном методе определяется частота намагничивающего тока, при которой выходной сигнал, снимаемый с измерительной обмотки размещенного в преобразователе изделия, равен выходному сигналу с измерительной обмотки без изделия. Анализ выходных характеристик показывает, что частота токовихревого баланса практически не зависит от изменения значения намагничивающего тока. Так в диапазоне намагничивающего тока  $I_n = 1...15$  мА изменение его на  $\pm 80$  % изменяет частоту баланса всего на 1,1 %. Возможные изменения частоты намагничивающего тока вообще не скажутся на результатах измерений, так как при определении балансной частоты они автоматически будут скомпенсированы. Достоинством метода является также то, что в качестве информации используется частота намагничивающего тока, а не аналоговый сигнал, что обеспечивает большую разрешающую способность и позволяет эффективно использовать цифровую измерительную аппаратуру без каких-либо преобразований полезной информации [6].

Приведены результаты исследований по применению токовихревого частотно-балансного метода для контроля проходными преобразователями толщины покрытий, наносимых на цилиндрические ферромагнитные изделия.

Для определения зависимости частоты токовихревого баланса  $f_6$  от толщины  $\Delta$  электропроводного покрытия с электропроводностью  $\gamma_3$  рассмотрим слу-

чай, когда покрытие нанесено на ферромагнитную среду с проводимостью  $\gamma_\phi$  и магнитной проницаемостью  $\mu_\phi$ . Ограничим исследуемую ферромагнитную среду длинным цилиндром с радиусом  $r$ . Примем, что намагничивающая обмотка обеспечивает падение плоской электромагнитной волны на поверхность электропроводного покрытия. При рассмотрении электромагнитной волны в материале электропроводного покрытия амплитуда напряженности магнитного поля по толщине покрытия изменяется по закону [7]

$$H_x = \frac{H_o}{e^{x \left( \frac{\omega \gamma_3 \mu_3}{2} \right)^{0.5}}}, \quad (1)$$

где  $H_o$  – напряженность магнитного поля на поверхности покрытия;  $\gamma_3, \mu_3$  – электропроводность и магнитная проницаемость материала электропроводного покрытия;  $x$  – текущая координата по глубине покрытия.

Среднее значение магнитного потока, проходящего через покрытие за полупериод, определяется соотношением согласно [7]

$$\Phi = \frac{2}{\pi} H_o \mu_3 S \int_0^\Delta e^{-x \sqrt{j \omega \mu_3 \gamma_3}} dx, \quad (2)$$

где площадь поперечного сечения покрытия

$$S = \frac{\pi d^2}{4} - \frac{\pi d_1^2}{4}. \quad (3)$$

Так как  $d_1 = d - \Delta$ , с достаточной точностью можно записать

$$S = \frac{\pi d \Delta}{2}. \quad (4)$$

Значение интеграла в соотношении (2) является табличным и определяется следующим выражением

$$\int_0^\Delta e^{-x \sqrt{j \omega \mu_3 \gamma_3}} dx = \frac{1}{\sqrt{j \omega \mu_3 \gamma_3}} (1 - e^{-\Delta \sqrt{j \omega \mu_3 \gamma_3}}). \quad (5)$$

Учитывая, что  $\sqrt{j} = (1 + j) / \sqrt{2}$ , получаем

$$\int_0^{\Delta} e^{-x\sqrt{j\omega\mu_3\gamma_3}} dx = \frac{1 - e^{-\alpha} \sin \alpha + e^{-\alpha} \cos \alpha}{\sqrt{2\omega\mu_3\gamma_3}} - j \frac{1 - e^{-\alpha} \sin \alpha + e^{-\alpha} \cos \alpha}{\sqrt{2\omega\mu_3\gamma_3}}, \quad (6)$$

где

$$\alpha = \Delta \left( \frac{\omega\mu_3\gamma_3}{2} \right)^{0.5}. \quad (7)$$

Результаты расчета показывают, что при  $\alpha \geq 5$  модуль комплексного выражения, входящего в соотношение (6), примерно равно 1. Тогда, с учетом соотношения (6), выражение (2) примет вид

$$\Phi = H_o \mu_3 d \frac{1}{2\omega\mu_3\gamma_3}. \quad (8)$$

С учетом граничных условий в области раздела электропроводной и ферромагнитной среды, т.е. при  $x = \Delta$ , запишем

$$H_{\phi o} = H_{n\Delta}, \quad (9)$$

где  $H_{\phi o}$  – напряженность поля на поверхности ферромагнетика;  $H_{n\Delta}$  – напряженность поля на поверхности покрытия толщиной  $\Delta$ .

Следовательно, учитывая (1), напряженность поля на поверхности ферромагнетика, определяется соотношением

$$H_{\phi o} = \frac{H_o}{e^{\frac{\Delta(\omega\mu_3\gamma_3)^{0.5}}{2}}}. \quad (10)$$

Ограничиваясь вторым членом разложения обратной показательной функции, так как  $\alpha$  значительно больше первого, получим

$$H_{\phi o} = \frac{2H_o}{\omega\mu_3\gamma_3\Delta^2}. \quad (11)$$

Для дальнейшего расчета примем, что по всему сечению ферромагнитного материала действует постоянная напряженность  $H_{\phi o}$ , и введем фиктивную магнитную проницаемость для учета реального распределения напряженности поля. Тогда магнитный поток, проходящий через ферромагнетик, равен

$$\Phi_{\phi} = H_{\phi o} \mu'_{\phi} \frac{\pi d^2}{4}. \quad (12)$$

Для нахождения фиктивной магнитной проницаемости  $\mu_{\phi}$  определим магнитный поток  $\Phi_{\phi}$  за полу-период

$$\Phi_{\phi} = H_{\phi o} 3\mu_{\phi} \frac{\pi d}{4} \int_0^{\pi/2} \int_0^{\infty} e^{j\omega t} e^{-x\sqrt{j\omega\mu_{\phi}\gamma_{\phi}}} dt dx. \quad (13)$$

Проинтегрировав соотношение (13), получаем

$$\Phi_{\phi} = 2H_{\phi o} \mu_{\phi} d_1 \frac{e^{j\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{\omega\mu_{\phi}\gamma_{\phi}}}, \quad (14)$$

а для абсолютного значения магнитного потока

$$\Phi_{\phi} = \frac{2H_{\phi o} \mu_{\phi} d_1}{\sqrt{\omega\mu_{\phi}\gamma_{\phi}}}, \quad (15)$$

где  $\mu_{\phi}$ ,  $\gamma_{\phi}$  – магнитная проницаемость и электропроводность ферромагнитного материала.

Фиктивная магнитная проницаемость, с учетом соотношения (12) и (15), имеет вид

$$\mu'_{\phi} = \frac{8\mu_{\phi}}{\pi d_1 \sqrt{\omega\mu_{\phi}\gamma_{\phi}}}, \quad (16)$$

Приняв во внимание соотношения (11) и (16), выражение (12) запишем в виде

$$\Phi_{\phi} = \frac{4H_o \mu_{\phi} d_1}{\omega\mu_3\gamma_3\Delta^2 \sqrt{\omega\mu_{\phi}\gamma_{\phi}}}. \quad (17)$$

При работе преобразователя в режиме холостого хода

$$\Phi_o = H_o \mu_o \frac{\pi d^2}{4}. \quad (18)$$

Поскольку магнитный поток в режиме холостого хода преобразователя, по крайней мере, на порядок больше чем магнитный поток, проходящий в материале покрытия, условие токовихревого баланса примет вид

$$\Phi_o = \Phi_{\phi}. \quad (19)$$

Или, с учетом соотношений (17) и (18)

$$H_o \mu_o \frac{\pi d^2}{4} = \frac{4H_o \mu_{\phi} d_1}{\omega\mu_3\gamma_3\Delta^2 \sqrt{\omega\mu_{\phi}\gamma_{\phi}}}, \quad (20)$$

откуда частота токовихревого баланса

$$f_{\sigma} = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{16\mu_{\phi} d_1^2}{\gamma_3^2 \mu_3^2 \gamma_{\phi} \Delta^4 \mu_o^2 \pi^2 d^4} \right)^{\frac{1}{3}}. \quad (21)$$

Соотношение (21) имеет физический смысл при  $\Delta > 0$ , так как оно получено с учетом ослабления напряженности поля электропроводным покрытием. При расчетах балансной частоты по соотношению (21), когда контролируемый образец имеет конечные размеры, необходимо учитывать размагничивающее влияние формы контролируемых деталей. В этом случае магнитная проницаемость ферромагнитного изделия равна

$$\mu_{\phi p} = \mu_{\phi} \frac{1}{1 + \frac{N}{4\pi} (\mu_{\phi} - 1)}, \quad (22)$$

где  $N/4\pi$  – коэффициент размагничивания для цилиндрических изделий, определяемый по номограммам [7].

Экспериментальные исследования проводились на цилиндрических образцах диаметром 1,5 см из отожженной стали Ст.3 с медным покрытием толщиной 5...80 мкм на установке, блок-схема которой показана на рис. 1.

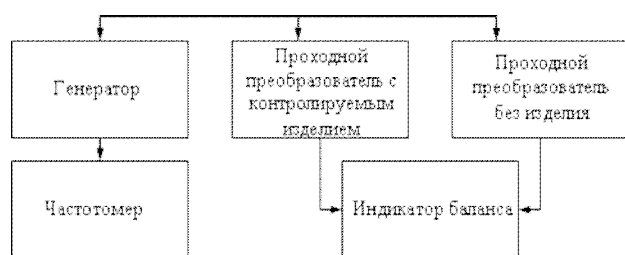


Рис. 1. Блок-схема прибора

Экспериментальный и теоретический графики зависимости частоты баланса от толщины покрытия представлены на рис. 2.

Анализ графиков выходных характеристик показывает, что экспериментальные результаты достаточно хорошо согласуются с теоретическими, погрешность расчетов не превышает 15 %, что вполне приемлемо при электромагнитных расчетах.

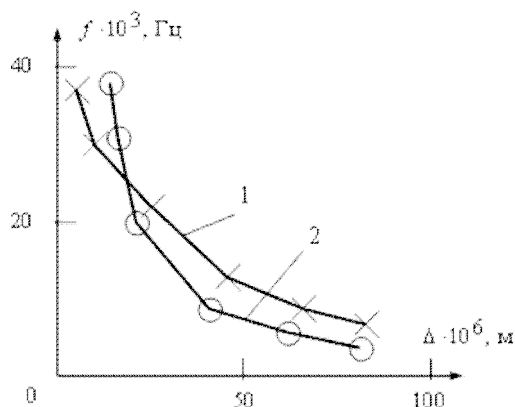


Рис. 2. Выходные характеристики: 1 – теоретическая, 2 – экспериментальная

Исследованиями установлено, что токовихревым частотно-балансным методом можно измерять электропроводные покрытия толщиной  $\Delta$  до 20 мкм с разрешающей способностью не менее 0,03 мкм, а при  $\Delta > 20$  мкм – не менее 0,1 мкм. Разрешающая способность обычного токовихревого метода составляет примерно 5 мкм.

### ВЫВОДЫ

Таким образом, точность контроля толщины покрытий токовихревым частотно-балансным методом значительно увеличивается за счет практически полной отстройки от влияния девиации частоты и величины намагничивающего тока, а также благодаря использованию в качестве выходной информации частоты намагничивающего тока, что позволяет эффективно использовать цифровую измерительную аппаратуру.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Безотосний В.Ф., Власенко Е.В., Козлов В.В., Афанасьева І.О., Набокова О.В. Деякі актуальні напрямки неруйнуючого контролю властивостей матеріалів електромагнітними методами // Електротехніка і електромеханіка. – 2008. – № 6. – С. 45-48.
2. Безотосний В.Ф., Козлов В.В., Набокова О.В. Современные подходы и перспективные направления разработки систем управления по силовому параметру // Електротехніка і електромеханіка. – 2008. – № 3. – С. 5-6.
3. Чаплыгин В.И., Безотосний В.Ф. Электромагнитный преобразователь усилий // Изв. вузов. Электромеханика. Москва. – 1977. – № 10. – С. 1159-1163.
4. Безотосний В.Ф., Козлов В.В. Використання частотно-балансного методу в системах керування обладнанням за силовим параметром // Тези доповідей наук.-техн. конф. "Тиждень науки". ЗНТУ. – 2008. – С. 51-52.
5. Безотосний В.Ф., Козлов В.В., Набокова О.В. К вопросу повышения точности расчета выходных характеристик базового многофункционального магнитоупругого датчика // Вісник НТУ "ХПІ". – 2010. – № 48. – С. 56-59.
6. Власенко Е.В., Безотосний В.Ф. Використання частотно-балансного методу в системах керування обладнанням за силовим параметром // Тези доповідей наук.-техн. конф. "Тиждень науки". ЗНТУ. – 2008. – С. 63-64.
7. Ламмерян И., Штафль М. Вихревые токи. М.: Энергия, 1987. – 210 с.

Поступила 27.10.2010

Безотосний Владимир Федорович, к.т.н., доц.  
Козлов Владимир Владимирович, к.т.н., доц.  
Набокова Ольга Владимировна  
Запорожский национальный технический университет  
кафедра "Теоретична та загальна електротехніка"  
69063, Запоріжжя, вул. Жуковського, 64  
тел. (061) 228-16-12

V.F. Bezotosniy, V.V. Kozlov, O.V. Nabokova  
**Non-destructing control of the properties of materials by electromagnetic methods.**

The questions of the control of non-electrical and electrical parameters of materials by electromagnetic methods are considered in this article. The system of the automatic non-destructing control of mechanical pressures in the details of the radio-electronical equipment is offered.

**Key words – control of non-electrical parameters, non-destructing control, mechanical pressures.**

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ УДАРНЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПЬЕЗО- И ТЕНЗОДАТЧИКОВ

*Запропонована методика експериментальних досліджень ударних електромеханічних перетворювачів індукційного типу, яка заснована на одночасному вимірюванні електричних параметрів індуктора та механічних параметрів впливу на ударний об'єкт бойком, що розганяється якорем. Механічний вплив вимірюється за допомогою п'єзо- та тензодатчиків на двох установках при русі бойка вертикально вгору та вниз. Експериментально встановлені особливості перетворювачів, пов'язані з впливом якоря, його формою, рухом на задану відстань, величиною зазору між індуктором та якорем, параметрами смісного накопичувача енергії і навантаженням, що прискорюється.*

*Предложена методика экспериментальных исследований ударных электромеханических преобразователей индукционного типа, основанная на одновременном измерении электрических параметров индуктора и механических параметров воздействия на ударяемый объект бойком, разгоняемого якорем. Механическое воздействие измеряется при помощи пьезо- и тензодатчиков на двух установках при движении бойка вертикально вверх и вниз. Экспериментально установлены особенности преобразователя, связанные с влиянием якоря, его формой, движением на заданное расстояние, величиной зазора между индуктором и якорем, параметрами емкостного накопителя энергии и ускоряемой нагрузкой.*

### ВВЕДЕНИЕ

Ударные устройства и процессы находят широкое применение во многих отраслях науки, техники и технологии. Они используются для разрушения горных пород и строительных конструкций, очистки технологического оборудования, испытаний изделий и устройств на ударные воздействия, прогрессивных технологий обработки металлов, разгона объектов до высоких скоростей, зондирования земной поверхности, магнитно-импульсной сварки, штамповки и др. [1-6]. Физика ударных процессов, возникающих при работе ударных устройств, сложна и постоянно привлекает внимание ученых [7-9]. Особое внимание здесь уделяется экспериментальным методам исследований.

Одним из наиболее перспективных ударных устройств, обеспечивающих регулируемые силовые импульсы с заданными параметрами воздействия, являются ударные электромеханические преобразователи индукционного типа (УЭПИТ) [10]. В УЭПИТ неподвижный многovitковый индуктор, возбуждаемый от емкостного накопителя энергии (ЕНЭ), посредством импульсного магнитного поля индуцирует токи в массивном электропроводящем якоре, который под действием электродинамических сил обеспечивает мощный силовой импульс на объект воздействия или линейное перемещение якоря с ускоряемой нагрузкой.

В рассматриваемых преобразователях протекают сложные пространственно-временные, зависящие друг от друга импульсные электрические, магнитные и механические процессы [11].

Для УЭПИТ характерна существенная неравномерность распределения токов, индуцированных в ускоряемом якоре при возбуждении индуктора аperiodическим импульсом от ЕНЭ. В математической модели это можно учесть путем представления массивного якоря в виде совокупности упорядочено расположенных коаксиальных короткозамкнутых контуров малого поперечного сечения. В этом случае электрические процессы в УЭПИТ можно описать системой уравнений [10]:

$$R_1(T_1)i_1(t) + L_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^{t_p} i_1(t)dt + M_{12}(z) \frac{di_2}{dt} + \dots \quad (1)$$

$$\dots + M_{1n}(z) \frac{di_n}{dt} + i_2(t)V(t) \frac{dM_{12}}{dz} + \dots + i_n(t)V(t) \frac{dM_{1n}}{dz} = U_0,$$

$$R_1(T_1)i_1(t) + R_q i_1(t) + L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{12}(z) \frac{di_2}{dt} + \dots \quad (2)$$

$$\dots + M_{1n}(z) \frac{di_n}{dt} + i_2(t)V(t) \frac{dM_{12}}{dz} + \dots + i_n(t)V(t) \frac{dM_{1n}}{dz} = U_0,$$

$$R_2(T_2)i_2(t) + L_2 \frac{di_2}{dt} + M_{21}(z) \frac{di_2}{dt} + M_{23}(z) \frac{di_3}{dt} + \dots \quad (3)$$

$$\dots + M_{2n}(z) \frac{di_n}{dt} + i_1(t)V(t) \frac{dM_{12}}{dz} = 0,$$

$$R_n(T_n)i_n(t) + L_n \frac{di_n}{dt} + M_{n,1} \frac{di_1}{dt} + \dots + M_{n,n-1}(z) \frac{di_{n-1}}{dt} + \dots \quad (4)$$

$$+ i_1(t)V(t) \frac{dM_{1n}}{dz} = 0,$$

где 1 – индекс индуктора; 2, ..., n – индексы элементарных контуров якоря, который движется со скоростью  $V(t)$ ;  $R_p(T_p)$ ,  $L_p$ ,  $i_p$ ,  $T_p$  – соответственно сопротивление, индуктивность, ток и температура  $p$ -го элементарного контура якоря;  $M_{nk}$  – взаимдуктивность между  $n$ -ым и  $k$ -ым контурами;  $t_p$  – длительность разрядного импульса;  $U_0$  – начальное напряжение ЕНЭ;  $C$  – емкость ЕНЭ.

Уравнение (1) описывает ток индуктора при разряде на него ЕНЭ. Уравнение (2) описывает ток индуктора при протекании тока через обратный диод с сопротивлением  $R_q$ . Уравнения (3), (4) описывают токи в элементарных контурах якоря.

Результирующая сила, действующая на ускоряемый якорь вдоль оси  $z$ , равна

$$f_{\Sigma}(t, z) = f_z(i, z) - f_{pr}(z) - f_a(V) \pm f_g, \quad (5)$$

где  $f_z(i, z)$  – электродинамические силы со стороны индуктора:

$$f_z(i, z) = i_1(t) \cdot \sum_{p=2}^n i_p(t) \frac{dM_{1p}}{dz}(z), \quad (6)$$

$f_{pr}(z)$  – сила упругости возвратных пружин:  

$$f_{pr}(z) = K_p \Delta Z(t), \quad (7)$$

$f_a(V)$  – сила аэродинамического сопротивления:  

$$f_a(V) = 0,125 \cdot \pi \cdot \gamma_a \beta_a D_{ex2}^2 V^2(t), \quad (8)$$

$f_g$  – сила тяжести:  

$$f_g = m_{ank} g, \quad (9)$$

$K_p$  – коэффициент упругости пружины;  $\Delta Z(t)$  – перемещение якоря;  $\gamma_a$  – плотность рабочей среды (воздуха);  $\beta_a$  – коэффициент аэродинамического сопротивления;  $D_{ex2}$  – внешний диаметр якоря;  $m_{ank}$  – общая ускоряемая масса, включающая якорь и боек;  $g$  – ускорение свободного падения.

Под действием результирующей силы  $f_{\Sigma}$  якорь перемещается вдоль оси  $z$  со скоростью  $V(t)$ , которую можно представить рекуррентным соотношением:

$$V(t_{n+1}) = V(t_n) + (t_{n+1} - t_n) f_{\Sigma} / m_{ank}, \quad (10)$$

Из-за технических сложностей и конструктивно-схемных разнообразий не существует отработанных экспериментальных методик для исследования основных процессов и параметров УЭПИТ, работающих в быстропротекающих импульсных режимах [12].

Целью работы является разработка методики экспериментальных исследований электромеханических процессов, подтверждение описанной выше математической модели и установление основных особенностей УЭПИТ при экспериментальных и теоретических исследованиях.

#### КОНСТРУКЦИОННЫЕ ОСОБЕННОСТИ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО УЭПИТ

Экспериментальный УЭПИТ включает следующие основные элементы (рис. 1):

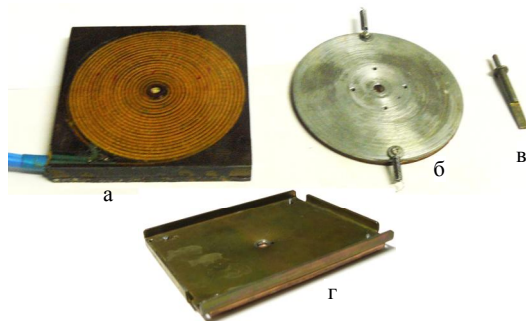


Рис. 1. Элементы УЭПИТ: а – индуктор; б – круглый якорь; в – боек; г – прямоугольный якорь

- неподвижный индуктор, состоящий из двухслойной плотно намотанной круглой обмотки, замоноличенной эпоксидной смолой в стеклотекстолитовом прямоугольном корпусе;
- подвижный якорь;
- боек с расширенной частью, взаимодействующей с силовым диском якоря, и заостренным наконечником, воздействующим на объект.

Для экспериментов использовались две конструкции якоря. Круглый якорь состоит из соединенных между собой электропроводящего (медного) и профильного силового (стального) дисков с двумя возвратными пружинами (рис. 1,б). Прямоугольный якорь состоит из соединенных между собой электропроводящей и силовой пластин с отогнутыми направ-

ляющими краями у последней и четырьмя возвратными пружинами (на рис. 1, в пружины отсутствуют).

Индуктор жестко крепится к опорной изоляционной (текстолитовой) пластине. К индуктору плотно прижат якорь, который упруго соединен возвратными пружинами, соединенными с растяжками, прикрепленными к изоляционной пластине (рис. 2). Боек располагается в центральных отверстиях индуктора и якоря, обеспечивая аксиальное перемещение якоря относительно индуктора.



Рис. 2. УЭПИТ в сборе

При исследованиях переменное напряжение сети через автотрансформатор, повышающий трансформатор и выпрямитель заряжает ЕНЭ – батарею электролитических конденсаторов. Управляемый тиристор обеспечивает разряд ЕНЭ на индуктор. Поскольку цепь индуктора шунтирована обратным диодом, то после достижения напряжения ЕНЭ нулевого значения ток в цепи индуктора уменьшается по экспоненциальному закону. Экспериментальные исследования электромеханических характеристик УЭПИТ, параметры которого представлены в табл. 1, проводились на двух различных установках с использованием тензо- и пьезодатчиков, закрепленных на объекте воздействия – стальной плите.

Таблица 1  
Основные параметры базового варианта УЭМП

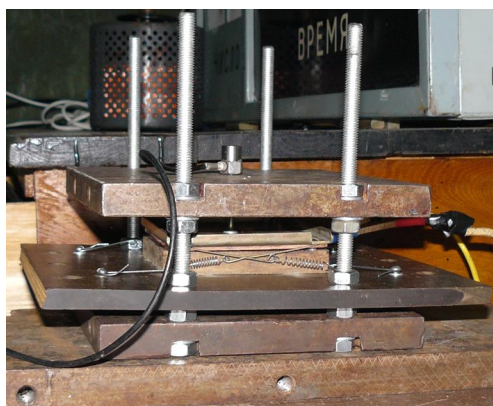
Параметр	Значение
Внешний диаметр индуктора, мм	100,0
Внутренний диаметр индуктора, мм	10,0
Высота индуктора, мм	10,0
Высота якоря, мм	2,25
Начальное расстояние между индуктором и якорем $\Delta Z_0$ , мм	0,5
Расстояние до упора $Z_{end}$ , мм	0...25
Число витков в индукторе, шт.	46
Сечение витка индуктора (медная шина), мм <sup>2</sup>	1,8×4,8
Коэффициент упругости возвратной пружины $K_p$ , кН/м	7,5
Масса круглого якоря с бойком $m_{ank}$ , кг	0,43
Масса прямоугольного якоря с бойком $m_{ank}$ , кг	0,52
Емкость ЕНЭ $C$ , мФ	1,4...7,0
Начальное напряжение ЕНЭ $U_0$ , В	0...400

#### МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЙ УЭПИТ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПЬЕЗОДАТЧИКОВ

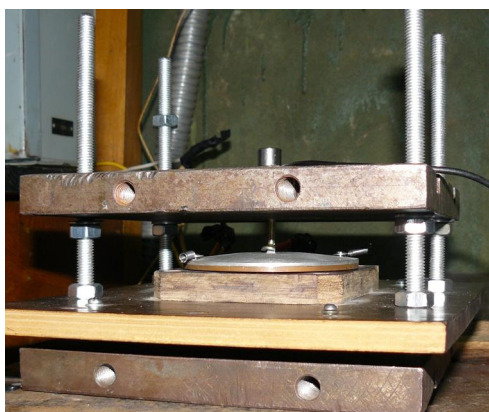
Рассматриваемая методика исследований основана на одновременном измерении параметров тока индуктора и механических параметров, возникающих в объекте воздействия при ударе бойком, разгоняемым якорем.



Опорная пластина с УЭПИТ крепится между двумя массивными горизонтально установленными стальными плитами бойком вверх (рис. 3). Расстояние между верхней подвижной и нижней неподвижной плитами регулируется с помощью вертикальных опорных штырей. Таким образом изменяется расстояние  $Z_{end}$ , которое пройдет якорь с бойком до столкновения с объектом воздействия – верхней плитой, на которой установлен пьезоэлектрический преобразователь ДН-4-М1. Этот преобразователь подключен к измерителю шума и вибрации ВШВ-003, который усиливает, регистрирует, обрабатывает и выдает электрический сигнал в величинах виброускорения  $a_{vib}$  и виброскорости  $v_{vib}$  объекта воздействия.



а



б

Рис. 3. Экспериментальная установка с пьезодатчиком для исследования УЭПИТ с прямоугольным (а) и круглым (б) якорями

Обработанный сигнал поступает на двухканальный осциллограф RIGOL DS 522M, который одновременно регистрирует и ток в индукторе. Расстояния между якорем и индуктором  $\Delta Z = \Delta Z_0$ .

Виброускорение  $a_{vib}$  пропорционально мгновенной силе  $f_{\Sigma}$ , действующей на верхнюю стальную плиту со стороны якоря, виброскорость  $v_{vib}$  – импульсу силы  $FI$  при ударе:

$$v_{vib}(t) \sim \int_0^t a_{vib}(t) dt; \quad a_{vib}(t) \sim f_{\Sigma}(t); \quad (11)$$

$$FI = \int_0^t f_{\Sigma}(t) dt \sim \int_0^t a_{vib}(t) dt \sim v_{vib}. \quad (12)$$

Методика измерений одновременно и тока в индукторе (электрические процессы) и виброскорости или виброускорения (механические процессы), позволяет определять следующие параметры УЭПИТ:

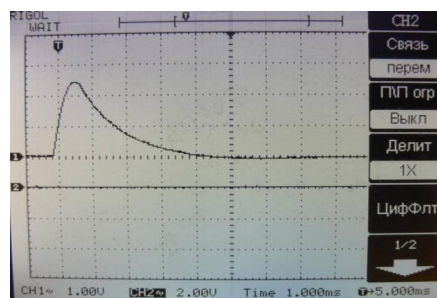
- показатели тока в индукторе: амплитудное значение  $I_m$ , длительность импульса  $t_{имп}$  и его фронта  $t_{фр}$ ;
- время задержки механических (деформационных) процессов по отношению к электрическим при отсутствии  $t_{зад0}$  и наличии  $t_{зад}$  хода якоря;
- среднюю скорость якоря при движении на расстоянии  $Z_{end}$ :

$$V_{cp} = Z_{end} / (t_{зад} - t_{зад0}); \quad (13)$$

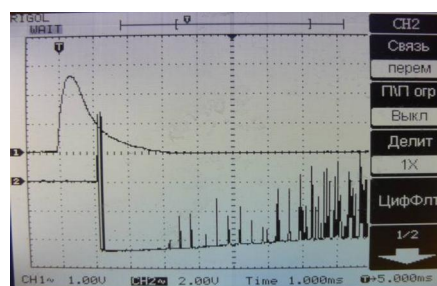
- величину мгновенной силы удара  $f_{\Sigma}$ ;
- величину импульса силы при ударе  $FI$ .

### РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ УЭПИТ

При отсутствии якоря ток в индукторе имеет аperiодический характер с резким фронтом и плавным затуханием (рис. 4,а). При введении якоря в УЭПИТ ток в индукторе меняется: увеличивается амплитуда  $I_m$ , уменьшается длительность как фронта  $t_{фр}$ , так и всего импульса  $t_{имп}$  (рис. 4,б).



а



б

Рис. 4. Осциллограммы тока индуктора (канал 1), снятые при  $U_0 = 300$  В,  $C = 3000$  мкФ;  $Z_{end} = 0$  мм: а – без якоря; б – с прямоугольным якорем

Как показывают исследования, введение якоря в УЭПИТ приводит к увеличению амплитуды тока индуктора  $I_m$ , уменьшению длительности импульса  $t_{имп}$  и его фронта  $t_{фр}$  при различных значениях  $U_0$  и  $C$  ЕНЭ. Особенно существенно на эффективность силового воздействия оказывает длительность токового импульса индуктора [13].

На рис. 5 приведены результаты, отражающие влияние начального напряжения  $U_0$  ЕНЭ на максимальный ток в индукторе  $I_m$  при  $C = 3000$  мкФ. Как экспериментальные (жирные линии), так и расчетные (тонкие линии) зависимости практически линейно возрастают при увеличении напряжения  $U_0$ , причем значения  $I_m$  выше в индукторе при наличии якоря.



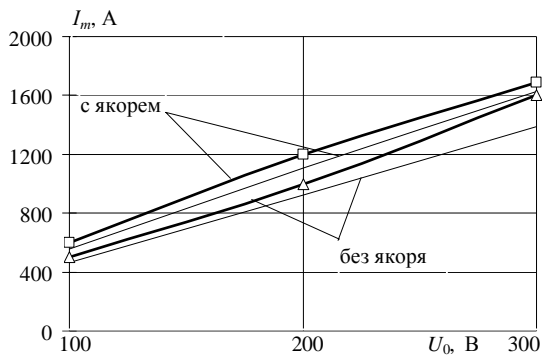
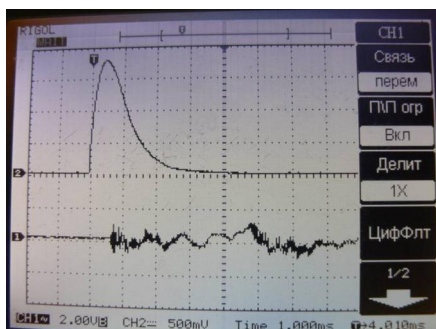


Рис. 5. Зависимость максимальных значений токов индуктора от начального напряжения ЕНЭ

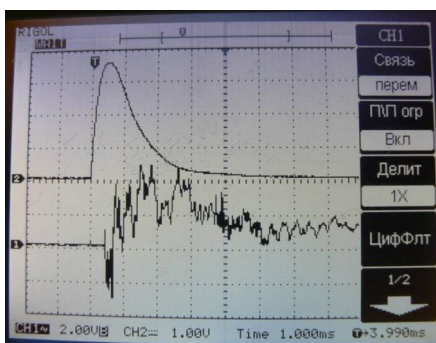
Рассмотрим влияние формы якоря, параметров ЕНЭ, хода бойка  $Z_{end}$ , начального зазора  $\Delta Z$  между якорем и индуктором и ускоряемой массы на параметры УЭПИТ.

При использовании круглого якоря вместо прямоугольного электрохимические процессы изменяются следующим образом: максимальная величина действующей на якорь силы  $f_{\Sigma}$  возрастает на 25 %, амплитуда тока индуктора  $I_m$  возрастает на 5 %, а длительность импульса  $t_{имп}$  и время задержки  $t_{зад}$  уменьшаются на 10%. Это свидетельствует о большей эффективности круглого якоря по сравнению с прямоугольным.

С увеличением напряжения ЕНЭ в 2 раза амплитуда тока индуктора возрастает более чем в 2 раза, и практически в 5 раз повышается амплитуда виброускорений  $a_{vib}$ , а значит и величина мгновенной силы  $f_{\Sigma}$  при ударе (рис. 6). Кроме того, при этом уменьшается время задержки  $t_{зад}$  с 0,7 до 0,5 мс, что свидетельствует об увеличении скорости ударных процессов.



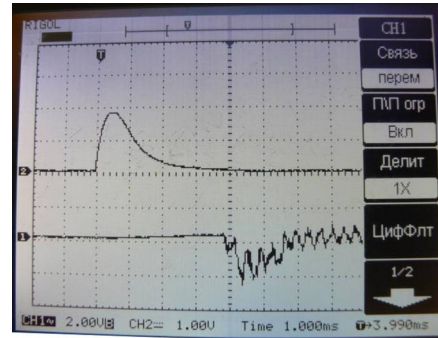
а



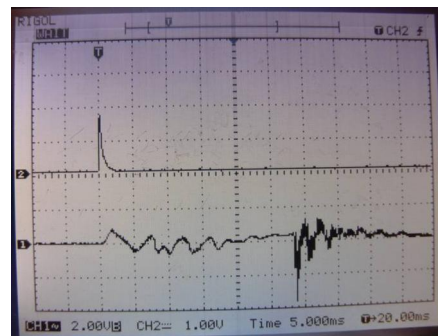
б

Рис. 6. Осциллограммы тока индуктора (канал 2) и виброускорения (канал 1) прямоугольного якоря при  $C = 6270$  мкФ;  $Z_{end} = 0$  мм: а –  $U_0 = 200$  В, б –  $U_0 = 400$  В

С увеличением хода бойка  $Z_{end}$  возрастает время задержки  $t_{зад}$  механических процессов по отношению к электрическим, приводя к уменьшению амплитуды ударной силы  $f_{\Sigma}$  (рис. 7). Такое увеличение времени задержки обусловлено перемещением якоря с бойком до взаимодействия с верхней плитой. Вибрация верхней плиты, возникающая до удара по ней бойка, обусловлена отдачей индуктора, передаваемой через опорные стойки.



а



б

Рис. 7. Осциллограммы тока индуктора (канал 2) и виброускорения (канал 1) прямоугольного якоря при  $C = 6270$  мкФ,  $U_0 = 200$  В: а –  $Z_{end} = 5$  мм; б –  $Z_{end} = 25$  мм

На рис. 8 приведены экспериментальные (жирные линии) и расчетные (тонкие линии) средние скорости якоря  $V_{ср}$ , с которыми он проходит расстояние  $Z_{end}$  при емкости  $C = 7000$  мкФ, но различных напряжениях  $U_0$  ЕНЭ. Расчетная скорость несколько выше экспериментальной, что можно объяснить более сложным характером реального аэродинамического сопротивления по сравнению с заложенным в математическую модель и наличием отдачи индуктора.

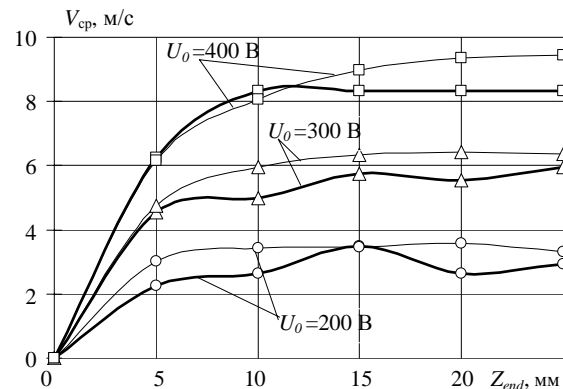
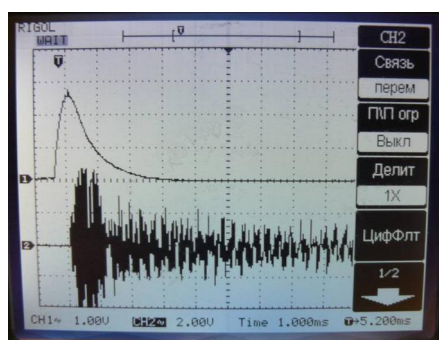


Рис. 8. Зависимость средней скорости от перемещения якоря

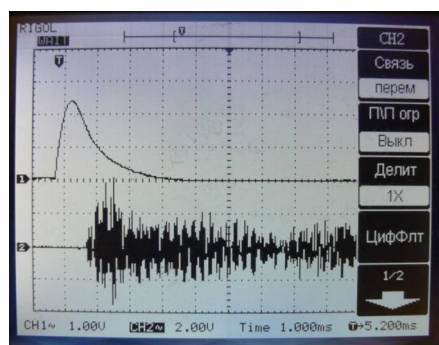
С уменьшением емкости ЕНЭ  $C$  в 2,2 раза (от 6270 до 2859 мкФ) характер электрических процессов изменяется следующим образом: амплитуда тока индуктора  $I_m$  уменьшается на 28 %, длительность импульса  $t_{имп}$  – на 71 %, фронт импульса  $t_{фр}$  – на 43 %.

Вследствие этого время задержки  $t_{зад}$  уменьшается на 14 %, а величина импульса силы  $FI$  – в 3,12 раза.

Интерес представляет влияние начального зазора  $\Delta Z$  между якорем и индуктором на электромеханические характеристики УЭПИТ. С увеличением зазора с 2,5 до 5,0 мм амплитуда тока индуктора  $I_m$  уменьшается на 8 %, длительность импульса  $t_{имп}$  увеличивается на 6 %, а фронт импульса  $t_{фр}$  – на 8 % (рис. 9). Вследствие этого величина виброускорения  $a_{vib.}$ , а значит сила удара  $f_{\Sigma}$  уменьшается на 25 % при увеличении времени задержки  $t_{зад}$  почти в 2 раза. Это объясняется уменьшением взаимоиндуктивности между якорем и индуктором, а следовательно, и уменьшением коэффициента магнитной связи. При увеличении начального зазора  $\Delta Z$  параметры тока индуктора начинают приближаться к варианту УЭПИТ без якоря, стремясь к ней при  $\Delta Z \rightarrow \infty$ . Это свидетельствует о чувствительности УЭПИТ к величине зазора  $\Delta Z$  между якорем и индуктором, которую необходимо выбирать минимально допустимой.



а



б

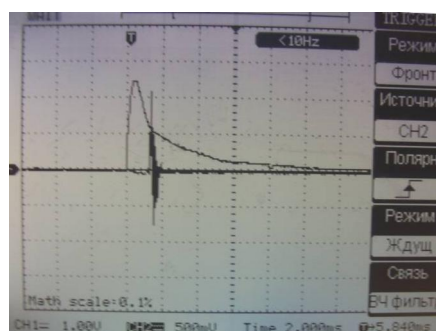
Рис. 9. Осциллограммы тока индуктора (канал 1) и виброускорения (канал 2) прямоугольного якоря при  $C = 3000$  мкФ,  $U_0 = 300$  В,  $Z_{end} = 0$  мм: а –  $\Delta Z = 2,5$  мм; б –  $\Delta Z = 5$  мм

Рассмотрим характеристики УЭПИТ при ускорении круглого "легкого" ( $m_{ank} = 0,43$  кг) и "тяжелого" ( $m_{ank} = 5,43$  кг) якорей (рис. 10).

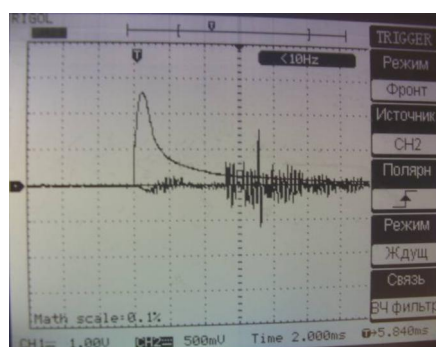
Увеличение ускоряемой массы на 5 кг незначительно увеличивает амплитуду тока индуктора  $I_m$  и "заостряет" его кривую, время  $t_{зад}$  увеличивается, а значит скорость "тяжелого" якоря  $V$  уменьшается.

Подобный характер влияния массы якоря на ток

в индукторе показывают и расчетные данные с использованием описанной математической модели (рис. 11). Средние скорости якорей  $V_{cp}$  УЭПИТ при перемещении разной массы, определенные экспериментально, с точностью до 8 % согласуются с расчетными зависимостями (рис. 12).



а



б

Рис. 10. Осциллограммы тока индуктора и виброускорения при  $U_0 = 405$  В,  $C = 6600$  мкФ,  $Z_{end} = 10$  мм: а –  $m_{ank} = 0,43$  кг; б –  $m_{ank} = 5,43$  кг

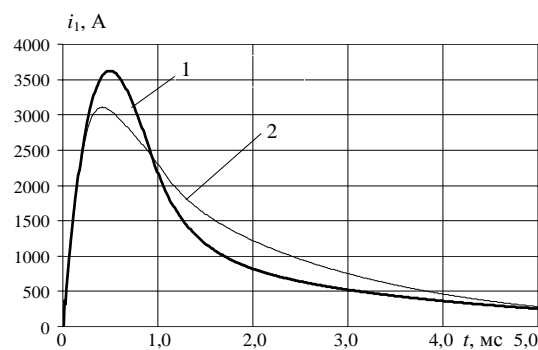


Рис. 11. Расчетные значения токов индуктора для  $m_{ank}$ : 1 – 0,43 кг; 2 – 5,43 кг

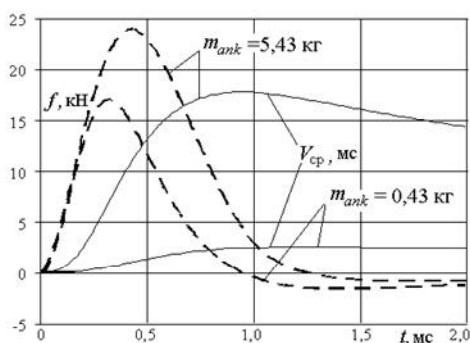


Рис. 12. Силы, действующие на "легкий" и "тяжелый" якоря, и их скорости



Как следует из рис. 12, величина силы, действующая на "тяжелый" якорь, примерно в полтора раза больше, чем действующая на "легкий" якорь. Это объясняется меньшим изменением расстояния между индуктором и "тяжелым" якорем из-за его большей инерционности. Благодаря этому коэффициент магнитной связи между индуктором и таким якорем уменьшается в меньшей степени, что обуславливает более сильные электродинамические силы. Однако, КПД УЭПИТ, определяемый как отношение кинетической энергии к энергии ЕНЭ [11], показывает значительное преимущество "легкого" якоря.

Таким образом, для создания ударного силового импульса при малом перемещении рекомендуется применять "тяжелый" якорь, а для обеспечения значительной кинетической энергии целесообразно использовать "легкий" якорь.

### ИССЛЕДОВАНИЯ УЭПИТ ПРИ ПОМОЩИ ТЕНЗОДАТЧИКОВ

Для проведения экспериментальных исследований с использованием тензодатчиков использовалась установка, состоящая из тензорезисторов, блока преобразования сигналов в цифровой вид и персонального компьютера [14]. УЭПИТ обеспечивал перемещение круглого якоря с бойком вертикально вниз до соударения с объектом воздействия – специальной стальной пластиной, к обратной стороне которой прикреплены тензодатчики (рис. 13).

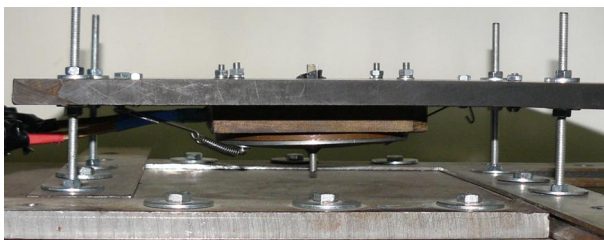


Рис. 13. Экспериментальная установка с тензодатчиками для исследования УЭПИТ

Эти датчики образуют три группы, упорядочено расположенные относительно точки удара. Для исследований использовался ЕНЭ емкостью  $C = 2850$  мкФ, а в качестве варьируемых параметров выступали начальное напряжение ЕНЭ  $U_0$  и расстояние  $Z_{end}$ , определяющее величину хода якоря.

Всплески на сигналах, снятых с тензодатчиков, соответствуют деформационным процессам в объекте воздействия во время удара. Усредненное максимальное значение этих всплесков соответствует максимальной силе  $f_{\Sigma}$ , действующей на пластину (1 мВ сигнала эквивалентен нагрузке 8,936 Н). Продолжительность ударного импульса  $t_{уд}$  определяется длительностью первого всплеска.

Считая форму всплеска синусоидальной и используя понятие средней величины силы  $f = 2f_m/\pi$ , получим экспериментально определенный ударный импульс

$$FI_{exp} \approx 0,636 \cdot f_m \cdot t_{уд} \quad (14)$$

Количество движения якоря с бойком пропорционально ударному импульсу силы

$$m_{ank} V = \int_0^{t_{уд}} f(t) dt = FI, \quad (15)$$

отражающему лишь деформационные процессы в объекте воздействия. Для оценки реального ударного импульса якоря введем эмпирический коэффициент  $K_{imp}$ :

$$FI_{exp}^{tot} \approx K_{imp} \cdot FI_{exp} \approx K_{imp} \cdot 0,636 \cdot f_m \cdot t_{уд} \quad (16)$$

При работе УЭПИТ возбуждается интенсивное магнитное поле (рис. 14), которое генерирует сигналы, пропорциональные аксиальной составляющей поля в месте установки датчиков. Это поле формирует фоновые сигналы датчиков при отсутствии деформационных процессов (рис. 15).

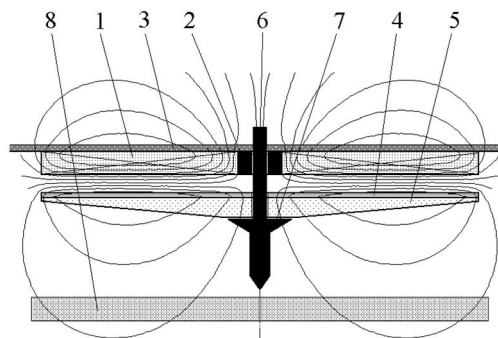


Рис. 14. Схема и магнитное поле УЭПИТ в момент максимальных электродинамических сил: 1 – индуктор; 2 – направляющая втулка; 3 – опорная пластина; 4 – якорь; 5 – ударная пластина; 6 – боек; 7 – опорная часть бойка; 8 – объект воздействия

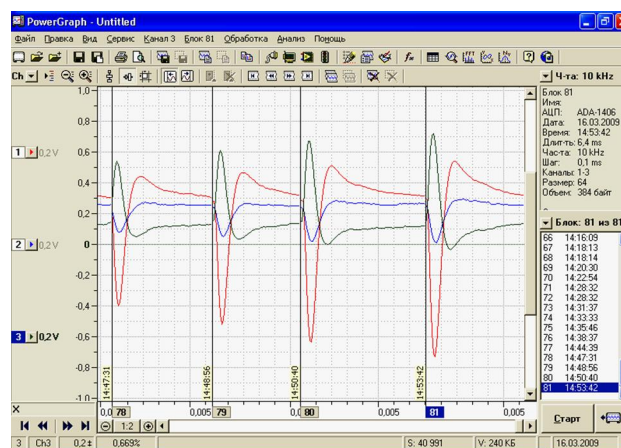
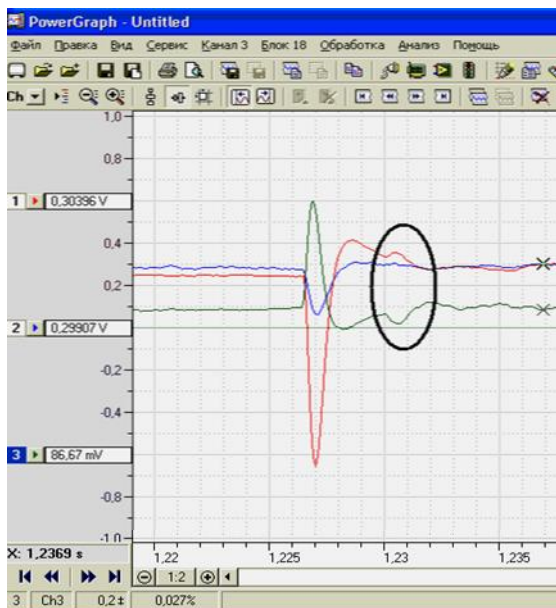


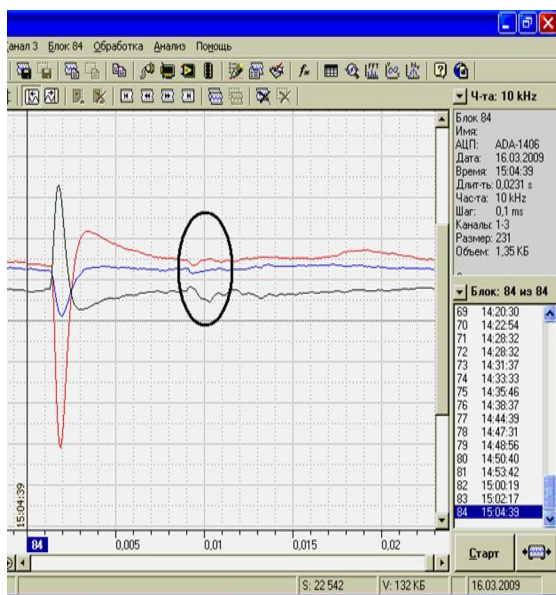
Рис. 15. Фоновые сигналы датчиков, наводимые электромагнитным импульсом при различных напряжениях  $U_0$  (слева направо  $U_0 = 250; 300; 350; 400$  В)

Вычитая из значений сигналов фоновый уровень, получаем величину деформации. Обведенные кружками всплески сигналов на осциллограммах отвечают деформационным процессам, вызванным ударными воздействиями на стальную пластину (рис. 16).

При увеличении напряжения  $U_0$  в этих экспериментах, также, как и при использовании пьезодатчика, увеличиваются амплитуды токов индуктора и якоря (фоновые сигналы магнитного поля), величина деформации объекта воздействия и уменьшается время между электрическими и деформационными процессами  $t_{зад}$  (рис. 17).



а



б

Рис. 16. Сигналы тензодатчиков при деформационных процессах в пластине при  $U_0 = 350$  В,  $C=2850$  мкФ: а –  $Z_{end} = 10$  мм; б –  $Z_{end} = 25$  мм

Установлено, что импульс силы удара  $FI$  уменьшается при увеличении расстояния  $Z_{end}$  при  $U_0 = \text{const}$  и возрастает при увеличении напряжения  $U_0$  ЕНЭ при  $Z_{end} = \text{const}$  (рис. 16). На рис. 18 представлены измеренные с использованием тензодатчиков (жирная линия) и расчетные (тонкая линия) импульсы силы  $FI$  при  $C = 2850$  мкФ и  $U_0 = 400$  В. На рис. 19 представлены аналогичные данные при  $C = 2850$  мкФ и  $Z_{end} = 15$  мм, откуда следует, что при увеличении напряжения  $U_0$  увеличивается импульс ударной силы  $FI$ .

В целом экспериментальные данные, полученные с использованием пьезо- и тензодатчиков, хорошо соотносятся между собой и подтверждают справедливость представленной математической модели.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена методика экспериментальных исследований электромеханических параметров и характеристик УЭПИТ, основанная на одновременном измерении параметров тока индуктора и механических параметров объекта воздействия при ударе на него бойка, разгоняемого якорем. Методика позволяет измерить основные показатели тока в индукторе: амплитудное значение, длительность импульса и его фронт; время задержки механических процессов по отношению к электрическим; среднюю скорость якоря на заданном интервале движения; величины мгновенной силы и импульса силы при ударе.

Экспериментальные данные, полученные с использованием пьезо- и тензодатчиков на двух установках с противоположным вертикальным перемещением якоря, хорошо соотносятся между собой.

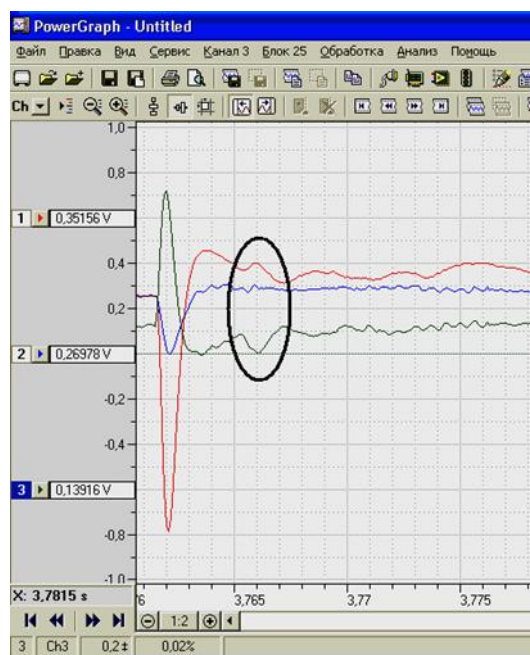


Рис. 17. Сигналы тензодатчиков при деформационных процессах в пластине при  $Z_{end} = 15$  мм,  $C=2850$  мкФ,  $U_0 = 400$  В

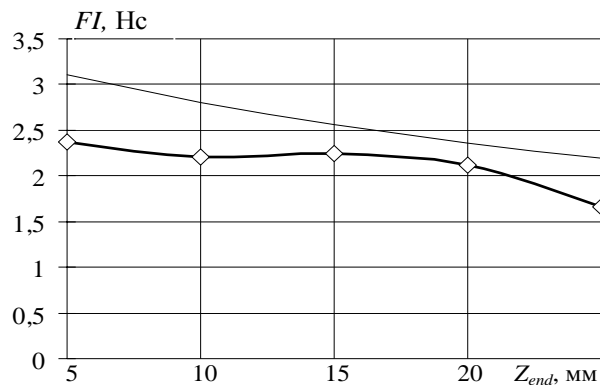


Рис. 18. Зависимость импульса силы от перемещения якоря

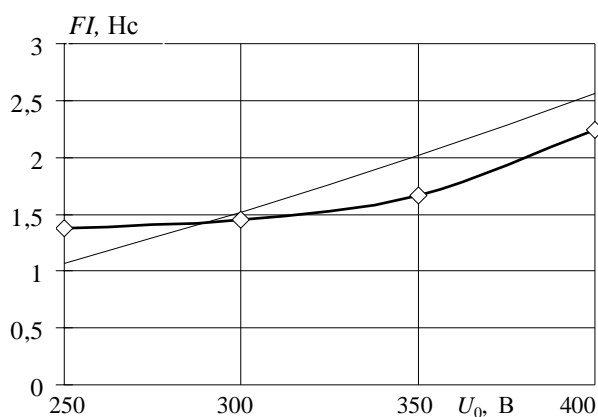


Рис. 19. Зависимость импульса силы от начального напряжения ЕНЭ

Экспериментально установлены особенности УЭПИТ, связанные с влиянием якоря, его перемещением на заданное расстояние, величиной зазора между индуктором и якорем, параметрами ЕНЭ и ускоряемой массой.

Показана достоверность математической модели, учитывающей взаимосвязанные электрические, магнитные и механические процессы, в которой массивный якорь представляется в виде совокупности коаксиальных упорядочено расположенных короткозамкнутых контуров малого поперечного сечения.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тютюкин В.А. Магнитно-импульсный способ разрушения сводов и очистки технологического оборудования от налиплих материалов // Электротехника. – 2002. – № 11. – С. 24-28.
2. Татмышевский К.В., Козлов С.А. Магнитно-импульсные установки для испытаний изделий авиакосмической техники на ударные воздействия // Авиакосмическое приборостроение. – 2005. – № 12. – С. 52-57.
3. Engel T.G., Surls D., Nunnally W.C. Prediction and verification of electromagnetic forces in helical coil launchers // IEEE Trans. Magnetics. – 2003. – Vol. 39. – № 1. – P. 112-115.
4. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. – Харьков: МОСТ-Торнадо, 2003. – 288 с.
5. Карпунин В.Ф. Особенности схемы встречного метания заготовок при магнитно-импульсной сварке // Магнитно-импульсная обработка материалов. Пути совершенствования и развития. – Самара: Изд. учеб. лит. – 2007. – С. 99-103.
6. Здор Г.Н., Мамутов А.В., Мамутов В.С. Разработка эффективных технологических устройств для магнитно-эластоимпульсной вырубки-пробивки тонколистовых материалов // Металлообработка. – 2001. – № 2. – С. 28-32.

7. Гольдсмит В. Ударная теория и физические свойства соударяемых тел. – М., 1965. – 451 с.
8. Кейбл А., Хиккерсон Н., Геринг Дж. и др. Высокоскоростные ударные явления. – М.: Мир, 1973. – 533 с.
9. Кильчевский Н.А. Теория соударения твердых тел. – К.: Наукова думка, 1989. – 247 с.
10. Болух В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Шукин И.С. Синтез параметров высокоэффективного электромеханического преобразователя ударного действия // Технічна електродинаміка. Тем. випуск: Проблеми сучасної електротехніки. – 2008. – Ч. 2. – С. 63-68.
11. Болух В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Шукин И.С. Энергетические процессы и эффективность индукционно-динамического преобразователя ударного действия // Електротехніка і електромеханіка. – 2009. – № 2. – С. 9-14.
12. Field J.E.. Review of experimental techniques for high rate deformation and shock studies// Int. J. Imp. Eng. – Vol. 30. – 2004. – P. 725-775.
13. Болух В.Ф. Влияние длительности токов обмотки возбуждения и якоря на эффективность индукционно-динамического электродвигателя // Электротехника. – 2001. – № 11. – С. 27-31.
14. Бреславский Д.В., Наумов И.В., Онищенко А.В. Экспериментальное исследование процессов ударного нагружения тонких пластин // Вісник НТУ "ХПИ". – 2007. – № 38. – С. 30-35.

Поступила 20.08.2010

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

*Шукин Игорь Сергеевич, к.т.н., доц.*

Национальный технический университет  
"Харьковский политехнический институт"

ООО Фирма "ТЭТРА Ltd",

61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21

тел. (057) 7076427

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

*V.F. Bolyukh, I.S. Schukin*

#### **Experimental studies of percussion electromechanical transformers using piezoelectric and strain sensors.**

The experimental research method of percussion electromechanical induction type transformers basing on simultaneous measurement of electrical parameters of the inductor and mechanical parameters at action the striker which accelerated by the armature on a struck object has been proposed. The mechanical effect is measured using piezoelectric and strain sensors on two devices when striker moves vertically upwards and downwards. Experiments discovered the features of the transformer associated with the influence of the armature, its form, movement at a prescribed distance, the size of the gap between the inductor and the armature, the parameters of the capacitive energy storage and accelerated load.

**Key words** – **electromechanical induction type transformers, experimental research method, piezoelectric sensor, strain sensors.**



## РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА СРЕДНЕГО НАПРЯЖЕНИЯ 6-35 кВ С ЭЛЕГАЗОВОЙ ИЗОЛЯЦИЕЙ

*У статті наведено аналітичний огляд конструкцій сучасних розподільних пристроїв середньої напруги 6-35 кВ із элегазовою ізоляцією.*

*В статті приведено аналітичний огляд конструкцій сучасних розподільних пристроїв середньої напруги 6-35 кВ з элегазовою ізоляцією.*

Гексафторид серы (sulfur hexafluoride) или шестифтористая сера  $SF_6$  был впервые описан и получен французскими химиками Анри Муассаном (*Ferdinand Frederic Henri Moissan* – рис. 1, слева) и Полом Лебё (*Paul Marie Alfred Lebeau*) в 1901 г. в ходе совместных работ по изучению химии фтора в г. Париже (лаборатории Faculty of the School of Pharmacy). Фтор, полученный электролизом, вступал во взаимодействие с серой, и в результате экзотермической реакции получался достаточно устойчивый газ. Уже в 1906 г. А. Муассану была присуждена Нобелевская премия в области химии "за большой объем проделанных им исследований и за получение элемента фтора" [1].

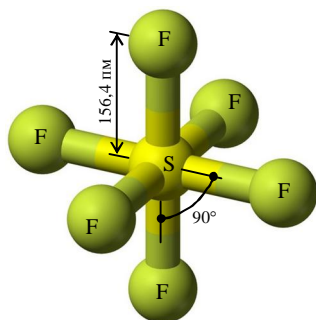


Рис. 1. Анри Муассан (1852-1907) и его "детище" – молекула гексафторида серы

В центре молекулы элегаза (рис. 1, справа) расположен атом серы, а на равном расстоянии от него в вершинах правильного октаэдра располагаются шесть атомов фтора. Это определяет высокую эффективность захвата электронов молекулами, их относительно большую длину свободного пробега и слабую реакционную способность. Поэтому элегаз обладает высокой электрической прочностью. Другими отличительными свойствами элегаза являются значительная теплоемкость и высокий коэффициент теплового расширения. Таким образом, перечисленные характеристики позволяют использовать элегаз в качестве эффективной дугогасящей, охлаждающей и изоляционной среды.

Словосочетание "гексафторид серы" в отечественной электротехнической литературе встречается не так часто, нежели привычное для нас слово "элегаз", которое, кстати, находится в обиходе только в странах бывшего СССР и не используется за рубежом. Название "элегаз" происходит от сокращения слов "электрический газ" и предложено в 30-х годах XX века известным физиком Б.М. Гохбергом (кто-

рый, кстати, являлся членом-корреспондентом АН УССР) [2]. Б.М. Гохберг впервые высказал предположения о возможности применения элегаза в качестве изоляционной среды в оборудовании высокого напряжения. Благодаря работам Б.М. Гохберга, выполненным в Ленинградском физико-техническом институте ещё до войны, СССР имел приоритет по использованию элегаза в высоковольтных устройствах [3]. Так, например, авторское свидетельство на высоковольтный аппарат с применением элегаза было получено еще в 1942 г. [4].

Что касается зарубежных разработок, то первые исследования по практическому применению элегаза были проведены компанией General Electric в 1937 г., а уже в 1939 г. был запатентован принцип применения элегаза для изоляции кабелей и конденсаторов [5]. После окончания Второй мировой войны промышленное применение элегаза стало еще более масштабным. Так, например, в 1960 г. организовано серийное производство элегаза для строительства электростанций в США и Европе. В это же время появляются первые разработки коммутационных аппаратов компании Merlin Gerin для высокого (35-230 кВ) и сверхвысокого (свыше 230 кВ) напряжений с использованием элегаза в качестве как изоляционной, так и дугогасящей сред. В 1964 г. по заказу компании EDF (Франция) начато проектирование первой в мире подстанции с элегазовой изоляцией, которая была введена в эксплуатацию в 1966 г. близ г. Парижа. По другим данным [6] первое распределительное устройство с элегазовой изоляцией (номинальное напряжение 170 кВ) было установлено в центре г. Цюриха в 1966 г.

Но главное, конечно же, не точная дата начала промышленного применения элегаза в распределительных устройствах, а то, что, подобно снежному кому, практически во всех частях света (Канада, ЮАР, Бразилия, Китай) начинается триумфальное шествие элегаза в электротехнической промышленности. Это связано с перечисленными ранее неоспоримыми преимуществами элегаза, главным из которых, применительно к использованию в комплектных распределительных устройствах (КРУ), является его высокие изоляционные свойства. Электрическая прочность элегаза в зависимости от внешних факторов (давление, температура) в 2-3 раза выше прочности воздуха. Высокая электрическая прочность элегаза позволяет сократить изоляционные расстояния в электроустановках, что, в свою очередь, дает возможность существенно уменьшить габариты самого КРУЭ. Данный факт имеет ре-



шающее значение, например, для объектов, в которых занимаемая площадь без преувеличения является "на вес золота" – торговые центры, офисные помещения, промышленные предприятия, терминалы аэропортов, вокзалов и т.п. Применяя электрооборудование с элегазовой изоляцией в открытых распределительных устройствах (ОРУ) высокого и сверхвысокого напряжения, можно также значительно сократить занимаемые площади (рис. 2).

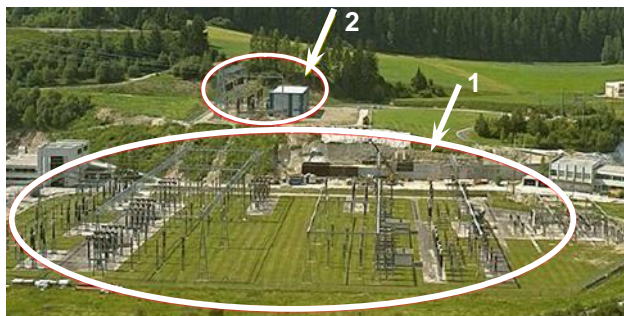


Рис. 2. Сравнение ОРУ напряжением 220 кВ с воздушной (1) и элегазовой (2) изоляцией

В данной статье рассмотрены наиболее распространенные на сегодняшний день на рынке электрооборудования КРУЭ, а именно:

- КРУЭ серии КУ35С производства концерна "Высоковольтный союз" (Россия, Украина);
- КРУЭ серии 8DN10 производства компании Siemens (Германия);
- КРУЭ серии RM6 производства компании Schneider Electric (Германия);
- КРУЭ SafeRing и SafePlus производства концерна ABB (Германия).

Концерн "Высоковольтный союз" [7] в 2010 г. представил первое на территории СНГ КРУ с элегазовой изоляцией серии КУ35С на номинальное напряжение 35 кВ (рис. 3). В данном КРУЭ в качестве коммутационного аппарата используются вакуумный выключатель ВРС-35, три полюса которого совместно с системой сборных шин размещены в полностью герметичном объеме (баке), заполненном элегазом.

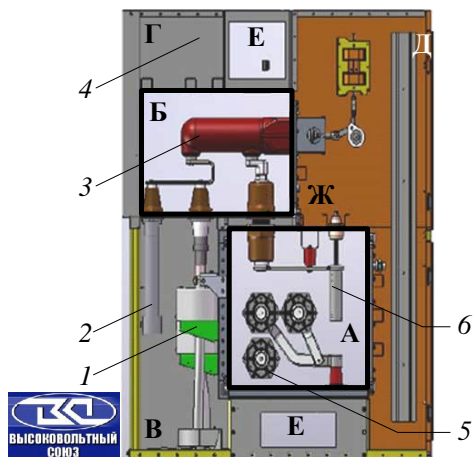


Рис. 3. Конструкция КРУЭ серии КУ35С

На рис. 3 обозначено: А – отсек сборных шин 5; Б – отсек вакуумного выключателя 3; В – отсек кабельных присоединений, трансформаторов тока 1 и ограни-

чителей перенапряжения 2; Г – отсек трансформаторов напряжения 4; Д – отсек низковольтной аппаратуры; Ж – отсек приводов вакуумного выключателя и трехпозиционного заземляющего разъединителя 6; Е – каналы сброса газов при аварийном давлении внутри газонаполненных корпусов.

Три полюса выключателя с помощью изолирующих тяг связаны через сильфоны с пружинным приводом, который расположен в верхней части КРУЭ со стороны фасада. Благодаря применению элегазовой изоляции удалось сократить межполюсное расстояние вакуумного выключателя, а также уменьшить расстояние между сборными шинами. Так, ширина нового КРУЭ по фасаду составляет 600 мм для номинальных токов до 1600 А и 800 мм – для токов свыше 1600 А. Для сравнения КРУ этого же производителя на номинальное напряжение 35 кВ, но уже с применением воздушной изоляции (серия КУ35 [7]), имеет ширину по фасаду в 1,8-2,5 раза большую (1500 мм) для всего диапазона значений номинального тока.

Основные технические характеристики КРУЭ КУ35С приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметр	Значение
Номинальное напряжение, кВ	35
Номинальный ток сборных шин, А	1250-2500
Номинальный ток отключения силового вакуумного выключателя, кА	31,5
Номинальный ток термической стойкости 3 сек, кА	31,5
Номинальный ток электродинамической стойкости, кА	81
Габаритные размеры:	
- ширина, мм	600(800*)
- глубина, мм	1650
- высота, мм	1965
Масса, кг	650-730

\* – для номинального тока сборных шин 1600, 2000, 2500 А.

Основными преимуществами КРУЭ КУ35С являются экологическая безопасность, высокая степень надежности, удобство в обслуживании, широкий выбор типоразмеров и схем реализации релейной защиты и автоматики на микропроцессорах разных типов. Также, благодаря применению элегазовой изоляции в герметичном объеме, возможна установка КРУЭ на объектах, находящихся в тяжелых климатических условиях (пыль, грязь, соляной туман).

КРУЭ серии 8DN10 производства компании Siemens [8] предназначены для использования в распределительных подстанциях 10-20 кВ средней мощности (до 15 МВт). Корпус КРУЭ (рис. 4) выполнен из стали с гальваническим покрытием. Все элементы, находящиеся под высоким напряжением, имеют степень защиты IP65, а отсеки сборных шин и кабельного присоединения – IP20. Это достигается благодаря размещению силового оборудования (вакуумного выключателя и трехпозиционного переключателя) и системы сборных шин в цельносварном резервуаре 8 из нержавеющей стали, заполненном элегазом на весь срок без необходимости дополнительного обслуживания.

Трехпозиционный переключатель выполняет одновременно три функции – является выключателем нагрузки, разъединителем с возможностью включения

на номинальный ток короткого замыкания и заземляющим выключателем. Применение механической системы блокировок исключает возможность ошибочных коммутаций трехпозиционного переключателя.

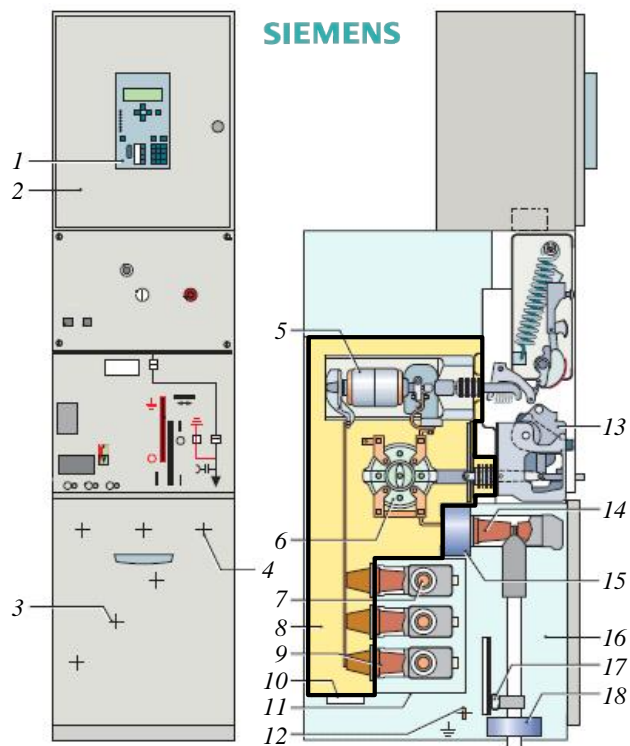


Рис. 4. Конструкция КРУЭ серии 8DH10, тип LS1 (с силовым выключателем без трансформатора напряжения)

На рис. 4 обозначено: 1 – панель системы управления; 2 – низковольтный отсек; 3 – расположение сборных шин; 4 – расположение кабельных присоединений; 5 – вакуумный выключатель; 6 – трехпозиционный выключатель нагрузки с функцией заземляющего разъединителя; 7 – система сборных шин; 8 – резервуар, заполненный элегазом; 9 – подключение для сборных шин; 10 – устройство сброса давления; 11 – перегородка для сборных шин; 12 – шина заземления; 13 – пружинный привод вакуумного выключателя; 14 – проходной изолятор; 15 – трехфазный трансформатор тока; 16 – кабельный отсек; 17 – кабельная несущая шина; 18 – кабельный съемный трансформатор тока.

Непосредственно приводные механизмы силового выключателя и трехпозиционного переключателя смонтированы вне резервуара с элегазом и легко доступны для внешнего осмотра. Доступ в кабельный отсек осуществляется спереди, причем крышка кабельного отсека снимается только в случае, если кабельное присоединение заземлено.

КРУЭ серии 8DH10 отличается модульным принципом построения. В зависимости от назначения различают пять основных видов ячеек: ячейка отходящей линии; трансформаторная ячейка; вводная ячейка; ячейка секционного выключателя; ячейка секционного разъединителя без силового выключателя. Наряду с этим также выпускаются дополнительные ячейки, расширяющие возможности применения КРУЭ – кабельные ячейки, ячейки заземлителя сборных шин, ячейки соединения в кольцевую схему электроснабжения,

ячейки секционирования сборных шин, а также широкий набор измерительных ячеек, отличающихся как комплектацией, так и схемами подключения измерительных трансформаторов. Объединение соседних ячеек выполняется путем соединения сборных шин с помощью специальных зажимных вкладышей. Расширение или замена ячеек выполняется непосредственно в помещении подстанции.

Основные технические характеристики КРУЭ серии 8DH10 приведены в табл. 2.

Таблица 2

Параметр	Значение
Номинальное напряжение, кВ	7,2-24
Номинальный ток сборных шин, А	400-630
Номинальный ток отключения силового вакуумного выключателя, кА	20-25
Номинальный ток термической стойкости 3 сек, кА	20
Номинальный ток электродинамической стойкости, кА	50-63
Габаритные размеры:	
- ширина, мм	500
- глубина, мм	1100
- высота, мм	1600
Масса, кг	320-380

КРУЭ серии RM6 производства компании **Schneider Electric** [9] предназначено для установки в радиальных, магистральных и петлевых распределительных сетях электроснабжения 6-20 кВ (рис. 5). Данное КРУЭ может выполнять функции присоединения, питания и защиты одного или двух распределительных трансформаторов мощностью до 3000 кВА с помощью установки следующих аппаратов – комбинации выключателя нагрузки с плавкими предохранителями или же силового выключателя.



Рис. 5. КРУЭ серии RM6

Все коммутационные аппараты, сборные шины, токоведущие части КРУЭ, находящиеся под напряжением, размещаются в герметичном металлическом корпусе из нержавеющей стали, и обеспечивают степень защиты IP67. Вызывает интерес тот факт, что, например, в соответствии с требованиями IEC 60529 [10] и ГОСТ 14254 [11], которые предъявляются к оборудованию со степенью защиты IP67, КРУЭ RM6 успешно подтвердило свою работоспособность, будучи помещенным в воду в течение 30 минут (!) при подаче номинального напряжения 20 кВ (!).

Построение КРУЭ серии RM6 также основано на модульном принципе – имеется возможность установки ячеек на 1, 2, 3 или 4 кабельных присоединения без возможности дальнейшего расширения. В зависимости от типа защищаемого оборудования выпускаются КРУЭ пяти функциональных видов (табл. 3) в трех модификациях корпусов (табл. 4). Защита оборудования от сверхтоков осуществляется либо выключателем нагрузки в комбинации с плавкими предохранителями либо силовым выключателем (на номинальный ток 200 А, либо, в случае необходимости – на 630 А). КРУЭ серии RM6 обеспечивает возможность Г- или Т-образного модульного наращивания для дальнейшей модернизации существующей подстанции.

Таблица 3

Тип защиты	Функция
Сетевой выключатель нагрузки	I
Защита трансформатора – комбинация выключателя нагрузки и плавкого предохранителя	Q
Защита трансформатора – силовой выключатель на 200 А	D
Защита линии – силовой выключатель на 630 А	B
Трансформатор напряжения телеуправления	T

Таблица 4

Тип корпуса	Маркировка
Нерасширяемый	NE
Расширяемый Г-образно	RE
Расширяемый Т-образно	DE

Основные технические характеристики КРУЭ серии RM6 приведены в табл. 5.

Таблица 5

Параметр	Значение
Номинальное напряжение, кВ	6-20
Номинальный ток сборных шин, А	200-630
Номинальный ток отключения силового вакуумного выключателя, кА	16-21
Номинальный ток термической стойкости 1 сек, кА	16-21
Номинальный ток электродинамической стойкости, кА	40-52,5
Габаритные размеры:	
- ширина, мм	572
- глубина, мм	710
- высота, мм	1140
Масса, кг	250-390

КРУЭ SafeRing производства концерна **ABB** [12, 13] предназначено для вторичного распределения энергии, главным образом, в городских электрических сетях, которые построены по кольцевому принципу при напряжении 6-10 кВ и относительно небольших рабочих токах сборных шин (до 630 А) [13]. Основное назначение КРУЭ SafeRing – защита трансформаторов мощностью до 630 кВА.

Система SafeRing – это система полностью герметичных блоков, в корпусах которых, изготовленных из нержавеющей стали, размещаются два, три или четыре модуля с электрическими аппаратами – трехпозиционные переключатели, вакуумные силовые выключатели, плавкие предохранители, заземлители, короткозамыкатели. Все перечисленные аппараты размещаются в герметичном баке (аппаратном отсеке А – рис. 6), заполненном элегазом.



Рис. 6. КРУЭ SafeRing: А – аппаратный отсек, Б – отсек управления, В – кабельный отсек

Основные технические характеристики КРУЭ SafeRing приведены в табл. 6.

Таблица 6

Параметр	Значение
Номинальное напряжение, кВ	12-24
Номинальный ток сборных шин, А	630
Номинальный ток отключения силового вакуумного выключателя, кА	16-21
Номинальный ток термической стойкости 3 сек, кА	21
Номинальный ток электродинамической стойкости, кА	52,5
Габаритные размеры:	
- ширина, мм	325
- глубина, мм	765
- высота, мм	1336
Масса, кг	320-380

В систему SafeRing входят четыре вида модулей, заканчивающиеся снизу кабельными выводами, а сверху присоединяются к общей питающей шине (рис. 7).

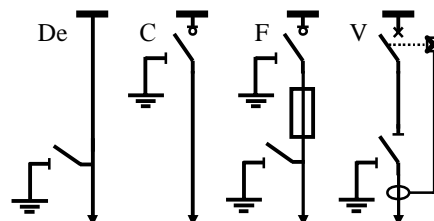


Рис. 7. Модули системы SafeRing

**Модуль De** – это прямое соединение общей шины с кабельным выводом, к которому подключен заземлитель. **Модуль C** – это соединение общей шины с кабельным выводом через трехпозиционный переключатель (аппарат, объединяющий в себе функции выключателя-разъединителя и заземлителя). **Модуль F** – это прямое соединение общей шины с кабельным выводом через комбинацию трехпозиционного переключателя с предохранителем. В данном модуле применяется дополнительный заземлитель, который подключает свой заземляющий вал к кабельному выводу, так как при отсутствии плавкой вставки (или ее перегорании) трехпозиционный переключатель не обеспечивает заземление фидерного кабеля. **Модуль V** содержит вакуумный силовой выключатель, который автоматически срабатывает при коротких замыканиях, датчиками которых служат трансформаторы тока,



встроенные непосредственно в модуль. Кроме вакуумного выключателя модуль V содержит еще один коммутационный аппарат – заземлитель, расположенный в нижней части аппаратного отсека.

В систему SafeRing входят 10 блоков, состоящие из рассмотренных 4 модулей, а именно: блоки DeF, DeV, CCC, CCF, CCV, CCCC, CCCF, CCCV, CCFF, CCVV. Данные блоки могут иметь различное применение, с которыми можно ознакомиться в [13].

В системе SafePlus (рис. 8) от АБВ [12, 14] к четырем рассмотренным выше модулям добавляется еще семь модулей (D, CB, Be, S1, Sv, M, Mt), каждый из которых может поставляться как в виде отдельного блока, так и в комбинации с другими модулями (рис. 9). Такая концепция позволяет обеспечить высокую гибкость системы, дает возможность проектировать сложные распределительные устройства.



Рис. 8. КРУЭ SafePlus

**Модуль D**, в отличие от модуля De, обеспечивая прямое соединение общей шины с кабельным выводом, не имеет в своем составе заземлителя, то есть не обеспечивает заземление общей шины и кабельного вывода. В **модуль CB** устанавливается силовой вакуумный выключатель с номинальным током 630 или 1250 А, следовательно, данный модуль необходимо использовать в качестве фидерного.

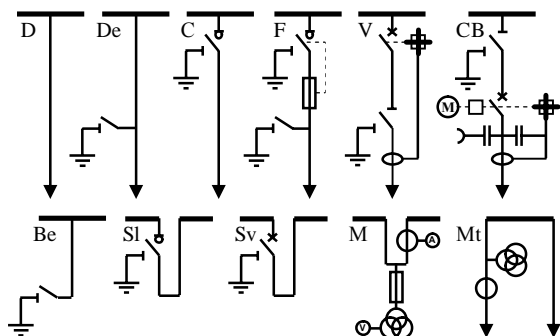


Рис. 9. Модули системы SafePlus

**Модуль Be** предназначен для заземления общей шины при, например, расширении распределительного устройства. **Модуль S1** позволяет осуществить секционирование распределительного устройства с использованием выключателя-разъединителя в качестве секционного аппарата. **Модуль Sv** также предназначен для секционирования распределительного устройства, но в нем в качестве секционного аппарата применяется вакуумный силовой выключатель. **Модули M** и **Mt** в отличие от всех остальных модулей имеют воздушную

изоляцию и выпускаются в виде отдельных блоков. В них устанавливаются измерительные трансформаторы для учета потребленной электроэнергии. В модуль M устанавливаются специальные узкие трансформаторы тока и напряжения, а в модуль Mt – трансформаторы других конструкций и производителей.

КРУЭ системы SafeRing и SafePlus являются высоконадежными, обеспечивают длительную безотказную эксплуатацию, легкий монтаж и удобство в эксплуатации, отсутствие необходимости обслуживания, в том числе любых работ с элегазом, отсутствие доступа к частям КРУЭ, которые находятся под высоким напряжением, поскольку блоки являются полностью герметизированными и экранированными.

Таким образом, в статье проведен аналитический обзор конструкций современных распределительных устройств среднего напряжения 6-35 кВ с элегазовой изоляцией ведущих мировых производителей, показаны преимущества их применения по сравнению с традиционными для Украины распределительными устройствами с воздушной изоляцией.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. [http://en.wikipedia.org/wiki/Henri\\_Moissan](http://en.wikipedia.org/wiki/Henri_Moissan).
2. Коробейников С.М. Диэлектрические материалы. – НГТУ, 2000.
3. Иоффе А.Ф., Гохберг Б.М. Физико-технический институт Академии Наук СССР // Наука и жизнь (Изд-во АН СССР). – № 10. – 1940. – С. 59-63.
4. Мазурин И.М. Направленная кристаллизация как основной процесс очистки и регенерации элегаза: дис. д-ра техн. наук 01.04.14 Москва, 2006. 290 с. РГБ ОД, 71:07-5/260.
5. Кох Д. Свойства SF<sub>6</sub> и его использование в коммутационном оборудовании среднего и высокого напряжения // Schneider Electric.
6. Вальтер Холаус, Фредди Штуки. Прорыв в области коммутации // АБВ Ревю. – № 4. – 2008.
7. <http://www.vsoyuz.ru/russian/>.
8. <https://www.cee.siemens.com/web/ua/ru/Pages/Home.aspx>.
9. <http://www.schneider-electric.ru/sites/russia/ru/home.page>.
10. IEC 60529. Degrees of protection provided by enclosures (IP Code).
11. ГОСТ 14254. Степени защиты, обеспечиваемые оболочками (код IP).
12. <http://www.abb.ua/>.
13. Розподільні пристрої з элегазовою ізоляцією SafeRing & SafePlus: безпечність, надійність, компактність // Електротехніка і електромеханіка. – 2010. – № 5. – С. 67-72.
14. Розподільні пристрої з элегазовою ізоляцією SafeRing & SafePlus: безпечність, надійність, компактність // Електротехніка і електромеханіка. – 2010. – № 6. – С. 74-78.

Поступила 10.01.2011

Гречко Александр Михайлович, к.т.н.

Национальный технический университет  
"Харьковский политехнический институт"  
61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21  
НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"  
тел. (057) 707-62-81,  
e-mail: a.m.grechko@mail.ru

A.M. Grechko

**SF<sub>6</sub> switchgear for average voltage 6-35 kV.**

The article gives a constructions' analytic review of modern SF<sub>6</sub> switchgear for average voltage 6-35 kV.

**Key words – SF<sub>6</sub>, switchgear, average voltage.**

## ХАРАКТЕРИСТИКИ МОЩНОГО ШЕСТИПУЛЬСНОГО МОСТОВОГО НЕУПРАВЛЯЕМОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ С ЕМКОСТНЫМ ФИЛЬТРОМ

У даній статті розглядаються режими роботи і характеристики шестипульсного мостового некерваного випрямляча з ємнісним фільтром на виході.

В данной статье рассматриваются режимы работы и характеристики шестипульсного мостового неуправляемого выпрямителя с емкостным фильтром на выходе.

### ВВЕДЕНИЕ

В последние годы разработаны и освоены в производстве новые типы полупроводниковых преобразователей – активные выпрямители (АВ), многоуровневые инверторы (МИ), силовые активные фильтры (САФ). Использование этих преобразователей в системах электроснабжения (СЭ) позволяет существенно улучшить уровень электромагнитной совместимости преобразовательных систем с питающей сетью и уменьшить потери электроэнергии.

В ряде случаев питание многоуровневых инверторов осуществляется от промышленной сети переменного тока через мощный неуправляемый выпрямитель (НВ) с  $C$ -фильтром на выходе. В этих системах НВ является отдельным независимым звеном, работающим во всех режимах преобразователя. В СЭ, которые используют АВ и САФ, НВ является составной частью схемы. По принципу действия АВ и САФ в основном режиме работы являются повышающими преобразователями. Напряжение на выходе АВ и САФ, поддерживаемое в процессе работы постоянным, должно быть больше амплитуды линейного напряжения питающей сети. В этом режиме работы АВ и САФ неуправляемый выпрямитель является звеном повышающего преобразователя. Однако возможны режимы, когда транзисторы АВ и САФ находятся в отключенном состоянии, например, при начальном заряде конденсатора на выходе АВ и САФ или при отказе работы транзисторов. В этих случаях нагрузка питается от промышленной сети через НВ.

Особенностью НВ в установках средней и большой мощности является высокий коэффициент полезного действия (КПД). В результате, при анализе работы НВ можно пренебречь активным сопротивлением в цепях неуправляемого выпрямителя и учитывать только индуктивность системы.

Хотя шестипульсные мостовые НВ применяются в силовой электронике почти полсотни лет, публикаций, в которых подробно рассматривались бы особенности их работы, практически нет. Так, например, в [1, 2] неуправляемый выпрямитель с  $C$ -фильтром на выходе не рассматривается, а в [3] приводятся лишь результаты моделирования с помощью программы *Pspice*.

Настоящая статья посвящена рассмотрению режимов работы и характеристик шестипульсного мостового неуправляемого выпрямителя с  $C$ -фильтром на выходе.

### МАКСИМАЛЬНЫЙ И РЕАЛЬНЫЙ КПД МОЩНОГО НВ С $C$ -ФИЛЬТРОМ НА ВЫХОДЕ

Эквивалентная схема шестипульсного мостового неуправляемого выпрямителя с  $C$ -фильтром на выходе, на первом этапе рассмотрения при  $R_S = 0$  и  $L_S = 0$ , представлена на рис. 1.

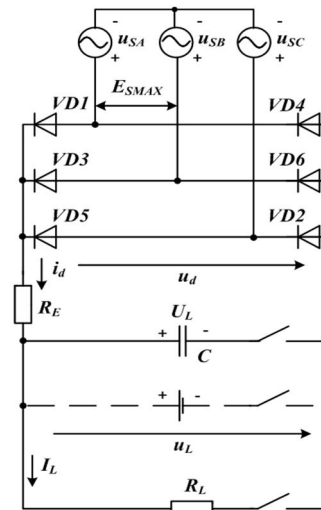


Рис. 1. Схема неуправляемого выпрямителя с  $C$ -фильтром на выходе при  $R_S = 0$  и  $L_S = 0$

В эквивалентной схеме по рис. 1 фазные омические сопротивления и индуктивности равны нулю, следовательно, коммутация тока в диодах в режиме непрерывного тока мгновенна. Среднее напряжение на выходе диодного моста

$$U_d = \frac{3}{\pi} E_{SMAX}, \quad (1)$$

где  $E_{SMAX}$  – амплитуда линейного напряжения вентильных обмоток.

Мгновенное напряжение на выходе моста представлено на рис. 2 жирной линией.

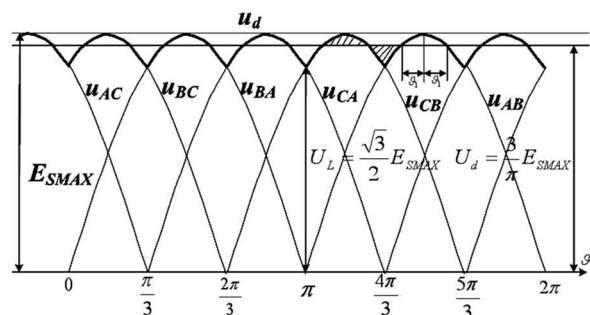


Рис. 2. Напряжение на выходе шестипульсного мостового НВ

Очевидно, что ток  $i_d$  будет непрерывным, если в любой точке периода повторяемости равного  $\pi/3$ , мгновенное значение выпрямленного напряжения будет больше напряжения на нагрузке (рис. 2), то есть:

$$U_L \leq \frac{\sqrt{3}}{2} E_{SMAX}. \quad (2)$$

В этом случае мгновенное значение тока  $i_d$  определяется из соотношения:

$$i_d = \frac{u_d - U_L}{R_E}. \quad (3)$$

Сопротивление  $R_E$  в соотношении (3) учитывает омические сопротивления источника, кабелей и диодов и может быть определено через КПД НВ.

При анализе схемы по рис. 1 будем считать, что напряжение  $U_L$  идеально сглажено за счет выбора конденсатора  $C$  большой емкости или за счет подключения на выходе вместо конденсатора  $C$  идеального источника постоянного напряжения, показанного на рис. 1 пунктиром. При работе схемы с  $C$ -фильтром средний за период повторяемости выпрямленный ток равен среднему току нагрузки:

$$I_d = \frac{U_d - U_L}{R_E} = I_L = \frac{U_L}{R_L}. \quad (4)$$

Из (4) и (1)

$$\frac{3}{\pi} E_{SMAX} - U_L = \frac{U_L}{R_L}. \quad (5)$$

Обозначив

$$U_{L*} = \frac{U_L}{E_{SMAX}}, \quad (6)$$

из (5) и (6) получим:

$$U_{L*} = \frac{3}{\pi} \left( \frac{R_L}{R_L + R_E} \right). \quad (7)$$

Из (7) следует, что среднее напряжение на нагрузке однозначно определяется величинами сопротивлений  $R_L$  и  $R_E$ . В соответствии с (6) и (2) условие непрерывного тока  $i_d$ :

$$U_{L*} \leq \frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (8)$$

Если предположить, что ток  $i_d$  не имеет пульсаций, то  $I_d = I_L$  и максимальный КПД системы:

$$\eta_{MAX} = \frac{R_L}{R_L + R_E}. \quad (9)$$

В этом случае в соответствии с (7) и (9)

$$U_{L*} = \frac{3}{\pi} \eta_{MAX}. \quad (10)$$

Из (8) и (10)

$$\eta_{MAX} \leq 0,9069. \quad (11)$$

Другой способ расчета максимального КПД при допущении  $i_d = I_d = I_L$ :

$$\eta_{MAX} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} E_{SMAX} I_L}{\frac{3}{\pi} E_{SMAX} I_d} = 0,9069 \quad (11')$$

– дает такой же результат.

Учтем пульсации тока  $i_d$  и определим точное значение КПД по соотношению:

$$\eta = \frac{U_L I_L}{U_L I_L + R_E I_{dRMS}^2}, \quad (12)$$

где  $I_{dRMS}$  – действующее значение выпрямленного тока.

Если  $U_{L*} = \sqrt{3}/2$ , в соответствии с рис. 2 при от-

счете времени от максимума напряжения  $u_s$ :

$$i_d = \frac{E_{SMAX} \cos \vartheta - \frac{\sqrt{3}}{2} E_{SMAX}}{R_E} = I_{dMAX} \left( \cos \vartheta - \frac{\sqrt{3}}{2} \right), \quad (13)$$

где  $I_{dMAX} = E_{SMAX} / R_E$ .

В относительных единицах:

$$i_{d*} = \frac{i_d}{I_{dMAX}} = \cos \vartheta - \frac{\sqrt{3}}{2}, \quad (14)$$

$$I_{d*RMS}^2 = \frac{I_{dRMS}^2}{I_{dMAX}^2} = \frac{6}{\pi} \int_0^{\pi/6} i_{d*}^2 d\vartheta = 0,00951, \quad (15)$$

$$I_{d*RMS} = \frac{I_{dRMS}}{I_{dMAX}} = 0,0975. \quad (16)$$

Рассчитаем КПД системы по (12), учитывая что

$$U_L = \frac{\sqrt{3}}{2} E_{SMAX}, \quad (17)$$

$$I_L = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_{SMAX}}{R_L}, \quad (18)$$

$$I_{dRMS}^2 = \frac{E_{SMAX}^2}{R_E^2} 0,00951. \quad (19)$$

Из (12), (17)-(19):

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_E} 0,0127}. \quad (20)$$

Отношение  $R_L/R_E$  определяем из условия равенства средних значений токов  $I_d$  и  $I_L$ :

$$\frac{3}{\pi} E_{SMAX} - \frac{\sqrt{3}}{2} E_{SMAX} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_{SMAX}}{R_L}, \quad (21)$$

откуда

$$\frac{R_L}{R_E} = 9,741. \quad (22)$$

Из (20) и (22) находим реальный КПД в рассматриваемом режиме:

$$\eta = 0,8899. \quad (23)$$

Как видно из сравнения (23) и (11) реальный КПД на 1,7 % меньше максимального КПД, что совпадает с результатами, полученными в [4, 5].

Итак, получаем, что режим непрерывного тока ( $U_{L*} \leq \sqrt{3}/2$ ) соответствует реальному КПД не превышающему 90 %. Мощный НВ, мощностью более 1 МВт, имеет, как правило, КПД 97-99 %. Такому значению КПД в первом приближении соответствует соотношение:

$$\frac{R_L}{R_L + R_E} = 0,97...0,99. \quad (24)$$

Откуда

$$\frac{R_E}{R_L} = 0,031...0,010. \quad (25)$$

Учитывая (24) и (25), приходим к выводу, что рабочим режимом мощного шестипульсного мостового НВ является режим прерывистых токов.



РАБОТА МОЩНОГО ШЕСТИПУЛЬСНОГО  
МОСТОВОГО НВ В РЕЖИМЕ ПРЕРЫВИСТОГО  
ТОКА

Возможны три варианта анализа прерывистого режима:

- 1)  $R_S \neq 0, L_S = 0, \eta < 1,$
- 2)  $R_S = 0, L_S \neq 0, \eta = 1,$
- 3)  $R_S \neq 0, L_S \neq 0, \eta < 1.$

Особенностью НВ средней и большой мощности является высокий коэффициент полезного действия (КПД). В результате, при анализе его работы можно пренебречь активным сопротивлением в цепях неуправляемого выпрямителя и учитывать только индуктивность системы. Рассмотрим более подробно работу схемы НВ при втором варианте анализа прерывистого режима.

Эквивалентная схема для анализа работы мощного шестипульсного мостового НВ в режиме прерывистых токов приведена на рис. 3.

Режим прерывистого тока может возникать при определенных соотношениях между амплитудой линейного напряжения сети  $E_{SMAX}$  и напряжением на нагрузке  $U_d = U_L$ . Если  $U_d = U_L \geq E_{SMAX}$ , ток  $i_d$  и фазные токи  $i_{SA}, i_{SB}, i_{SC}$  равны нулю.

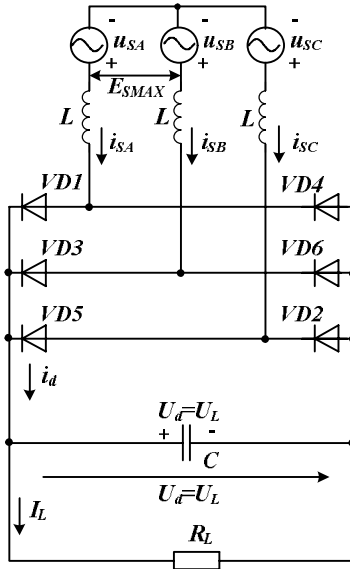


Рис. 3. Эквивалентная схема мощного шестипульсного НВ при  $R_S = 0$

Конденсатор фильтра  $C$  медленно (величина емкости конденсатора велика) разряжается на сопротивление нагрузки  $R_L$ . Когда величина  $U_d = U_L$  становится меньше  $E_{SMAX}$ , но больше некоторого значения  $U_{днач.непр.}$ , соответствующего равенству положительной и отрицательной площади на рис. 2, возникает прерывистый ток  $i_d$ , максимальное значение которого соответствует начально-непрерывному току при

$$U_d = U_L = U_{днач.непр.} \quad (27)$$

Эквивалентная силовая схема, соответствующая прерывистому току, представлена на рис. 4.

Установившийся режим работы при прерывистом токе  $i_d$  возможен в случае, если средний ток нагрузки равен среднему значению тока  $i_d$ :

$$I_L = I_{dAV} = \frac{3}{\pi} \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_1 + \frac{\pi}{3}} i_d d\vartheta. \quad (28)$$

Дифференцированное уравнение для схемы по рис. 4:

$$E_{SMAX} \cos \vartheta - U_d = 2X_S \frac{di_d}{d\vartheta}, \quad (29)$$

где

$$X_S = 2\pi f_S L_S, \quad (30)$$

где  $f_S$  – частота напряжения сети.

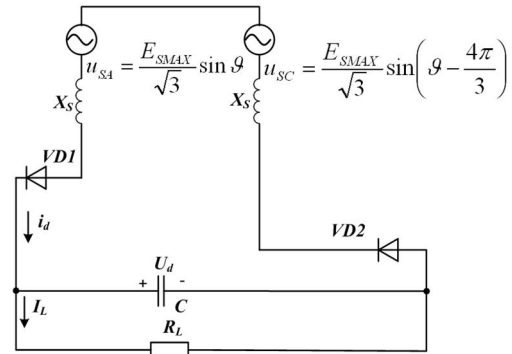


Рис. 4. Эквивалентная силовая схема в режиме прерывистого тока

Обозначив интервал времени между максимумом напряжения источника и точкой пересечения линейного напряжения источника с прямой  $U_{дпер.}$  через  $\vartheta_1$  (рис. 2), проинтегрируем (29):

$$\int_0^{\vartheta_1} (E_{SMAX} \cos \vartheta - U_{дпер.}) d\vartheta = 2X_S \int_0^{I_{дпер.МАХ}/2} di_d. \quad (31)$$

Из (31) находим амплитуду прерывистого тока:

$$I_{дпер.МАХ} = \frac{1}{X_S} (E_{SMAX} \sin \vartheta_1 - U_{дпер.} \vartheta_1). \quad (32)$$

При

$$U_d = \frac{3}{\pi} E_{SMAX} \quad (33)$$

возникает режим начально-непрерывного тока, в котором в соответствии с (32), (33) и рис. 2:

$$I_{днач.непр.МАХ} = \frac{E_{SMAX}}{X_S} \left( \sin \arccos \frac{3}{\pi} - \frac{3}{\pi} \arccos \frac{3}{\pi} \right). \quad (34)$$

При произвольном значении отношения  $U_{d*} = U_d / E_{SMAX}$  в диапазоне  $\frac{3}{\pi} \leq U_{d*} \leq 1$  максимум прерывистого тока:

$$I_{дпер.МАХ} = \frac{E_{SMAX}}{X_S} (\sin \arccos U_{d*} - U_{d*} \arccos U_{d*}). \quad (35)$$

Соотношение (35) удобно представить в относительных единицах, приняв за базисную величину действующее значение фазного тока короткого замыкания

$$I_{base} = \frac{E_{SMAX}}{\sqrt{6} X_S}. \quad (36)$$

Из (35) и (36) получим:

$$I_{дпер.МАХ*} = \sqrt{6} (\sin \arccos U_{d*} - U_{d*} \arccos U_{d*}). \quad (37)$$

По (37) рассчитана зависимость относительного значения максимума прерывистого тока от величины относительного напряжения на выходе НВ, представленная на рис. 5.

Даная зависимость подтверждена экспериментально на *MatLab*-модели (рис. 6.). Также были получены зависимости относительного значения максимума прерывистого тока от величины относительного напряжения на выходе НВ с  $R_S \neq 0$ , то есть при  $\eta = 0,97-0,99$  (рис. 5). Данные виртуального эксперимента приведены в табл. 1.

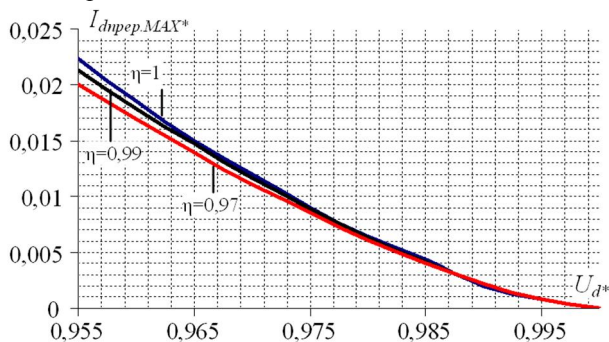


Рис. 5. Амплитуда прерывистого тока выпрямителя с емкостной нагрузкой

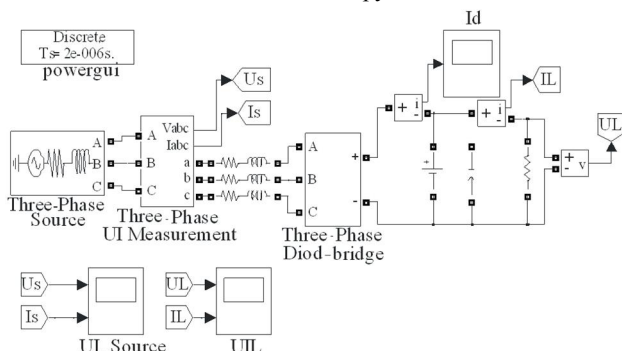


Рис. 6. *MatLab*-модель мощного шестипульсного мостового НВ с С-фильтром на выходе

Таблица 1

Экспериментальные данные зависимости относительного значения максимума прерывистого тока от величины относительного напряжения на выходе НВ

$U_{d*}$	$I_{dпер.МАХ*}$					
	$\eta=1,0$	$\eta=0,99$	$\eta=0,985$	$\eta=0,98$	$\eta=0,975$	$\eta=0,97$
0,955	0,0223	0,0213	0,021	0,0207	0,0204	0,0201
0,96	0,0185	0,0179	0,0176	0,0174	0,0171	0,0169
0,965	0,015	0,0147	0,0145	0,0143	0,0141	0,0139
0,97	0,012	0,0116	0,0115	0,0114	0,0112	0,0111
0,975	0,009	0,0089	0,0088	0,0087	0,0086	0,0085
0,98	0,0064	0,0063	0,0063	0,0062	0,0061	0,0061
0,985	0,0044	0,0041	0,0041	0,004	0,004	0,004
0,99	0,002	0,0022	0,0022	0,0022	0,0022	0,0022
0,995	0,0008	0,0008	0,0008	0,0008	0,0008	0,0008
1	0	0	0	0	0	0

На рис. 7, 8 приведены осциллограммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу *MatLab*-модели мощного шестипульсного мостового НВ в режиме прерывистого тока (рис. 6).

Как следует из рис. 5, значение амплитуды начально-непрерывного тока при  $U_{d*} = 0,955$  равно 2,21 % от фазного действующего тока короткого замыкания. При напряжении короткого замыкания

$e_K = 0,1$ , действующее значение тока короткого замыкания приблизительно в 10 раз больше среднего значения номинального тока выпрямителя, а амплитуда прерывистого тока будет в этом случае составлять 22,1 % от среднего номинального тока. При  $e_K = 0,05$ , амплитуда прерывистого тока увеличивается до 44 % от номинального тока.

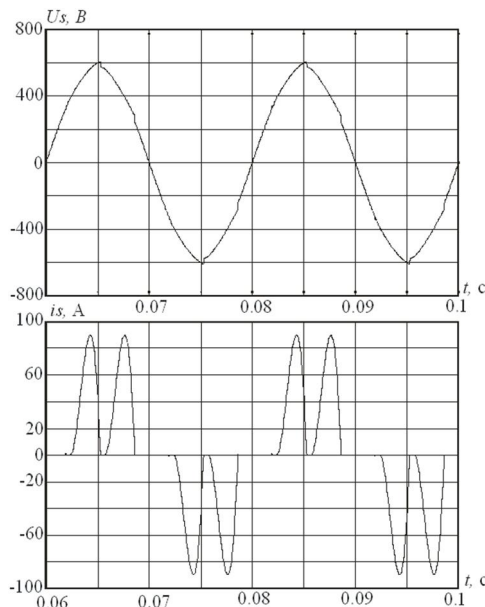


Рис. 7. Осциллограммы фазного тока и напряжения сети в режиме прерывистого тока

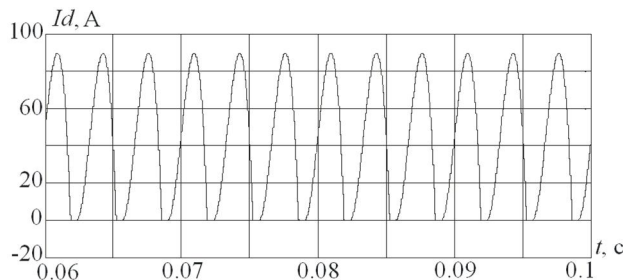


Рис. 8. Осциллограмма тока на выходе НВ в режиме прерывистого тока

### РАБОТА МОЩНОГО ШЕСТИПУЛЬСНОГО МОСТОВОГО НВ В РЕЖИМЕ НЕПРЕРЫВНОГО ТОКА

Если в рассмотренном выше режиме работы НВ ( $R_S = 0$ ) уменьшить напряжение  $U_d = U_L$  ниже величины  $\frac{3}{\pi} E_{SМАХ}$ , ток становится непрерывным, появляются интервалы коммутации, которые приводят к снижению напряжения на нагрузке. Равновесие достигается, когда  $U_{d*} = U_{L*}$ . Запишем соотношение, связывающее величины  $U_{d*} = U_{L*}$  и угол коммутации  $\gamma$ :

$$U_{d*} = \frac{U_d}{E_{SМАХ}} = \frac{3}{\pi} (\cos \alpha - 0,5(\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma))). \quad (38)$$

Учитывая, что  $\cos \alpha = 1$ , упростим (38):

$$U_{d*} = \frac{U_d}{E_{SМАХ}} = \frac{3}{\pi} - \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \gamma. \quad (39)$$

Соотношение (38) получено с использованием известных формул для угла коммутации и внешней характеристики управляемого выпрямителя (УВ):

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = e_{K\Sigma} \frac{I_{d\gamma}}{I_{dnom}}, \quad (40)$$

$$U_d = \frac{3}{\pi} E_{SMAX} \left( \cos \alpha - 0,5 e_{K\Sigma} \frac{I_{d\gamma}}{I_{dnom}} \right), \quad (41)$$

где

$$e_{K\Sigma} = \frac{2\pi f_S L_S}{X_{base}} = \frac{2\pi f_S L_S}{E_{SMAX}} 2I_{phnom}, \quad (42)$$

$I_{phnom}$  – номинальный действующий фазный ток,  $I_{d\gamma}$  – мгновенное значение выпрямленного тока в момент окончания коммутации,  $I_{dnom}$  – номинальное значение выпрямленного тока.

Использование соотношений (41), (42) предполагает справедливость отношения:

$$\frac{I_{phnom}}{I_{dnom}} = \sqrt{\frac{2}{3}}, \quad (43)$$

что проверено на *MatLab*-модели (рис. 6).

Результаты виртуального эксперимента показали, что предполагаемое значение соотношения (43) отличается от реального на 10 %.

Рассчитаем внешнюю характеристику НВ в режиме 2 из (26).

Последовательность расчета:

- задаемся значением  $U_{d*} = U_{L*}$  в диапазоне

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \leq U_{d*} = U_{L*} \leq \frac{3}{\pi};$$

- по (39) определяем  $\gamma$ ;

- по (40), приняв  $e_{K\Sigma} = 0,05; 0,075; 0,1; 0,125$ , определяем

$$g = e_{K\Sigma} \frac{I_{d\gamma}}{I_{dnom}}. \quad (44)$$

При расчетах полагаем в соотношениях (40) и (41)  $\alpha = 0$ . В табл. 2 приведены результаты расчетов, с использованием которых построены внешние характеристики и зависимость угла коммутации  $\gamma$  от параметра  $g$  (44), приведенные на рис. 9.

Таблица 2

Результаты расчета для построения внешней характеристики и зависимости угла коммутации  $\gamma$  от параметра  $g$

$U_{d*} = U_{L*}$	$\cos \gamma$	$\gamma$		$g = e_{K\Sigma} \frac{I_{d\gamma}}{I_{dnom}}$
		Рад	Град	
1	2	3	4	5
0,9549	0,9999	0,0109	0,6241	0,0001
0,95	0,9901	0,1405	8,0523	0,0099
0,94	0,9701	0,2450	14,0367	0,0299
0,93	0,9501	0,3171	18,1690	0,0499
0,92	0,9301	0,3760	21,5432	0,0699
0,91	0,9101	0,4272	24,4752	0,0899
0,9	0,8901	0,4731	27,1091	0,1099
0,89	0,8701	0,5153	29,5250	0,1299
0,88	0,8501	0,5545	31,7730	0,1499
0,87	0,8301	0,5914	33,8868	0,1699
0,866	0,8221	0,6056	34,7003	0,1779

Из соотношений (39), (41) и (44) несложно получить аналитические выражения для внешней характеристики и зависимости угла коммутации  $\gamma$  от параметра  $g$ :

$$U_{d*} = \frac{U_d}{E_{SMAX}} = \frac{3}{\pi} (1 - 0,5g), \quad (45)$$

$$\gamma = \arccos \left( 1 - \frac{3}{\pi} g \right). \quad (46)$$

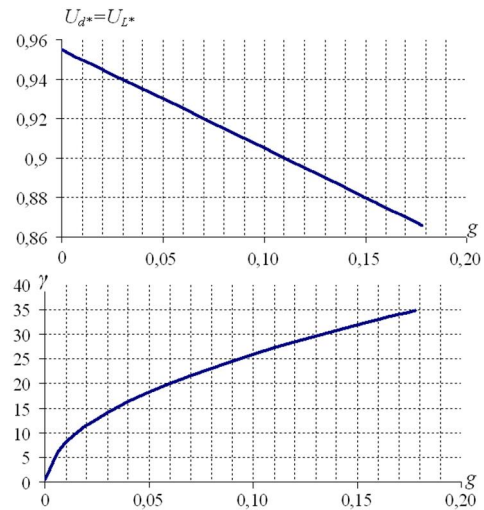


Рис. 9. Внешняя характеристика и зависимость угла коммутации  $\gamma$  от параметра  $g$

Внешняя характеристика, как следует из (45) и рис. 2, представляет собой прямую линию. Отметим, что при определении  $g$  в соответствии с (44) необходимо подставить, в отличие от аналогичной формулы для УВ, мгновенное значение тока  $i_d = I_{d\gamma}$  в момент окончания коммутации.

На рис. 10, 11 приведены осциллограммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу *MatLab*-модели мощного шестипульсного мостового НВ в режиме непрерывного тока (рис. 6).

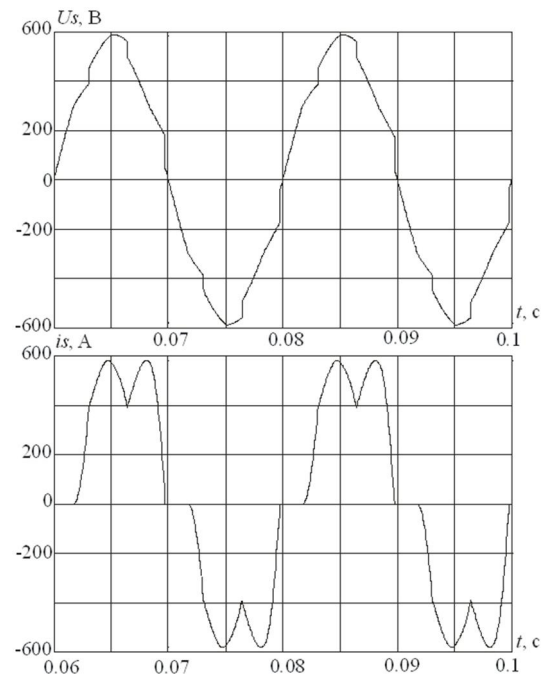


Рис. 10. Осциллограммы фазного тока и напряжения сети в режиме непрерывного тока

В заключение рассмотрения режима непрерывного тока рассмотрим упрощенный метод расчета переменной составляющей тока через конденсатор. В первом приближении этот ток по форме близок к си-

нусоиде с частотой в шесть раз большей, чем частота сети, а его амплитуда слабо зависит от величины постоянной составляющей тока нагрузки.

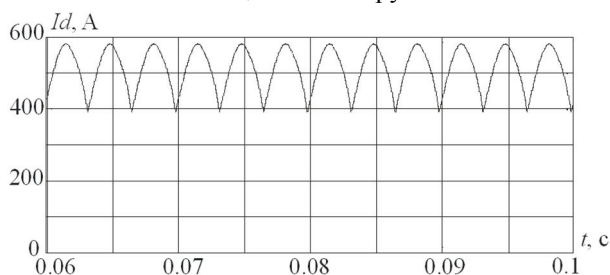


Рис. 11. Осциллограмма тока на выходе НВ в режиме непрерывного тока

Схема замещения для определения переменной составляющей тока конденсатора представлена на рис. 12. На рис. 13 приведена осциллограмма тока через конденсатор С.

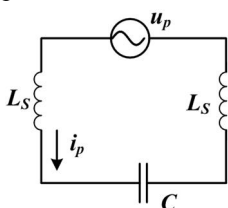


Рис. 12. Схема замещения для определения переменной составляющей тока конденсатора

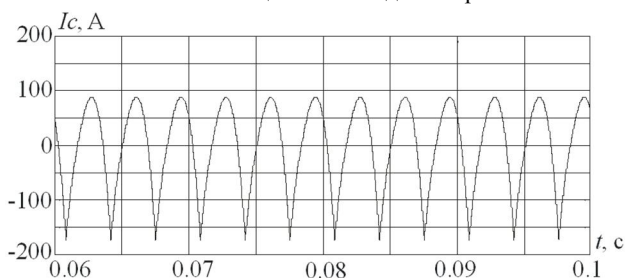


Рис. 13. Осциллограмма тока через конденсатор С

Поскольку пульсации напряжения на конденсаторе составляют несколько процентов от постоянной составляющей, можно считать, что его сопротивление для шестой гармоники тока равно нулю. Ток в контуре эквивалентной схемы определяется по приближенному соотношению, следующему из рис. 2:

$$I_{P\text{MAX}} \cong \frac{E_{S\text{MAX}} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right)}{24\pi f_S L_S}. \quad (47)$$

Точность соотношения (47) была оценена экспериментально при помощи *MatLab*-модели (рис. 6). Экспериментальные и теоретические значения переменной составляющей тока через конденсатор при разных значениях напряжения короткого замыкания  $e_K$  представлены в табл. 3.

#### ВЫВОДЫ

1. Выполнено адекватное описание электромагнитных процессов в мощных НВ ( $\eta \geq 0,97$ ) с *C*-фильтром на выходе при их работе в режиме прерывистого и непрерывного тока.

2. Получены расчетные формулы и графические зависимости для определения максимума прерывистого тока НВ по известному относительному выпрямленному напряжению.

Таблица 3

Экспериментальные и теоретические значения переменной составляющей тока через конденсатор

$e_K$	$L_S$ , Гн	$I_{P\text{MAX}} \cong \frac{E_{S\text{MAX}} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right)}{24\pi f_S L_S}$ , А	$I_{P\text{MAX}}$ , А (экспериментальное)
0,05	0,000079	450	405
0,06	0,000095	374	350
0,07	0,000111	320	310
0,08	0,000127	280	290
0,09	0,000143	249	270
0,10	0,000159	224	255
0,11	0,000175	203	250
0,12	0,000191	186	240

3. Получены уравнение внешней характеристики НВ в режиме непрерывного тока и приближенное выражение для определения переменной составляющей тока через конденсатор.

4. Полученные расчетные формулы и выражения подтверждены виртуальным экспериментом на *MatLab*-модели.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Глинтнерник С.Р. Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей. – Л.: Наука, 1968. – 308 с.
2. Поссе А.В. Схемы и режимы электропередач постоянного тока. – Л.: Энергия, 1973. – 304 с.
3. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power Electronics. Converters, Application and Design. John Willy & Sons, INC, N.Y. – 1995. – 802 p.
4. Жемеров Г.Г., Ильина Н.А., Ильина О.В., Ковальчук О.И., Сокол Е.И. КПД системы электроснабжения постоянного напряжения и трехфазной симметричной системы синусоидальных напряжений // Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електроніки". – Ч.2. – 2010. – С. 107-118.
5. Жемеров Г.Г., Ильина Н.А., Ильина О.В., Ковальчук О.И., Сокол Е.И. КПД трехфазной четырехпроводной системы электроснабжения с асимметричной нагрузкой // Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електроніки". – Ч.1. – 2010. – С. 22-31.

Поступила 14.10.2010

Жемеров Георгий Георгиевич, д.т.н., проф.

Ковальчук Ольга Игоревна

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт" кафедра "Промышленная и биомедицинская электроника" 61002, Харьков, ул. Фрунзе 21 тел./факс: (057) 707-63-12 e-mail: zhemerov@online.kharkiv.net, Olha.kov@mail.ru

G.G. Zhemerov, O.I. Kovalchuk

#### The characteristics of the high-power three-phase full-bridge diode rectifier with the capacitance filter.

The article deals with modes of operation and characteristics of the high-power three-phase full-bridge diode rectifier with the dc-side capacitance filter.

**Key words** – diode rectifier, efficiency, line frequency, power, intermittent current, uninterrupted current.

## ОЦЕНКА ВЕЛИЧИНЫ АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ПОЛОГО ПЕРФОРИРОВАННОГО РОТОРА В ПОЛИФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

*Отримано вираз, що дозволяє виконати наближений розрахунок активного опору перфорованого ротора поліфункціонального електромеханічного перетворювача.*

*Получено выражение, позволяющее выполнить приближенный расчет активного сопротивления перфорованного ротора полифункционального электромеханического преобразователя.*

### ВВЕДЕНИЕ

Полифункциональные электромеханические преобразователи (ПЭМП) с полым ротором, имеющим перфорированную структуру, относятся к новому классу электромеханических устройств [1] и представляют собой совмещенную техническую систему с полифункциональными свойствами, объединяющую в себе электромеханическую, механическую, тепловую и гидравлическую системы.

На рис. 1 представлена конструкция полого перфорированного ротора ПЭМП, который одновременно выполняет функции ротора асинхронного двигателя, исполнительного механизма, нагревателя и кавитационной камеры. При этом ротор охлаждается рабочей жидкостью, которая за цикл прохождения через теплогенератор подогревается за счет основных электрических и магнитных потерь в роторе и статоре, а также кавитационных процессов, в результате чего достигается интенсификация процесса генерации тепла и повышение коэффициента полезного действия теплогенератора.

В ПЭМП практически вся входная электрическая энергия преобразуется в полезную выходную энергию, поскольку кроме механической выходной энергии, используемой для создания кавитационных процессов, вся диссипативная составляющая энергии формирует вторую полезную часть – тепловую энергию, расходуемую на нагрев рабочей жидкости.

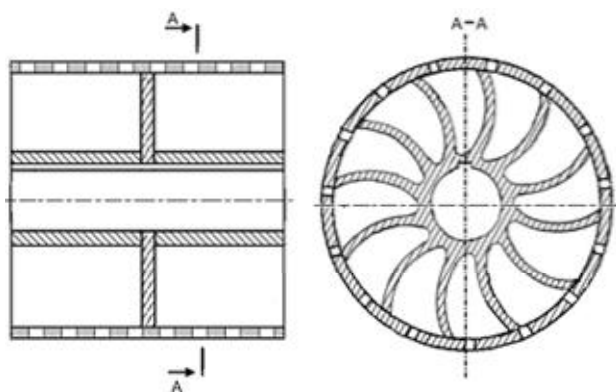


Рис. 1. Конструкция полого перфорированного ротора ПЭМП

При проектировании таких машин необходим совершенно новый подход, основой которого является не только выбор электромагнитных нагрузок, но и

определение оптимальных параметров, обеспечивающих получение заданных характеристик и свойств машины, выполненной на базе статора серийного АД.

Одним из главных вопросов расчета ПЭМП с полым перфорированным ротором является определение параметров схемы замещения, в частности расчет активного сопротивления ротора. Известные методы расчета электрических машин с полым ферромагнитным ротором не отражают особенностей геометрии перфорированного ротора ПЭМП [2-5].

Целью данной работы является разработка методики определения активного сопротивления перфорированного ротора, оказывающего существенное влияние на выходные характеристики ПЭМП.

### РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Сопротивление полого ротора может быть определено, если известен закон распределения вихревых токов в роторе, наводимых магнитным потоком воздушного зазора. При этом, либо исходят из заранее принятой картины распределения вихревых токов в роторе [2, 3], либо задача решается на основе теории поля [4, 5].

Предположим, что в первом приближении контуры вихревых токов в поверхностном слое полого перфорированного ротора ПЭМП распределяются по подобным прямоугольникам с закругленными углами. При этом, плотность тока вдоль длины ротора различна, происходит вытеснение тока к краям цилиндра, что подтверждают результаты измерений напряженности электрического поля вихревых токов (рис. 2).

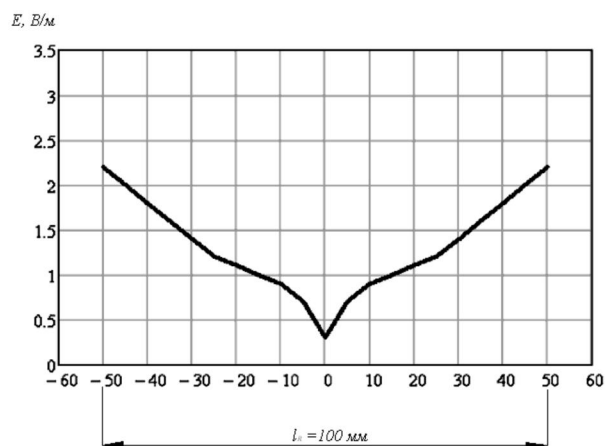


Рис. 2. Результаты измерений напряженности электрического поля вихревых токов

Оценка распределения вихревых токов и определение напряженности электрического поля на поверхности массивного ротора выполнена на натурном образце ПЭМП с применением потенциальных зондов. Измерения выполнены в квазиустановившемся тепловом режиме при неподвижном роторе.

Расстояние между игольчатыми электродами потенциального зонда составляло  $d = 10$  мм. Напряженность электрического поля контура вихревых токов на поверхности ротора определяется выражением  $E = U/d$ , где  $U$  – напряжение, измеряемое милливольтметром.

Характер полученной кривой хорошо согласуется с результатами исследований [6, 7].

Вследствие наличия в полом роторе сквозных отверстий, расположенных рядами и дискретно, вихревые токи будут распределяться в пределах поверхностного слоя сплошных участков ротора преимущественно в аксиальном направлении, что соответствует такому распределению вихревых токов, при котором сопротивление участков путей токоведущего слоя для роторных токов минимально (рис. 3).

При расположении отверстий рядами, без относительного сдвига в аксиальном направлении, сплошные участки ротора между отверстиями одного ряда остаются практически не задействованными (вихревые токи по этим участкам не протекают), что дает возможность выделить токопроводящие и не токопроводящие участки ротора (условный паз и зубец).

Таким образом, полый перфорированный ротор можно рассматривать как обычную короткозамкнутую обмотку (беличью клетку) с числом стержней равным числу рядов отверстий.

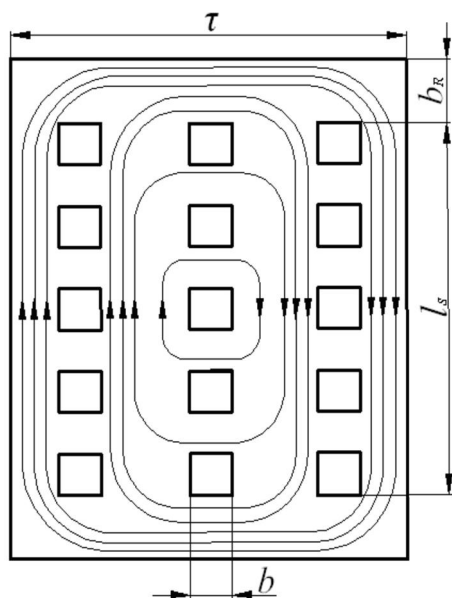


Рис. 3. Картина распределение вихревых токов в поверхностном слое полого перфорированного ротора ПЭМП

Сопротивление одного стержня

$$r_c = \rho_c \frac{l_s}{\left( \frac{\pi D_R}{Z_R} - b \right) \Delta_c}, \quad (1)$$

где  $\rho_c$  – удельное сопротивление материала стержня;  $l_s$  – длина стержня;  $D_R$  – диаметр полого ротора со стороны источника поля;  $Z_R$  – условное число стержней ротора;  $b$  – размер отверстия в тангенциальном направлении;  $\Delta_c$  – толщина стержня.

При расчете сопротивления полого ферромагнитного ротора следует учитывать особенности электромагнитных процессов в массиве, связанные с эффектом вытеснения тока (поверхностный эффект).

Принимаем за толщину стержня  $\Delta_c$  глубину проникновения электромагнитной волны [8]:

$$\Delta_c = \frac{1}{\sqrt{\pi f_R \mu_0 \mu \gamma_{ст}}}, \quad (2)$$

где  $f_R$  – частота токов в роторе;  $\gamma_{ст}$  – удельная электрическая проводимость ферромагнитного материала ротора;  $\mu$  – относительная магнитная проницаемость;  $\mu_0 = 0,4\pi \cdot 10^{-8}$  Ом·сек/см.

Сопротивление элемента короткозамыкающего кольца между стержнями

$$r_k = \rho_k \frac{\pi D_R}{Z_R \Delta_k b_R}, \quad (3)$$

где  $\rho_k$  – удельное сопротивление материала кольца;  $\Delta_k$  – толщина кольца, по аналогии с толщиной стержня принимаем глубину проникновения электромагнитной волны;  $b_R$  – односторонняя ширина сплошного участка ротора со стороны торца.

Вследствие температурного влияния краевого эффекта, удельная электрическая проводимость и относительная магнитная проницаемость вдоль активной длины ротора отличаются. Поэтому, глубина проникновения электромагнитной волны в материал стержней и короткозамыкающих колец принципиально неодинакова.

Характер распределение вихревых токов обусловливает определенную величину сопротивления полого перфорированного ротора.

Увеличение активного сопротивления из-за явления краевого эффекта учтем введением коэффициента, выведенного Гиббсом [9]:

$$k_{rc} = 1 + \frac{2}{\pi} \frac{\tau}{l_1}, \quad (4)$$

где  $\tau$  – полюсное деление;  $l_1$  – длина статора.

Следует отметить, что дно полого ротора играет роль шунта и уменьшает его общее сопротивление. В соответствии с рекомендациями [6], если ротор не имеет дна, то  $l_1$  необходимо заменить отношением  $l_1/2$ .

Используя известное выражение для активного сопротивления одной фазы короткозамкнутой обмотки, приведенной к числу витков обмотки статора, получим:

$$r'_R = a_r k_{rc} \left( \frac{\rho_c l_s}{\left( \frac{\pi D_R}{Z_R} - b \right) \Delta_c} + \frac{2 \rho_k \pi D_R}{Z_R \Delta_k b_R \left( 2 \sin \frac{\pi p}{Z_R} \right)^2} \right) \times \frac{m_S \omega_S^2 k_S^2}{m_R \omega_R^2 k_R^2}, \quad (5)$$

где  $a_r = 1,4$  – коэффициент, учитывающий непостоянство магнитной проницаемости по глубине и потери



на гистерезис [8];  $m_S$  – число фаз статора;  $m_R$  – число фаз ротора;  $p$  – число пар полюсов;  $\omega_R$  – число витков фазы ротора;  $k_R$  – обмоточный коэффициент ротора;  $\omega_S$  – число витков обмотки статора;  $k_S$  – обмоточный коэффициент обмотки статора.

Таким образом, полученное выражение (5) позволяет выполнить приближенный расчет активного сопротивления перфорированного ротора ПЭМП.

#### ВЫВОДЫ

1. Получено выражение, позволяющее выполнить приближенный расчет активного сопротивления перфорированного ротора ПЭМП.

2. Дальнейшие исследования должны быть направлены на оценку реального распределения вихревых токов в токопроводящем слое перфорированного ротора с учетом "краевых эффектов" в каждом отверстии на основе численных экспериментов методами теории поля. Кроме того, должны быть учтены и контуры растекания вихревых токов на поверхности перфорированного ротора со стороны, противоположной основному источнику электромагнитного поля.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Заблодский Н.Н. Полифункциональные электромеханические преобразователи технологического назначения. – Монография. – Алчевск: ДонГТУ. – 2008. – 296 с.
2. Пульер Ю.М. Индукционные электромеханические элементы вычислительных и дистанционно-следающих систем. – М.: Машиностроение, 1964. – 293 с.
3. Арешян Г.Л. К теории асинхронного двигателя с монолитным ротором. – Диссертация. – МЭИ. – 1952.

4. Лопухина Е.М. Аналитическое исследование асинхронного двигателя с ротором в виде полого немагнитного цилиндра // Электричество. – 1950. – № 5. – С. 28-32.
5. Вевюрко И.А. О расчете асинхронной машины с полым ротором методом симметричных составляющих // Вестник электропромышленности. – 1958. – № 4. – С. 11-15.
6. Лопухина Е.М., Сомихина Г.С. Асинхронные микромашины с полым ротором. – М.: Энергия. – 1967. – 488 с.
7. Заблодский Н.Н., Овчаров А.А., Филатов М.А. Экспериментальная оценка энергетических процессов в массивном роторе шнекового электромеханического преобразователя энергии // Електротехніка і електромеханіка. – 2007. – № 4. – С. 22-24.
8. Нейман Л.Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. – Л.: Госэнергоиздат, 1949. – 190 с.
9. W.I. Gibbs. Induction and synchronous motors with unlaminated rotors // The Journal of IEE. – 1948. – № 46. – p. 17.

*Поступила 29.11.2010*

*Заблодский Николай Николаевич, д.т.н., проф.,*

*Грицюк Владимир Юрьевич*

*Донбасский государственный технический университет  
кафедра "Электрические машины и аппараты"  
94204, Луганская обл., Алчевск, пр. Ленина, 16  
тел. (06442) 2-05-64, факс (06442) 2-68-87  
e-mail: info@dgmi.edu.ua*

*N.N. Zablodskiy, V.Yu. Gritsyuk*

#### **Estimation of active resistance for the hollow perforated rotor in polyfunctional electromechanical transducers.**

An expression is obtained, allowing an approximate calculation of the active resistance of the hollow perforated rotor PEMT.

**Key words** – polyfunctional electromechanical transducer, the perforating rotor, the active resistance, holes.

## УНІВЕРСАЛЬНА МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ ОБМОТКОВИХ КОЕФІЦІЄНТІВ

*Описана універсальна методика розрахунку обмоткових коефіцієнтів, яка ґрунтується на використанні комплексних чисел. Методика надзвичайно проста і дозволяє обчислювати обмоткові коефіцієнти будь-яких обмоток без винятку. Розглянуті деякі публікації останніх років, які присвячені розрахункам обмоткових коефіцієнтів.*

*Изложена универсальная методика расчета обмоточных коэффициентов, которая основывается на использовании комплексных чисел. Методика чрезвычайно проста и позволяет вычислять обмоточные коэффициенты любых обмоток без исключения. Рассмотрены некоторые публикации последних лет, которые посвящены расчетам обмоточных коэффициентов.*

Процес перетворення енергії в електричній машині пов'язаний з її магнітним полем. Розрахунок магнітного поля, яке утворюється струмами в обмотках, вимагає раціонального проектування обмоток, уміння вираховувати їх обмоткові коефіцієнти для правильного визначення ЕРС обмоток, а також уміння розраховувати МРС обмоток, величини яких залежать від обмоткових коефіцієнтів.

Обмоткові коефіцієнти для основної і вищих гармонік є якісними характеристиками обмотки і правильне обчислення їх простими способами має велике практичне значення.

Якщо вирахування обмоткових коефіцієнтів симетричних дво або одношарових обмоток з цілим числом пазів на полюс і фази  $q$  та з суцільною фазною зоною не викликає труднощів [1, 2], то для більш складних обмоток розрахунок дуже ускладнюється [3], а інколи і взагалі неможливий з достатнім ступенем точності, як, наприклад, у випадку необхідності векторного складування пазових ЕРС [4].

Згідно з класичною методикою розрахунок обмоткових коефіцієнтів ґрунтується на окремому визначенні коефіцієнта розподілення  $k_{pv}$  і коефіцієнта скорочення  $k_{ск.v}$  для  $v$ -их гармонік з метою подальшого їх перемноження для одержання  $k_{обv}$ . Жерве Г.К. [3] вводить ще й коефіцієнт з'єднання обмотки  $k_{зв}$ , що враховує ті особливості складання ЕРС, які залежать від характеру з'єднання котушкових груп, і можуть викликати появу в кривій ЕРС гармонічних парних порядків.

Але при виборі оптимального варіанту обмотки має практичне значення обмотковий коефіцієнт  $k_{обv}$ , а не його складові коефіцієнти розподілення  $k_{pv}$ , скорочення  $k_{ск.v}$  та з'єднання  $k_{зв}$ .

Обмотковий коефіцієнт для основної (першої) гармоніки  $k_{об1}$ , який характеризує витрату міді обмотки, намагаються одержати максимально можливим. Обмоткові коефіцієнти для вищих гармонік визначають амплітуди магнітних полів вищих гармонік, наявність яких збільшує додаткові втрати, шум, вібрації, створює в асинхронних двигунах провали в кривій електромагнітного моменту. Тому намагаються спроектувати обмотку з як можна меншими значеннями обмоткових коефіцієнтів для вищих гармонік.

Розроблена універсальна методика розрахунку обмоткових коефіцієнтів для  $m$ -фазних обмоток будь-якої складності, наприклад, для дробових,

несиметрично-дробових, з несучільними фазними зонами, з різним числом витків в котушках, для різного виду суміщених обмоток [5, 6]. Використання універсальної методики для розрахунків суміщених обмоток показано в [7]. Обмотковий коефіцієнт визначається відразу, без попереднього окремого визначення  $k_{pv}$ ,  $k_{ск.v}$  та  $k_{зв}$ , як відношення геометричної суми ЕРС активних провідників фази до їх арифметичної суми.

Геометричну суму зручно одержувати з допомогою комплексних чисел. Вісь ординат приймаємо за дійсну вісь комплексної площини і суміщаємо її з останнім  $Z$ -м пазом. Вісь абсцис, направлену вздовж розточки статора, приймаємо за вісь уявних чисел.

Вектор ЕРС першої активної сторони котушки, розміщеної в  $n$ -ому пазу, для  $v$ -ої гармоніки у відносних одиницях:

$$\dot{E}_{nv} = \cos(v \cdot n \cdot \alpha_1) + j \cdot \sin(v \cdot n \cdot \alpha_1), \quad (1)$$

$$\alpha_1 = \frac{360^\circ \text{ел.} \cdot p}{Z}, \quad (2)$$

де  $\alpha_1$  – кут в електричних градусах для основної гармоніки між поряд розміщеними пазами;  $p$  – число пар полюсів обмотки;  $Z$  – число пазів.

Вектор ЕРС другої активної сторони котушки, розміщеної в  $k$ -му пазу

$$\dot{E}_{kv} = -\cos(v \cdot k \cdot \alpha_1) - j \cdot \sin(v \cdot k \cdot \alpha_1). \quad (3)$$

ЕРС фази

$$\begin{aligned} \dot{E}_v &= \sum_{v=1,2,3,\dots} (\cos v n \alpha_1 + j \sin v n \alpha_1) - \\ &- \sum_{k=1+y_1, 2+y_2, \dots, n+y_n} (\cos v k \alpha_1 + j \sin v k \alpha_1). \end{aligned} \quad (4)$$

складається із двох груп складових. В першу групу входять позитивні значення ЕРС активних сторін, які при обході фази направлені знизу вгору, в другу групу – від'ємні значення ЕРС активних сторін, які при обході направлені зверху вниз.

Якщо фаза складається із паралельних віток, як це частіше всього трапляється в суміщених обмотках, необхідно підсумувати ЕРС котушок якої-небудь одної паралельної вітки. Якщо паралельні вітки якимсь чином відрізняються, необхідно визначити ЕРС кожної паралельної вітки для розглядуваних гармонік.

Вектор ЕРС фази  $\dot{E}_v$  після розрахунків для якої-

небудь гармоніки подають у вигляді суми дійсної і уявної складових:

$$\dot{E}_v = A_v + jB_v. \quad (5)$$

Модуль комплексної величини  $\dot{E}_v$  буде являти собою геометричну суму ЕРС активних провідників фази для  $v$ -ої гармоніки:

$$E_v = \sqrt{A_v^2 + B_v^2}. \quad (6)$$

Арифметична сума ЕРС активних провідників фази є сума максимальних значень ЕРС активних сторін котушок, що складають паралельну вітку фази. Приймаючи максимальне значення ЕРС одної активної сторони котушки при визначенні  $\dot{E}_v$  за одиницю, арифметичну суму ЕРС активних провідників фази визначають числом активних сторін котушок паралельної вітки даної фази.

Отже, обмотковий коефіцієнт для  $v$ -ої гармоніки

$$K_{об.v} = E_v / N, \quad (7)$$

де  $E_v$  – модуль комплексної величини  $\dot{E}_v$ ;  $N$  – число активних сторін котушок паралельної вітки фази.

Якщо числа витків котушок розглядуваної фази відрізняються, то в формулу вектора ЕРС фази необхідно вводити як співмножник число витків котушок  $W_n$ .

Якщо  $m$ -фазна обмотка несиметрична, то потрібно врахувати ЕРС  $\dot{E}_1$  основної гармоніки для всіх  $m$  фаз і упевнитись, що ЕРС трифазних обмоток зсунуті між собою на кут  $120^\circ$  ел., двофазних обмоток – на кут  $90^\circ$  ел.

Розглянемо застосування розглянутої методики на прикладі несиметричної дробової обмотки,  $Z = 24$ ,  $2p = 6$ ,  $q = 1\frac{1}{3}$  (рис. 1), яка трапляється на ремонтних підприємствах в зв'язку з обмеженим вибором необхідних магнітопроводів.

Для цієї обмотки

$$\alpha_1 = \frac{360^\circ \cdot p}{Z} = \frac{360^\circ \cdot 3}{24} = 45^\circ \text{ ел.}$$

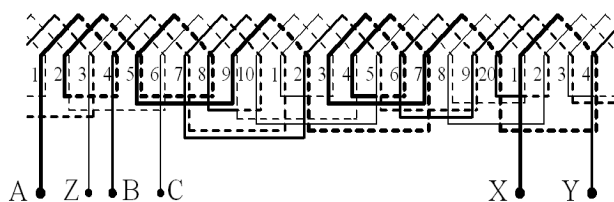


Рис. 1. Схема несиметричної дробової обмотки

Для фази А

$n = 1, 2, 8, 9, 16, 17, 17, 24$ ;  
 $k = 4, 5, 5, 12, 13, 14, 20, 21$ .

Для фази В

$n = 3, 4, 10, 11, 12, 19, 19, 20$ ;  
 $k = 7, 7, 8, 15, 16, 22, 23, 24$ .

Для фази С

$n = 6, 6, 13, 14, 15, 21, 22, 23$ ;  
 $k = 9, 10, 11, 18, 18, 1, 2, 3$ .

$$N = \sum n + \sum k \approx 16.$$

Одержуємо:

для фази А:  $A + jB = 11,657 + j7,657$ ;

для фази В:  $A + jB = -11,657 + j7,657$ ;

для фази С:  $A + jB = -j13,657$ .

Обмоткові коефіцієнти:

для фази А:  $k_{об.1} = 0,872$ ;

для фази В:  $k_{об.1} = 0,872$ ;

для фази С:  $k_{об.1} = 0,854$ .

Отже викладена методика, яка використовує комплексні числа і легко реалізується на комп'ютерах чи програмованих мікрокалькуляторах, дозволяє з великою точністю і швидкістю розрахувати обмоткові коефіцієнти основної і вищих гармонік будь-якої обмотки і полегшити вибір оптимального варіанту обмотки.

Найвизначніша книга про обмотки електричних машин – це монографія Жерве Г.К. [3]. В ній 96 сторінок тексту разом з додатками присвячено обмотковим коефіцієнтам, їх фізичній сутності та розрахункам. Монографія Жерве Г.К. – взірць професійної досконалості, ретельності та завершеності.

Однак, з'являються публікації, які викликають подив і незрозуміння. Так, в [8] зазначено, що стаття присвячена аналізу електромагнітних властивостей нетрадиційних обмоток, і, як можна здогадатись після декількоразового прочитання, мова йде про обмотки з несущільними фазними зонами. Однак стаття присвячена лише виводу формули для  $k_{pv}$ . Висновок надзвичайно складний і незрозумілий, не всі літерні позначення пояснені, одержана формула для  $k_{pv}$  ледь вміщується в два рядки тексту. Як формулою користуватись – незрозуміло, тоді як Жерве Г.К. [3, приклад 3.2] дає просте і зрозуміле пояснення знаходження  $k_{pv}$  для подібних обмоток.

В [9] взагалі розглядається абсурдний варіант обмотки [9, рис. 1]. В фазі А в два рази більше котушок, ніж в фазах В і С.

Які ж практичні досягнення одержані в результаті цих складних і незрозумілих досліджень? В [10] на рис. 4, 5 показані схеми двофазних обмоток, які пропонуються для серійного впровадження. По схемі на рис. 4 за рахунок скорочення середнього кроку зменшується витрата обмоткового проводу на 2,6 %. В табл. 2 приводиться порівняльний аналіз обмоткових коефіцієнтів  $k_{обv}$  обмотки на рис. 4 і серійної обмотки, яка названа базовою (чомусь обмоткові коефіцієнти в табл. 2 названі коефіцієнти розподілення і позначені  $k_{pn}$ ). Як видно із таблиці,  $k_{об1}$  зменшується на 7 %, що призведе до збільшення числа витків на 7 %, зменшення поперечного перетину проводу на 7 %, збільшення опору обмотки на 12,3 %. На стільки ж збільшуються втрати в міді, збільшується нагрівання двигуна, на кілька відсотків зменшується ККД. Звичайно, таку обмотку впроваджувати в серійне виробництво ніхто не буде.

По схемі на рис. 5, позначеної як обмотка  $M_{6S02}$ , порівняльна таблиця обмоткових коефіцієнтів не

приводиться. Нижче, в табл. 1 приведені обмоткові коефіцієнти і номери пазів  $n$  і  $k$  базової обмотки (однієї фази) та двох фаз запропонованої в [10] обмотки  $M_{6S02}$ , фази якої відрізняються між собою.

Таблиця 1

Обмоткові коефіцієнти обмотки  $M_{6S02}$

	Базова обмотка	Обмотка $M_{6S02}$	
		Фаза В	Фаза С
$v$	$k_{обв}$	$k_{обв}$	$k_{обв}$
1	0,903	0,782	0,782
2	0	0	0,322
3	0,308	0	0
4	0	0,5	0
5	0,194	0,168	0,168
6	0	0	0,471
7	0,149	0,129	0,129
8	0	0,289	0
9	0,128	0	0
10	0	0	0,086
11	0,119	0,103	0,103
$n, k$	$n = 1, 2, 3, 4, 5, 6;$ $k = 13, 14, 15, 16, 17, 18$	$n = 7, 8, 9, 10, 13, 14;$ $k = 17, 18, 21, 22, 23, 24$	$n = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ $k = 11, 12, 15, 16, 19, 20$

Як видно із табл. 1, обмотковий коефіцієнт по основній гармоніці зменшується на 13,4 % зі всіма негативними наслідками, які розглянуті в попередньому випадку. По обмотковим коефіцієнтам вищих гармонік обмотка  $M_{6S02}$  також значно поступається базовій обмотці, особливо якщо взяти до уваги, що 2-а, 6-а і 10-а гармоніки в лінійній ЕРС двофазної обмотки збільшуються в 2 рази, в той час як решта гармонік збільшується в  $\sqrt{2}$  раз.

Приведений вище аналіз останніх публікацій додатково підтверджує актуальність і необхідність повсюдного застосування універсальної методики розрахунку обмоткових коефіцієнтів, яка є надзвичайно простим способом визначення обмоткових коефіцієнтів обмоток будь-якої складності і є доступною спеціалістам із середньою технічною освітою.

Універсальна методика розрахунку обмоткових коефіцієнтів знімає проблему знаходження обмоткових коефіцієнтів, яка є штучно створена і надумана заради одержання сумнівних наукових дивідендів.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Кацман М.М. Электрические машины. – М.: 2003. – 496 с.
2. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. – М.: 1980. – 928 с.
3. Жерве Г.К. Обмотки электрических машин. – Л.: Энергоатомиздат, 1989. – 400 с.
4. Лившиц-Гарик М. Обмотки машин переменного тока. – М.: Госэнергоиздат, 1958. – 768 с.
5. Луцик В.Д. Расчет обмоточных коэффициентов m-фазных обмоток // Изв. вузов. Электромеханика. – 1981. – №3. – С. 267-275.
6. Луцик В.Д. Суміщені електричні машини та апарати. – К.: Техніка, 1993. – 203 с.
7. Луцик В.Д. Асинхронні двигуни з фазними роторами з каскадними властивостями при пуску // Електротехніка і електромеханіка. – 2005. – № 2. – С. 39-41.
8. Дегтев В.Г., Шульгин Д.Н., Дмитриева Т.Н. Анализ электромагнитных свойств нетрадиционных обмоток // Электротехніка і електромеханіка. – 2005. – № 3. – С. 20-25.
9. Дегтев В.Г., Бабушанов А.В., Коваленко И.А. Синтез полных гомологических рядов трехфазных обмоток // Вісник КДУ ім. Михайла Остроградського. Випуск 3/2010 (62). Частина 1. – С. 78-81.
10. Смірнов С.Б. Структурний синтез двофазних обмоток асинхронних двигунів // Автореферат дисертації на здобуття наук. ступ. канд. техн. наук. 2008.

Надійшла 09.09.2010

Луцик В'ячеслав Данилович, д.т.н., проф.  
Донбаський державний технічний університет  
кафедра електричних машин та апаратів,  
94204, Алчевськ, пр. Леніна, 16,  
тел.: (06442) 2-31-23  
e-mail: info@dgmi.edu.ua

V.D. Luschik

### Universal method of winding coefficients calculation.

The universal method of winding coefficients calculation is expounded, which is based on the use of imaginaries. A method is extraordinarily simple and allows to calculate the winding coefficients of any winding without an exception. Some publications of the last years which are devoted the calculations of winding coefficients are considered.

Key words – winding coefficients, calculations method.

## СИНХРОННИЙ КАСКАДНИЙ ДВИГУН З СУМІЩЕНИМИ ОБМОТКАМИ

*Розглянутий синхронний каскадний двигун з суміщеними обмотками. Приводяться результати експериментальних досліджень. Обґрунтовуються його переваги перед тихохідними синхронними двигунами.*

*Рассмотрен синхронный каскадный двигатель с совмещенными обмотками. Приведены результаты экспериментальных исследований. Обосновываются его преимущества по сравнению с тихоходными синхронными двигателями.*

Синхронні каскадні двигуни (СКД) відомі давно [1, 2]. Основна перевага їх – безконтактність. Однак із-за наявності двох магнітопроводів і чотирьох обмоток, по дві на кожний магнітопровід, масогабаритні та енергетичні показники цих двигунів значно гірші, ніж в традиційних синхронних машинах з контактними кільцями.

Розроблені останнім часом суміщені обмотки [3] і удосконалені для застосування в СКД з одним суміщеним магнітопроводом дозволили одержати СКД зі швидкістю обертання  $n = 500, 333, 250, 200, 166, 143, 125$  об/хв., які по масогабаритним та енергетичним показникам наближаються до синхронних двигунів з контактними кільцями такої ж частоти обертання. Статори каскадних двигунів технологічно не відрізняються від статорів серійних синхронних чи асинхронних двигунів, а ротор при виготовленні значно простіший. Додаткові переваги – відсутність контактних кілець і багато кращі пускові властивості.

Відомо, що при зменшенні швидкості обертання синхронного чи асинхронного двигуна приблизно пропорційно зменшується корисна потужність на валу двигуна. Це пояснюється тим, що при збільшенні числа пар полюсів  $p_1$  в тих же габаритах зменшується пропорційно магнітний потік  $\Phi$  на пару полюсів, тому збільшується кількість витків  $w_1$  для забезпечення необхідної величини  $E_1$  і відповідно  $U_1$ , що подається на двигун. Так як пазовий простір залишається приблизно незмінним, пропорційно зменшується поперечний переріз мідного проводу, і, відповідно, споживаний струм  $I_{1н}$ . Погіршуються енергетичні показники.

Так як в розглядуваній каскадній машині швидкість обертання магнітного поля  $2p_1$ -полюсної статорної обмотки в три рази більша швидкості обертання ротора, ця обставина виявляється додатковим позитивним фактором, що сприяє покращенню масогабаритних і енергетичних показників. Приблизно в 1,5 рази число витків фази статорної  $2p_1$ -полюсної обмотки каскадного двигуна менше порівняно з серійним синхронним двигуном однакової потужності і швидкості обертання [4].

Трифазну  $2p_1$ -полюсну обмотку статора першого каскаду, яка живиться від трифазної мережі, суміщують з однофазною  $2p_2$ -полюсною обмоткою статора другого каскаду, яка живиться постійним струмом, що є струмом збудження. Суміщена трифазно-однофазна  $2p_1/2p_2$ -полюсна обмотка в кожній фазі виконується із двох паралельних віток, які з'єднані в дві окремі паралельно з'єднані зірки з двома нульовими виводами з нейтральних точок. Принципова електрична схема такої суміщеної обмотки показана на рис. 1.

При подачі струму збудження в нульові виводи утворюється нерухоме  $2p_2$ -полюсне поле. Розроблені суміщені  $2p_1/2p_2$ -полюсні обмотки, у яких співвідношення чисел полюсів  $2p_1:2p_2=1:2$ . Найменше можливе число полюсів  $2p_1=4$ . При цьому  $2p_2=8$ . При  $2p_1=2$  і  $2p_2=4$  в машині будуть виникати магнітні вібрації.

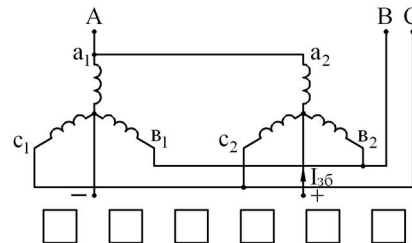


Рис. 1. Принципова електрична схема статорної обмотки

Роторна суміщена трифазна обмотка, що об'єднує дві трифазні роторні обмотки двох каскадів, повинна утворювати два магнітні поля числом полюсів  $2p_1$  і  $2p_2$ , які обертаються в протилежних напрямках. Така суміщена обмотка теж розроблена з оптимальним співвідношенням обмоткових коефіцієнтів для  $2p_1$  і  $2p_2$ -полюсного поля. Обмотка складається із окремих  $p_1+p_2$  короткозамкнених котушкових груп. Для  $2p_1=4$   $p_1+p_2=6$  (рис. 1).

При швидкості обертання, яка називається каскадною

$$n_k = \frac{60f_1}{p_1 + p_2} \quad (1)$$

$2p_2$ -полюсне поле, створене роторною обмоткою, буде нерухомим відносно статора. При подачі струму збудження  $I_{\delta}$  в обмотку статора виникає синхронний електромагнітний обертовий момент.

Експериментальний синхронний каскадний двигун був виконаний на магнітопроводі довжиною  $l_s = 107$  мм, внутрішній діаметр статора  $D = 154$  мм, зовнішній діаметр статора  $D = 228$  мм,  $Z_1 = 36$ ,  $Z_2 = 54$ .

Статорна обмотка показана на рис. 2

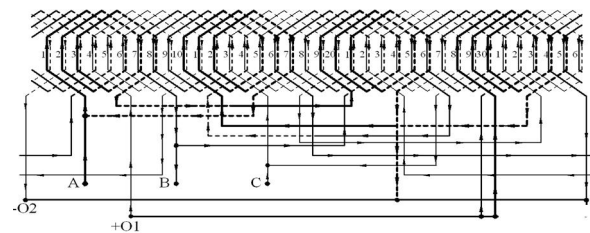


Рис. 2. Обмотка статора

Обмотковий коефіцієнт обмотки відносно  $2p_1$ -полюсного поля

$$K_{об1} = K_{p1} \cdot K_{ck.1} = \frac{\sin q_1}{q_1} \cdot \frac{\alpha_1}{2} \cdot \sin \frac{y_1}{\tau_1} 90^\circ = \quad (2)$$

$$= \frac{\sin 3 \cdot 10^\circ}{3 \sin 10^\circ} \cdot \sin \frac{5}{9} 90^\circ = 0,7392.$$

Для вирахування обмоткового коефіцієнту  $k_{об.2}$  для  $2p_2$ -полюсного поля, створеного струмом збу-

дження, потрібно позначити напрям струму  $I_{36}$  на подвійному  $2p_2$ -полюсному діленні. Кут

$$\alpha_2 = \frac{360^\circ \cdot p_2}{Z_1} = \frac{360^\circ \cdot 4}{36} = 40^\circ,$$

пази, в яких струм направлений вгору  $n = 3, 4, 5$ , пази, в яких струм направлений вниз,  $\kappa = 7, 8, 9$ . Загальне число активних провідників на подвійному  $2p_2$ -полюсному діленні  $N = 6$ . В результаті обчислень, використовуючи універсальну методику обчислення обмоткових коефіцієнтів [3], одержуємо  $k_{об.2} = 0,844$ .

Роторна обмотка (рис. 3) виконана із  $p_1+p_2 = 6$  короткозамкнених котушок, кожна із яких має три секції.

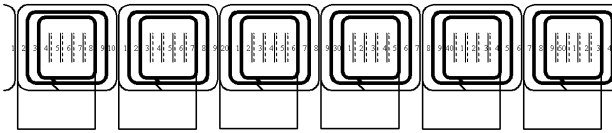


Рис.3. Схема обмотки ротора

Обмоткові коефіцієнти для  $2p_1$ -полюсного поля

$$(\alpha_1 = \frac{360^\circ \cdot p_1}{Z_2} = \frac{360^\circ \cdot 2}{54} = 13,33^\circ),$$

і для  $2p_2$ -полюсного поля

$$(\alpha_2 = \frac{360^\circ \cdot p_2}{Z_1} = \frac{360^\circ \cdot 4}{54} = 26,66^\circ),$$

вираховуються теж з допомогою універсальної методики розрахунку обмоткових коефіцієнтів, як для  $2p_1=4$ , так і для  $2p_2=8$   $n = 1, 2, 2, 3, 3$ ;  $\kappa = 8, 8, 9, 9, 10$ . Загальне число активних провідників однієї котушки  $N = 10$ . В результаті обчислень одержуємо

$$K'_{об.1} = 0,684, K'_{об.2} = 0,94.$$

Розкладаючи в ряд Фур'є МРС роторної обмотки, яка утворюється під дією статорного  $2p_1$ -полюсного поля, одержуємо співвідношення амплітуд  $2p_1$ -полюсного поля роторної обмотки  $F_1$  та  $2p_2$ -полюсного поля роторної обмотки  $F_2$ :  $F_1/F_2 = 1,455$ .

Роторна обмотка виконана проводом  $d_{рот} = 1,18$  мм, кількість витків у кожній котушці по секційно  $w_k = 8, 16, 16$ .

Статорна обмотка виконана проводом  $d_{ст} = 1,0$  мм, кількість витків в фазі  $w_\phi = 222$ , число витків в котушці  $w_k = 37$ .

В результаті експериментальних досліджень одержано:  $U_{1\phi} = 132$  В;  $I_{1л} = I_{1\phi} = 4,1$  А;  $P_1 = 755$  Вт;  $I_{36} = 9,6$  А; втрати в обмотці статора від струму збудження  $p_{36} = I_{36}^2 R_{00} = 9,6^2 \cdot 1,6 = 147$  Вт; сумарна споживана потужність  $\Sigma P = P_1 + p_{36} = 902$  Вт; корисна потужність  $P_2 = 740$  Вт; ККД  $\eta = 0,82$ .

Індукція в повітряному зазорі від  $2p_1$ -полюсного поля  $B_{\delta 1} = 0,43$  Тл. Ефективне значення струму в провідниках статорної обмотки

$$I_e = \sqrt{\left(\frac{I_1}{\alpha_1}\right)^2 + \left(\frac{I_{36}}{\alpha_2}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{4,1}{2}\right)^2 + \left(\frac{9,6}{3}\right)^2} = 3,8 \text{ А},$$

де  $\alpha_1$  – число паралельних віток фази  $2p_1$ -полюсної обмотки;  $\alpha_2$  – число паралельних віток відносно нульових виводів 01, 02.

Базовий асинхронний двигун, з магнітопроводу якого був виготовлений СКД, має номінальний струм  $I_{1н} = 6$  А. Обмотка його виготовлена із проводу  $d_{рот} = 1,18$  мм, паралельні вітки відсутні, щільність струму

$$j_1 = \frac{I_1}{S_1} = \frac{6}{1,093} = 5,49 \frac{\text{А}}{\text{мм}^2}.$$

В СКД щільність струму

$$j_1 = \frac{I_1}{S_1} = \frac{3,8}{0,785} = 4,84 \frac{\text{А}}{\text{мм}^2}.$$

Синхронний 12-полюсний двигун ( $n = 500$  об./хв.) явнопольсного виконання в габаритах даного магнітопроводу має потужність  $P_2 = 1000$  Вт. Недостатня корисна потужність СКД пояснюється тим, що в роторі використано мідного проводу в 2,2 рази менше, ніж в синхронному двигуні. На теперішній час планується виготовити секції роторної обмотки із мідних шин, щоб збільшити поперечний переріз міді в пазу в 1,64 рази. Секції із шин матимуть значно менший виліт лобових частин. В СКД крім обмотки, показаної на рис. 3, існує трифазна обмотка, виведена на контактні кільця, для дослідження двигуна в асинхронному режимі, тому суміщена обмотка має великий виліт лобових частин. В результаті секції із шин матимуть в 1,8 рази менший опір порівняно із секціями, виготовленими із мідного проводу.

Як показують розрахунки, при виготовленні обмотки із мідних шин буде досягнута корисна потужність  $P_2 = 1000$  Вт.

Крім статорної обмотки з відношенням чисел полюсів  $2p_1:2p_2 = 1:2$ , розроблена обмотка із співвідношенням чисел полюсів  $2p_1:2p_2 = 2:3$ , яка має кращі обмоткові коефіцієнти. Суміщена роторна обмотка для співвідношення  $2p_1:2p_2 = 2:3$  теж має більш високі обмоткові коефіцієнти порівняно з роторною обмоткою із співвідношенням  $2p_1:2p_2 = 1:2$ .

## ВИСНОВКИ

Розроблений і досліджений синхронний каскадний двигун з суміщеними магнітопроводами і обмотками, який по масогабаритним і енергетичним показникам наближається до показників багатопольсних синхронних двигунів з контактними кільцями. СКД більш простий при виготовленні, безконтактний, має набагато кращі пускові властивості.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Ч. II. – Л.: Энергия, 1973. – 648 с.
2. Красношарпа М.М. Асинхронно-синхронные машины каскадного типа // Тр. Третьей Всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам. Т. 2. – Рига: Знание. – 1966. – С. 237-244.
3. Луцик В.Д. Совмещенные электрические машины и аппараты. – К.: Техника, 1993. – 203 с.
4. Луцик В.Д., Семенов В.В. Новый тип тихоходного асинхронно-синхронного двигателя // Уголь України. – 2008. – №9. – С. 39-41.

Надійшла 09.09.2010

Луцик В'ячеслав Данилович, д.т.н., проф.

Іваненко Володимир Сергійович

Борзик Валерій Леонідович, м.н.с.

Донбаський державний технічний університет  
кафедра електричних машин та апаратів,

94204, Алчевськ, пр. Леніна, 16

тел.: (06442) 2-31-23, e-mail: info@dgmi.edu.ua

V.D. Luschik, V.S. Ivanenko, V.L. Borzik

### Synchronous cascade engine with combined winding.

A synchronous cascade engine with combined windings is considered. The results of experimental researches are resulted. Advantages of synchronous cascade engine with combined windings are grounded as compared to slow synchronous engines.

Key words – winding, synchronous cascade engine.



## АЛГОРИТМИЗИРОВАННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЛИНЕЙНОГО ИМПУЛЬСНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ КАК УДАРНОГО ИСТОЧНИКА СЛАБЫХ СЕЙСМИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

*Представлений лінійний імпульсний електродвигун, який слугує як джерело слабких сейсмічних коливань при пошуку корисних копалини. Сформульована його математична модель, що відповідає режиму ударного силового імпульсу. Розроблений алгоритм для чисельної реалізації цієї моделі і поданий приклад його розрахункового використання.*

*Представлен линейный импульсный электродвигатель, возбуждающий слабые сейсмоколебания при поиске полезных ископаемых. Сформулирована его математическая модель, соответствующая режиму ударного силового импульса. Разработан алгоритм для численной реализации этой модели и показан пример его расчетного использования.*

**Введение.** Рассматриваемый линейный импульсный электродвигатель (ЛИЭД) [1-3] играет роль рабочего органа электромеханического сейсмоисточника, возбуждающего в земной коре слабые колебания при поиске нефти и газа [4]. Структурная схема управления и электропитания ЛИЭД представлена на рис. 1, его конструкция в упрощенной форме – на рис. 2.

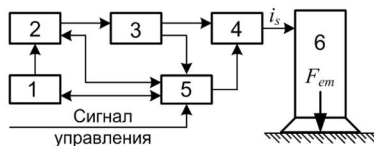


Рис. 1. Структурная схема электромеханического сейсмо-источника: 1 – источник электропитания;

2 – зарядное устройство; 3 – емкостной накопитель;

4 – тиристорный коммутатор; 5 – блок управления; 6 – ЛИЭД

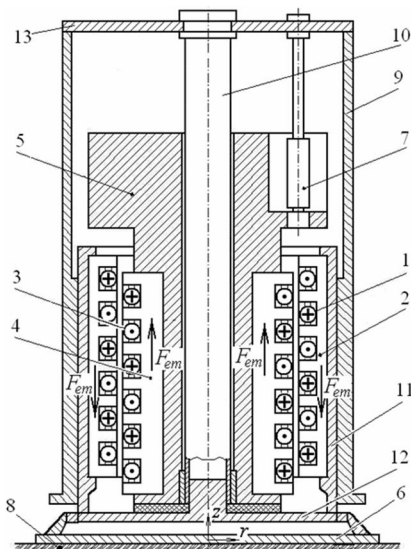


Рис. 2. Устройство ЛИЭД: 1, 3 – кольцевые обмотки якоря и реактора; 2, 4 – коаксиальные шихтованные сердечники якоря и реактора; 5 – внутренний каркас реактора, совмещенный с инерционной массой; 6 – опорный конус; 7 – амортизатор; 8 – грунт; 9 – корпус наружный; 10 – колона направляющая; 11 – корпус якоря; 12 – плита с направляющим стаканом; 13 – верхний щит

Электрическая энергия поступает от источника питания – синхронного генератора, запасается в емкостном накопителе и в виде мощных импульсов тока  $i_s$  подается на обмотки ЛИЭД. В нем электрическая энергия преобразуется в механические импульсы си-

лы  $F_{em}$ , возбуждающие в грунте упругие колебания.

Реактор со своим каркасом и инерционной массой образуют механическую систему с массой  $m_r$ . Якорь, жестко связанный через свой корпус с плитой и опорным конусом, – вторая механическая система с массой  $m_a$ . Наружный корпус, верхний щит и направляющая колонна образуют еще одну стационарную механическую систему, относительно которой якорь и реактор могут перемещаться: первый, скользя по внутренней поверхности наружного корпуса со скоростью  $v_r$ , второй – по направляющей колонне со скоростью  $v_a$ .

Ударные импульсы силы  $F_{em}$  заданного направления порождают взаимодействующие якорь и реактор [3], благодаря чередующимся направлениям тока в их обмотках (рис. 2). Под действием импульса силы реактор отскакивает вверх, а рабочее воздействие вниз на грунт оказывает силовая "отдача" якоря.

Отскок реактора демпфирует гидравлический амортизатор, но только после рабочего хода реактора с целью безударного возврата реактора в исходное положение. Рабочий ход реактора составляет примерно половину полюсного деления (полюсное деление  $\tau_p$  – шаг между осями соседних зубцов якоря или реактора). Якорь перемещается на значительно меньшее расстояние, равное упругой деформации грунта.

Главными функциональными параметрами ЛИЭД импульсного действия считаются амплитуда механической силы  $F_{emm}$ , длительность импульса  $t_{iem}$  этой силы, а также интегральный по времени  $t$  импульс силы [1, 2, 5]

$$S_{em} = \int_0^{t_{iem}} F_{em}(t) \cdot dt. \quad (1)$$

Аналитический расчет этих и других параметров по [1] для рассматриваемого ЛИЭД сопряжен со значительными допущениями, но необходим для исходного выбора размеров конструкции. Для более реалистичной оценки ЛИЭД и его последующего совершенствования задача должна решаться с одновременным учетом электромагнитных, механических и тепловых динамических процессов, часть из которых связана с нелинейно изменяющимися параметрами.

**Постановка задач исследования.** Целью данной работы является представление математической модели, характеризующей рабочий импульсный режим рассматриваемого ЛИЭД с учетом совокупности электромагнитных, механических и тепловых процессов, и ее преобразование в алгоритм, который только и позволяет производить анализ этого режима с воз-

возможностью варьирования комплексом необходимых параметров при учете их нелинейных взаимосвязей.

### Математическая модель ЛИЭД.

Емкостной накопитель энергии, обмотки, ферромагнитные сердечники и массы реактора и якоря – взаимосвязанная электромагнитно-механическая система ЛИЭД, схема которой представлена на рис. 3, а на рис. 4 отдельно вынесена его электрическая схема замещения.

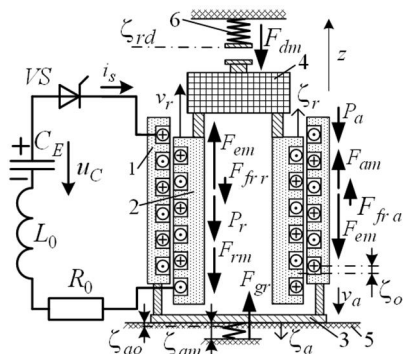


Рис. 3. Электромагнитно-силовая схема ЛИЭД: 1 – активная часть якоря; 2 – активная часть реактора; 3 – механическая часть якоря, воздействующая на грунт; 4 – инерционная масса реактора; 5 – грунт; 6 – демпфер

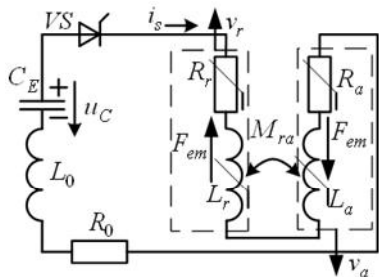


Рис. 4. Электрическая схема замещения ЛИЭД

Рабочий режим ЛИЭД в соответствии с его электросиловой схемой (рис. 3 и рис. 4) описывается системой электромагнитно-механических уравнений [6]:

$$\frac{d\Psi}{dt} + (R_r + R_a + R_0) \cdot i_s + L_0 \frac{di_s}{dt} + \frac{1}{C_E} \int i_s dt = U_{Co}; \quad (2)$$

$$F_{em} = P_r + F_{mr} + F_{fr_r} + F_{dm}; \quad (3)$$

$$F_{em} = F_{ma} + F_{gr} - P_a + F_{fr_a}, \quad (4)$$

где  $\Psi(\zeta, i_s)$  – результирующее магнитное потокоцепление (МПС) электрической цепи, складывающееся из собственных и взаимных магнитных потокоцеплений обмоток реактора и якоря;  $F_{em}(\zeta, i_s)$  – сила взаимодействия реактора и якоря, также как и МПС, двухпараметрическая функция тока  $i_s$  и взаимного аксиального смещения реактора и якоря  $\zeta$ ;  $R_r(\theta_r)$  и  $R_a(\theta_a)$  – сопротивления обмоток реактора и якоря, зависящие от их температур;  $U_{Co}$  – начальное напряжение конденсатора;  $R_0$  и  $L_0$  – сопротивление и индуктивность кабелей;  $F_{gr}(\zeta_a)$ ,  $F_{dm}(\zeta_r)$  – сила упругой реакции грунта под опорной плитой и демпфирующая сила амортизатора, являющиеся функциями индивидуальных аксиальных смещений якоря  $\zeta_a$  и реактора  $\zeta_r$ , соответственно;  $F_{fr_r} = k_{fr_r} \cdot v_r$ ;  $F_{fr_a} = k_{fr_a} \cdot v_a$  – силы динамического трения реактора и якоря об их направ-

ляющие (по сравнению с предыдущими силами оказались весьма малы);  $k_{fr_r}$ ,  $k_{fr_a}$  – коэффициенты этого трения. На реактор и якорь действуют также силы инерции  $F_{mr} = m_r a_r$ ,  $F_{ma} = m_a a_a$  и их весовые силы  $P_r = m_r g_{gr}$ ,  $P_a = m_a g_{gr}$ , где  $a_r$ ,  $a_a$  – ускорение движения реактора и якоря;  $g_{gr}$  – гравитационная постоянная.

С учетом того, что МПС  $\Psi(\zeta, i_s)$  зависит от временных функций взаимного аксиального смещения  $\zeta(t)$  реактора и якоря и тока  $i_s(t)$  в их последовательной цепи, в (1) производная преобразуется к виду  $\frac{d\Psi}{dt} = \frac{\partial\Psi}{\partial\zeta} \frac{d\zeta}{dt} + \frac{\partial\Psi}{\partial i_s} \frac{di_s}{dt} = e_v + e_L$ , где  $e_v = \frac{\partial\Psi}{\partial\zeta} \cdot \frac{d\zeta}{dt}$  – ЭДС движения, которая определяется с учетом скорости  $v_{ra} = \frac{d\zeta}{dt}$  относительного перемещения реактора и

якоря;  $e_L = L_{dif} \cdot \frac{di_s}{dt}$  – ЭДС самоиндукции, где выде-

лена  $L_{dif} = \frac{\partial\Psi}{\partial i_s}$  – дифференциальная индуктивность последовательно соединенных обмоток реактора и якоря, также зависящая от  $\zeta$  и  $i_s$ .

Кроме того, в (2) выделяется

$$u_C = U_{Co} - \frac{1}{C_E} \int i_s dt - \text{напряжение на зажимах конденсатора, а также } u_R = i_s(R_r + R_a + R_0) - \text{падение напряжения на сопротивлениях.}$$

При решении системы уравнений (2)–(4) наиболее трудоемким оказалось оперирование с функциями  $\Psi(\zeta, i_s)$  и  $F_{em}(\zeta, i_s)$ . Их пришлось заранее подготовить численно-полевыми расчетами [3, 7] с учетом насыщения сердечников при достаточно большом сочетании  $\zeta$  и  $i_s$  ( $21 \times 30$ ).

Частично зависимости  $\Psi(\zeta, i_s)$  даны на рис. 5, где  $F_n = i_s N_n / a_p$  – МДС на один паз и якоря, и реактора;  $N_n$ ,  $a_p$  – числа витков в пазу и параллельных ветвей обмоток;  $\Psi_w$  – МПС при одном витке на паз, тогда  $\Psi = \Psi_w N_n / a_p$ . Значение  $\zeta = 0$  соответствует положению "нейтрали", когда пазы находятся против зубцов, как на рис. 2 (для ориентировки –  $\tau_p = 84$  мм).

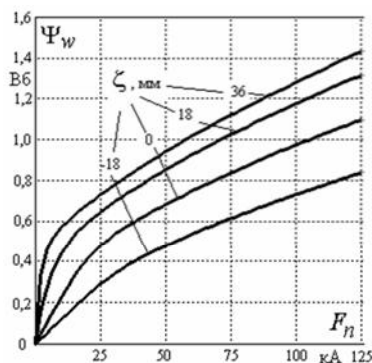


Рис. 5. Зависимости  $\Psi_w(F_n)$  при указанных значениях  $\zeta$

Принцип оперирования с производными МПС представлен в [8]. При итерационном расчете переходного процесса их значения при конкретных текущих значениях  $\zeta$  и  $i_s$  определялись на основе локальных аппроксимаций табличной функции  $\Psi(\zeta, i_s)$  кубическими полиномами отдельно по каждому из аргументов при фиксировании другого аргумента.

Основным движителем является упоминавшаяся сила  $F_{em}(\zeta, i_s)$ . Эта двухпараметрической функция готовилась аналогично МПС численно-полевыми расчетами [3] при таком же количестве соотношений  $\zeta$  и  $i_s$ . Частично зависимости  $F_{em}(\zeta, i_s)$  показаны на рис. 6, а при итерационном расчете переходного процесса для текущих значений  $\zeta$  и  $i_s$  сила  $F_{em}$  определялась, как и МПС в [8], локальными аппроксимациями табличной функции  $F_{em}(\zeta, i_s)$  кубическими полиномами.

К важнейшим силам относится сила реакции упругого грунта  $F_{gr}$ . Ее целиком адекватное определение в процессе расчета является практически невыполнимой задачей, так как  $F_{gr}$  в условиях эксплуатации зависит от целого ряда слабо прогнозируемых факторов. Поэтому для обеспечения расчетов ЛИЭД была принята гипотетическая зависимость силы  $F_{gr}(\zeta_a)$  от осевого смещения якоря. В исходном положении  $\zeta_a = 0$  (рис. 3), а при ударном режиме работы имеет место максимальная деформация грунта на  $\zeta_{am}$  (по экспериментальным данным – около 10-15 мм). При этом  $F_{gr}$  достигает максимального значения  $F_{grm}$ , которое задается на основе тестовых расчетов ЛИЭД и соответствует максимально возможной силе  $F_{em}$ .

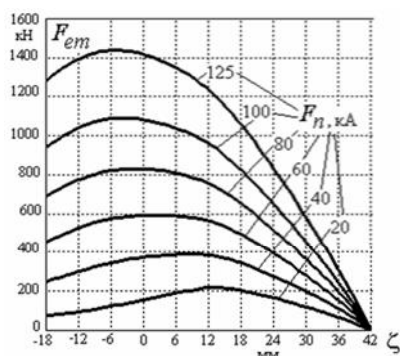


Рис. 6. Зависимости  $F_{em}(\zeta)$  при указанных значениях  $I_n$

Для прямого хода якоря с углублением опорной плиты в грунт была принята линейная зависимость  $F_{gr} = k_{res1}\zeta_a$  (линия 1 на рис. 7), где коэффициент упругости грунта  $k_{res1} = F_{grm}/\zeta_{am}$ . После ослабления силы  $F_{em}$  упругая сила  $F_{gr}$  отбрасывает якорь в исходное положение и на обратном ходе (линия 2 на рис. 7) принята параболическая функция  $F_{gr} = k_{res2}(\zeta_a - \zeta_{ao})^2$  с частично необратимой деформацией грунта  $\zeta_{ao}$ , где коэффициент упругости грунта  $k_{res2} = F_{grm} / (\zeta_{am} - \zeta_{ao})^2$ .

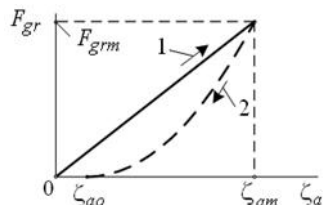


Рис. 7. Функция упругой реакции грунта

Амортизатор реактора действует уже после завершения ударного импульса ЛИЭД при его смещении до уровня контакта  $\zeta_{rd}$  (рис. 3). При гашении скорости и возврате реактора в исходное положение возможны различные функции демпфирующей силы  $F_{dm}$  в зависимости от принципа действия амортизатора. На данном этапе приняли функцию  $F_{dm} = F_{dmst} + F_{dmdin}$  с составляющими статической  $F_{dmst} = k_{dmst}P_r$  и динамиче-

ской  $F_{dmdin} = k_{dmv}v_r$ , где  $k_{dmv} = k_{Fm}F_{em}/v_{rd}$  – коэффициент демпфирования;  $k_{dmst}$ ,  $k_{Fm}$  – коэффициенты, определяющие эти силы в долях от веса реактора  $P_r$  и максимальной силы ЛИЭД  $F_{em}$ ;  $v_{rd}$  – скорость реактора при вступлении в контакт с амортизатором. Причем сила  $F_{dm}$  всегда направлена против движения: ее знак противоположен знаку скорости  $v_r$ . В рабочем интервале  $F_{dm} = 0$ , т.е. действие амортизатора не учитывается.

Ориентируясь на численно-итерационное решение, из дифференциального уравнения (2) выделили производную тока  $i_s$  по времени  $t$ :

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{u_C - u_R - e_v}{L_{dif} + L_o} \quad (5)$$

Из (3) и (4), с учетом выражений  $F_{mr}$ ,  $F_{ma}$ ,  $P_r$  и  $P_a$ , получаем ускорения движения реактора и якоря:

$$a_r = (F_{em} - F_{fr} - F_{dm})/m_r - g_{gr}; \quad (6)$$

$$a_a = (F_{em} - F_{gr} - F_{fa})/m_a + g_{gr}. \quad (7)$$

При достижении условия  $a_r > 0$  с момента времени  $t_r$  начинается движение реактора, при  $a_a > 0$  с момента времени  $t_a$  движется якорь. Их скорости

$$v_r = \int_{t_r}^t a_r dt; \quad v_a = \int_{t_a}^t a_a dt. \quad (8)$$

И начинаются их собственные смещения в указанных на рис. 3 направлениях:

$$\zeta_r = \int_{t_r}^t v_r dt; \quad \zeta_a = \int_{t_a}^t v_a dt, \quad (9)$$

что и дает рассматривавшееся выше взаимное смещение  $\zeta = \zeta_r + \zeta_a + \zeta_o$ , хотя, вообще, движение реактора и якоря возможно только при их нахождении в зонах  $\zeta_r > 0$  и  $\zeta_a > 0$ , соответственно.

Начальное смещение реактора  $\zeta_o$  из положения "нейтрали" в сторону, противоположную его движению, находилось из условия наиболее эффективной работы ЛИЭД и составило  $\zeta_o = -12$  мм.

Кроме описанных электромагнитных и механических процессов при расчете учитывается тепловой процесс, который приводит к увеличению температуры обмоток и кабелей и соответствующему изменению их сопротивлений. Быстротекущий процесс одного импульса считается адиабатическим и его расчет проводится по аналогии с [9] на основе комплекта исходных данных:  $m_{cr}$ ,  $m_{ca}$ ,  $m_{cc}$  – массы меди реактора, якоря и кабеля;  $T_{ro}$ ,  $T_{ao}$ ,  $T_{co}$ ,  $R_{ro}$ ,  $R_{ao}$ ,  $R_{co}$  – исходные температуры обмоток якоря и реактора, кабеля и их сопротивления при этих температурах;  $k_{pc}$ ,  $c_{pc}$  – температурный коэффициент сопротивления меди и ее удельная теплоемкость.

Тепловая энергия, выделившаяся в течение интервала времени  $dt$  в обмотках реактора, якоря и в кабеле, соответствующие приращения температуры и их температуры  $T_r$ ,  $T_a$ ,  $T_c$  определяются по известным формулам [9], которые представляются далее непосредственно в алгоритме, реализующем математическую модель.

Как отмечалось, оценка эффективности работы ЛИЭД обычно проводится по вырабатываемому импульсу силы (1). Но, благодаря разработанной алгоритмизированной математической модели, нами введена еще и более объективная оценка по импульсу силы, воздействующей непосредственно на грунт

$$S_{gr} = \int_0^{t_{img+}} F_{gr} dt, \quad (10)$$

где  $t_{img+}$  – время действия силы  $F_{gr}$  до того момента, пока якорь еще движется в грунт (т.е. на рис. 3 пока еще  $v_a > 0$ ).

Еще используется условный КПД ЛИЭД  $\eta = W_{gr} / W_{el}$ , где  $W_{el} = 0,5 \cdot C_E (U_{Co}^2 - U_{Crel}^2)$  – отданная конденсатором электрическая энергия ( $U_{Crel}$  – остаточное напряжение);  $W_{gr} = \int_0^{t_{img+}} F_{gr} v_a dt$  – механическая энергия деформации грунта.

В условиях сложной совокупности представленных уравнений и формул, дополненных необходимым комплектом начальных условий, переходный процесс рассчитывался в численной форме с использованием метода Рунге-Кутты 4 порядка для нахождения производной (5). И здесь основная проблема заключается в предварительном или пошаговом определении величин, входящих в эти уравнения.

**Алгоритм расчета ударного режима работы ЛИЭД.** Математическая модель даже представленного высокого уровня не может принести числовых результатов без эффективного алгоритма, ориентированного на программную реализацию с последующими расчетами на ЭВМ. Поэтому представим достаточно детально алгоритм расчета импульсного рабочего режима ЛИЭД, а, по сути – **алгоритмизированную математическую модель.**

1.  $k = 0$  – старт счетчика шагов интегрирования.

2. Инициализация начальных значений параметров в соответствии с установленными обозначениями:

$t = 0$ ;  $i_s = 0$ ;  $\zeta_a = 0$ ;  $\zeta_r = 0$ ;  $\zeta = \zeta_0$ ;  $u_C = U_{Co}$ ;  $u_R = 0$ ;  $T_r = T_{ro}$ ;  $T_a = T_{ao}$ ;  $T_c = T_{co}$ ;  $R_r = R_{ro}$ ;  $R_a = R_{ao}$ ;  $R_c = R_{co}$ ;  $R_s = R_r + R_a + R_c$ ;  $v_a = 0$ ;  $v_r = 0$ ;  $v_{ra} = 0$ ;  $e_v = 0$ ;  $F_{gr} = 0$ ;  $F_{dm} = 0$ ;  $k_{dmst} = 0,8$ ;  $k_{frm} = 0,02$ ;  $F_{frr} = 0$ ;  $F_{fra} = 0$ ;  $k_{fra} = k_{frr} = 100$  Н·с/м;  $S_{em} = 0$ ;  $S_{gr} = 0$ ;  $W_{gr} = 0$ .

3. При начальных значениях  $\zeta$  и  $i_s$  посредством специальной процедуры определяются производная функции МПС по  $\zeta$ , т.е.  $p_\zeta = \frac{\partial \Psi}{\partial \zeta}(i_s, \zeta)$  и дифференциальная индуктивность  $L_{dif} = \frac{\partial \Psi}{\partial i_s}(i_s, \zeta)$ .

4. Эквивалентная индуктивность  $L_s = L_0 + L_{dif}$  и условная постоянная времени  $\tau = L_s / R_s$  на начало возбуждения ЛИЭД.

5. Временной шаг интегрирования  $dt = k_\tau \cdot \tau$ , где  $k_\tau$  – коэффициент, задающий долю временного шага от  $\tau$  (установлено, что достаточным с запасом является  $k_\tau = 3 \cdot 10^{-4}$ ).

6. Начало итерационного процесса:  $k = k+1$  – номер шага интегрирования, а далее индекс  $k-1$  указывает на значение на предыдущем шаге (первый раз – начальное значение), индекс  $k$  – вновь найденное значение на текущем шаге.

7. В соответствии с методом Рунге-Кутты IV порядка производная тока  $i_s'$  находится на интервале  $dt_k$  четыре раза на основе выражения (5)

$$i_{s,n}' = (u_{C,n} - i_{s,n} \cdot R_{s,k-1} - e_{v,k-1}) / (L_0 + L_{dif,k-1}) \quad (11)$$

с использованием частных шагов, где используются

промежуточные значения тока

$$i_{s,n+1} = i_{s,n} + i_{s,n}' \cdot dt_n \quad (12)$$

и напряжения конденсатора

$$u_{C,n+1} = u_{C,k-1} - \frac{i_{s,k-1} + i_{s,n+1}}{2 \cdot C_E} dt_n, \quad (13)$$

где  $n$  – номер внутреннего шага в пределах интервала  $dt_k$ .

7.1. Первый раз при  $n = 1$  принимаются  $i_{s,1} = i_{s,k-1}$ ,  $u_{C,1} = u_{C,k-1}$  и в начале интервала при  $t_{k-1}$  определяется производная  $i_{s,1}'$  (11), используя которую при частичном шаге  $dt_1 = 0,5 \cdot dt_k$  определяются в середине интервала ток  $i_{s,2}$  (12) и напряжение  $u_{C,2}$  (13).

7.2. Второй раз при  $n = 2$ , используя найденные значения  $i_{s,2}$  и  $u_{C,2}$ , определяется  $i_{s,2}'$  (11) в середине интервала и с этим значением, приняв  $dt_2 = 0,5 \cdot dt_k$ , вновь идем до середины интервала, где определяем  $i_{s,3}$  (12) и  $u_{C,3}$  (13).

7.3. Третий раз при  $n = 3$  по найденным значениям  $i_{s,3}$  и  $u_{C,3}$  определяется  $i_{s,3}'$  (11) в середине интервала и с этим значением, приняв  $dt_3 = dt_k$ , идем уже до конца интервала, где определяем  $i_{s,4}$  (12) и  $u_{C,4}$  (13).

7.4. Четвертый раз при  $n = 4$  через найденные значения  $i_{s,4}$  и  $u_{C,4}$  определяется  $i_{s,4}'$  (11) в конце интервала.

В итоге и определяется на временном шаге  $dt_k$  производная  $i_{s,k}' = \frac{1}{6} (i_{s,1}' + 2 \cdot i_{s,2}' + 2 \cdot i_{s,3}' + i_{s,4}')$ .

8. Время от начала переходного процесса

$$t_k = t_{k-1} + dt_k.$$

9. Ток в последовательной цепи ЛИЭД

$$i_{s,k} = i_{s,k-1} + i_{s,k}' \cdot dt_k.$$

10. Напряжение конденсатора

$$u_{C,k} = u_{C,k-1} - \frac{i_{s,k-1} + i_{s,k}}{2 \cdot C_E} dt_k.$$

11. Эффективное значение тока в квадрате  $i_{sef,k}^2 = \frac{1}{3} (i_k^2 + i_k i_{k+1} + i_{k+1}^2)$  при линейном изменении на интервале  $dt_k$ .

12. Тепловая энергия, выделявшаяся за интервал в проводниках обмоток реактора, якоря и кабеля  $dQ_{r,k} = R_{r,k-1} \cdot i_{sef,k}^2 \cdot dt_k$ ;  $dQ_{a,k} = R_{a,k-1} \cdot i_{sef,k}^2 \cdot dt_k$ ;  $dQ_{c,k} = R_{c,k-1} \cdot i_{sef,k}^2 \cdot dt_k$ .

13. Приращение температуры в них  $dT_{r,k} = \frac{dQ_{r,k}}{c_{pc} m_{cr}}$ ;  $dT_{a,k} = \frac{dQ_{a,k}}{c_{pc} m_{ca}}$ ;  $dT_{c,k} = \frac{dQ_{c,k}}{c_{pc} m_{cc}}$ .

14. Новые температуры обмоток реактора, якоря и кабеля на конец интервала:  $T_{r,k} = T_{r,k-1} + dT_{r,k}$ ;  $T_{a,k} = T_{a,k-1} + dT_{a,k}$ ;  $T_{c,k} = T_{c,k-1} + dT_{c,k}$ .

15. Коэффициенты повышения температур провода обмоток реактора, якоря и кабеля по сравнению с исходными температурами:  $k_{Tr} = 1 + k_{pc} (T_{r,k} - T_{ro})$ ;  $k_{Ta} = 1 + k_{pc} (T_{a,k} - T_{ao})$ ;  $k_{Tc} = 1 + k_{pc} (T_{c,k} - T_{co})$ .

16. Сопротивления обмоток реактора, якоря и кабеля на конец интервала и их сумма:  $R_{r,k} = R_{ro} \cdot k_{Tr}$ ;  $R_{a,k} = R_{ao} \cdot k_{Ta}$ ;  $R_{c,k} = R_{co} \cdot k_{Tc}$ ;  $R_{s,k} = R_{r,k} + R_{a,k} + R_{c,k}$ .

17. Электромагнитная сила взаимодействия якоря и реактора  $F_{em,k}$  при имеющихся значениях  $\zeta_{k-1}$  и  $i_{s,k}$  определяется соответствующей процедурой интерполяции имеющейся табличной функции  $F_{em}(\zeta, i_s)$ .

18. Ускорение реактора

$$a_{r,k} = (F_{em,k} - F_{dm,k-1} - F_{fr,r,k-1}) / m_r - g_{gr}$$

19. В исходном положении при  $\zeta_r = 0$  реактор зафиксирован и ниже опуститься не может. Поэтому движение реактора возможно при  $\zeta_{r,k} > 0$  или при  $a_{r,k} > 0$ . Только при выполнении хотя бы одного из этих условий реактор движется со скоростью  $v_{r,k} = v_{r,k-1} + a_{r,k} \cdot dt_k$  и изменяет свое положение, т.е.  $\zeta_{r,k} = \zeta_{r,k-1} + v_{r,k} \cdot dt_k$ , иначе  $v_{r,k} = 0$  и изменения  $\zeta_r$  не происходит.

20. В начале процесса демпфирующая сила амортизатора реактора  $F_{dm,k} = 0$ . Тормозящая сила появляется при  $\zeta_{r,k} > \zeta_{rd}$ , причем если  $v_{r,k} > 0$ , то  $F_{dm,k} = k_{dmst} \cdot P_r + k_{dmv} \cdot v_{r,k}$ , если нет, то ее знак изменяется  $F_{dm,k} = -k_{dmst} \cdot P_r + k_{dmv} \cdot v_{r,k}$ , т.е. и при обратном движении эта сила замедляет движение. При достижении  $\zeta_{r,k} = 0$  реактор фиксируется.

21. Ускорение якоря

$$a_{a,k} = (F_{em,k} - F_{gr,k-1} - F_{fra,a,k-1}) / m_a + g_{gr}$$

22. Выше исходного положения  $\zeta_a = 0$  якорь подняться не может из-за наличия ограничителя. Поэтому при обратном движении, когда  $v_a < 0$ , и достижении  $\zeta_{r,a} = 0$  якорь принудительно останавливается и далее  $v_a = 0$ . В противном случае определяются скорость движения и перемещение якоря

$$v_{a,k} = v_{a,k-1} + a_{a,k} \cdot dt_k; \zeta_{a,k} = \zeta_{a,k-1} + v_{a,k} \cdot dt_k$$

23. При движении якоря вниз, т.е. при  $v_{a,k} > 0$ , сила упругой реакции грунта  $F_{gr,k} = k_{res1} \zeta_{a,k}$ , при смене знака  $v_a$  фиксируется достигнутые максимальные значения силы  $F_{grm}$  и углубления в грунт  $\zeta_{am}$ , через которые определяется коэффициент упругости грунта  $k_{res2} = F_{grm} / (\zeta_{am} - \zeta_{ao})^2$  и уровень остаточной деформации  $\zeta_{ao} = 0,2 \cdot \zeta_{am}$ . Далее при обратном движении, т.е. при  $v_{a,k} < 0$ , сила определяется по новой формуле  $F_{gr,k} = k_{res2} (\zeta_{a,k} - \zeta_{ao})^2$ , но по достижении  $\zeta_{a,k}$  уровня  $\zeta_{ao}$  принимается  $F_{gr} = 0$ .

24. Скорость относительного движения якоря и реактора и их взаимное смещение

$$v_{ra,k} = v_{r,k} + v_{a,k}; \zeta_k = \zeta_{r,k} + \zeta_{a,k} + \zeta_o$$

25. Производная функции МПС по взаимному смещению реактора и якоря  $p_{\zeta,k} = \frac{\partial \Psi}{\partial \zeta}(i_k, \zeta_k)$  и ЭДС движения  $e_{v,k} = p_{\zeta,k} \cdot v_{ra,k}$ .

26. Производная функции МПС по  $i_s$  – дифференциальная индуктивность  $L_{dif,k} = \frac{\partial \Psi}{\partial i_s}(i_k, \zeta_k)$ .

27. Силы динамического трения реактора и якоря

$$F_{fra,k} = k_{fra} \cdot v_{r,k}; F_{fra,k} = k_{fra} \cdot v_{a,k}$$

28. Импульс силы, развиваемой ЛИЭД (1), а также импульс силового воздействия на грунт (10):

$$S_{em,k} = S_{em,k-1} + 0,5 \cdot (F_{gr,k-1} + F_{gr,k}) \cdot dt_k;$$

$$S_{gr,k} = S_{gr,k-1} + 0,5 \cdot (F_{gr,k-1} + F_{gr,k}) \cdot dt_k,$$

причем для  $S_{gr}$  суммирование продолжается только

при вдавливания якоря в грунт, т.е. пока  $v_{a,k} > 0$ .

Энергия деформации грунта

$$W_{gr,k} = W_{gr,k-1} + (F_{gr,k-1} + F_{gr,k}) \cdot (v_{a,k} + v_{a,k}) \cdot dt_k / 4.$$

29. По каким-либо критериям проверяется, не пора ли прекратить итерационный процесс. Если достаточно расчета только рабочего импульса, то расчет прекращается при остановке якоря ( $\zeta_a = 0$ ), если интересуется и процесс торможения реактора, то при  $v_r = 0$ .

30. Если расчет не завершен, то происходит возврат на пункт б и итерационный процесс продолжается при новых значениях тока  $i_{s,k}$ , смещений  $\zeta_{a,k}$ ,  $\zeta_{r,k}$ ,  $\zeta_k$ , температур  $\theta_k$  и других величин.

**Тестовый расчет и его результаты.**

Для общего представления о расчетном варианте ЛИЭД (рис. 2) упомянем некоторые его параметры: зазор между сердечниками реактора и якоря – 2 мм; диаметр по зазору – 416 мм; длина сердечников – 533 мм;  $N_n = 14$ ;  $a_p = 3$ ;  $m_a = 750$  кг;  $m_r = 1500$  кг;  $U_{Co} = 1200$  В;  $C_E = 0,085$  Ф. Общая высота ЛИЭД около 2,6 м.

Графики функций, характеризующих протекание переходного процесса в рабочем интервале, даны на рис. 8-9. В этом интервале графики  $\zeta_a$  и  $v_a$  показывают, что якорь осуществил свое ударное действие и вернулся в исходное состояние. На рис. 10 показаны графики некоторых из этих же величин в значительно большем интервале с включением процесса торможения реактора и начала его возврата.

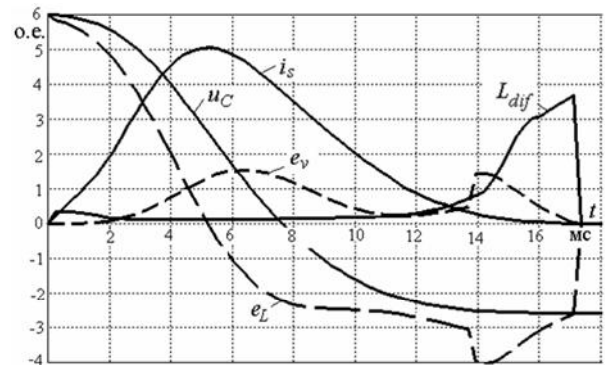


Рис. 8. Временные функции электрических величин

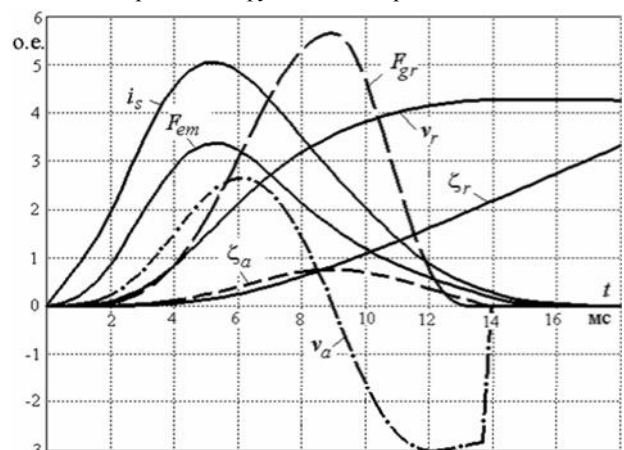


Рис. 9. Временные функции механических величин

Функции даны в относительных единицах (о.е.), но для числовой оценки дадим их максимальные значения: ток  $i_s - I_{smax} = 20,1$  кА, сила  $F_{em} - F_{emm} = 1008$  кН, сила  $F_{gr} - F_{grm} = 1690$  кН, скорости реактора  $v_r - v_{rm} = 4,28$  м/с и якоря  $v_a - v_{am} = 2,64$  м/с; сдвиг якоря



$\zeta_a - \zeta_{am} = 11,3$  мм; сдвиг реактора  $\zeta_r - \zeta_{rm} = 401$  мм;  $L_{dif} - L_{difm} = 3,41$  мГн;  $u_C - U_{Co} = 1200$  В;  $e_v - e_{vmax} = 306$  В;  $e_L - e_{Lmax} = 1200$  В, временной шаг интегрирования оставался постоянным и составлял  $dt = 0,008$  мс. Весь расчет на ЭВМ длится порядка 1 с.

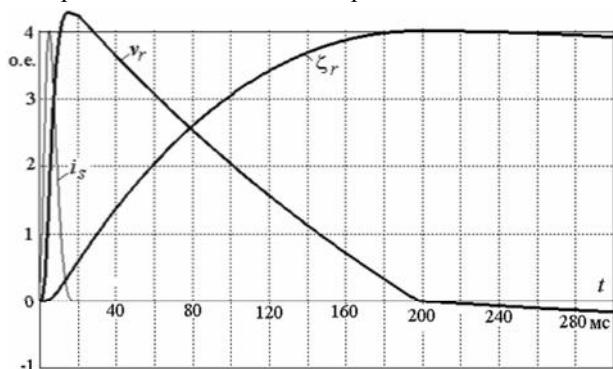


Рис. 10. Временные функции с участком торможения реактора и началом обратного движения

Кроме того, получено  $S_{em} = 6654$  Н·с;  $S_{gr} = 5513$  Н·с;  $\eta = 0,194$ , а также длительности импульсов для тока  $i_s - t_{imi} = 14,4$  мс; для силы  $F_{em} - t_{ime} = 13,2$  мс; для силы  $F_{gr} - t_{img} = 9,6$  мс. Принцип определения длительности поясняется на рис. 11 на примере временной функции тока. Точки, соответствующие 0,1 и 0,9 от максимального значения  $I_{smax}$ , соединяются на переднем и заднем фронтах. Пересечение полученных отрезков  $a_1a_2$  и  $b_1b_2$  с осью времени и дает длительность импульса.

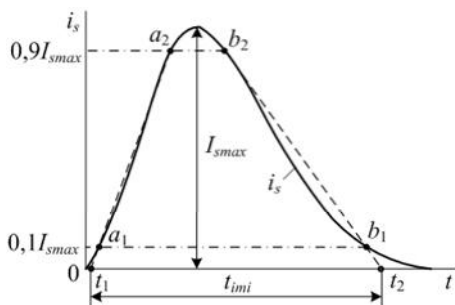


Рис. 11. Принцип определения длительности импульса

За один рабочий режим нагрев обмоток оказывается менее 1 градуса, несмотря на значительный максимум плотности тока – порядка  $125$  А/мм<sup>2</sup>. Однако при многократном повторении импульсов с периодом  $T_{imp} = 6$  с это приводит к значительно большему нагреву, соответствующим допустимым пределам избранного класса изоляции.

Отметим, что полученные электросиловые параметры рабочего ударного режима ЛИЭД по значениям и характеру изменения достаточно близки к соответствующим экспериментальным данным, измеренным на натурном образце ЛИЭД.

#### Выводы.

Представленные математическая модель и алгоритм позволяют эффективно исследовать динамический импульсный режим работы линейного электродвигателя, предназначенного для возбуждения в земной коре слабых сейсмических колебаний. Их особенностью является совокупность взаимосвязанных электромагнитных, механических и тепловых величин, в том числе имеется двухпараметрические нелинейные функции

магнитного потокоцепления и движущей силы.

Алгоритм позволяет варьировать значительным набором входных параметров разной природы, а также получать большой ряд выходных временных функций и интегральных параметров ЛИЭД, показывающих его процесс работы и ее эффективность не только непосредственно как двигателя, но и как источника ударного воздействия на грунт.

Все это дает возможность в достаточно полной мере проводить исследование рабочего импульсного режима ЛИЭД и является основанием для проведения всестороннего расчетного анализа этого режима.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бару Ю.А., Мельник А.К., Ткаченко В.П., Ткаченко С.В., Фатенко А.Ю., Осташевский Н.А. Линейные импульсные электродинамические двигатели для невзрывных источников сейсмических колебаний // Вестник НТУ "ХПИ". Электроэнергетика и преобразовательная техника. – 2006. – № 38. – С. 83-92.
2. Бару Ю.А., Мельник А.К., Ткаченко С.В., Милых В.И. Выбор типа и основных параметров линейного импульсного электродвигателя для невзрывных сейсмоисточников // Электротехника і електромеханіка. – 2008. – № 3. – С. 41-44.
3. Милых В.И., Ткаченко С.В. Силовые взаимодействия в линейном электродвигателе для источников сейсмических колебаний // Электротехніка і електромеханіка. – 2008. – №6. – С. 36-39.
4. Невзрывные источники сейсмических колебаний. Справочник / Под ред. М.Б. Шнеерсона. – М.: Недра, 1992.
5. Райхер Л.Д. К вопросу о выборе оптимальных параметров импульсных излучателей колебаний электродинамического типа // Вопросы методики и техники геофизических исследований. – Вып. 2. – М.: ВИЭМС, 1970.
6. Милых В.И., Ткаченко С.В. Математическая модель работы линейного импульсного электродвигателя для источника сейсмических колебаний // Темат. вип. наук.-техн. журналу "Електроінформ". – Львів: ЕКОінформ. – 2009. – С.282-284.
7. Милых В.И., Ткаченко С.В. Анализ магнитного поля в линейном электродвигателе для источников сейсмических колебаний // Электротехніка і електромеханіка. – 2009. – №2. – С. 43-47.
8. Милых В.И., Ткаченко С.В. Математическое обеспечение численного анализа импульсного возбуждения линейного электродвигателя с двухпараметрической функцией магнитного потокоцепления // Вісник Кременч. держ. ун-ту ім. М. Остроградського. – 2010. – Вип. 3/2010(62). Част. 2. – С. 70-73.
9. Милых В.И. Исследование импульсного режима возбуждения линейного электродвигателя // Электротехніка. – 1994. – № 10. – С. 3-9.

Поступила 06.12.2010

Милых Владимир Иванович, д.т.н., проф.  
Ткаченко Сергей Валериевич  
Национальный технический университет  
"Харьковский политехнический институт"  
кафедра "Электрические машины"  
61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21  
тел. (057) 707-65-14; e-mail: mvikpi@kpi.kharkov.ua

V.I. Milykh, S.V. Tkachenko

**The algorithmic mathematical model of a linear impulsive electric motor as a shock source of small seismic oscillations.**  
A linear impulsive electric motor, creating small seismic oscillations for a search of minerals, is presented. His mathematical model, which corresponds to the shock power impulse mode, is formulated. The algorithm is developed for numeral realization of this model and the example of his calculation use is shown.  
**Key words** – linear impulsive electric motor, mathematical model, algorithm, calculation.

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАСЧЕТНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ТОКОВ ОДНОФАЗНЫХ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЙ, КОММУТИРУЕМЫХ ЛИНЕЙНЫМ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕМ ПРИ ГРОВОУХ ОТКЛЮЧЕНИЯХ ВОЗДУШНОЙ ЛИНИИ

*Визначені формули для розрахунку значень струму однофазного короткого замикання, що комутує вимикач у випадку грозових відключень повітряної лінії електропередавання.*

*Получены формулы для расчета значений тока однофазного короткого замыкания, коммутируемого выключателем при грозовых отключениях воздушной линии электропередачи.*

### ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

Нормирование заземления на воздушной линии (ВЛ) электропередачи напряжением 110 кВ и выше, в частности, выбор наибольшего значения сопротивления растеканию заземляющих устройств (ЗУ) опор ВЛ, производится в зависимости от удельного эквивалентного сопротивления земли вдоль трассы ВЛ [1, 2]. При этом функциональным назначением заземления опор ВЛ определен отвод в грунт токов молнии. Такой подход к нормированию не ставит в соответствие показатели грозоупорности и средства грозозащиты ВЛ 110-750 кВ с надежностью электроснабжения потребителей. Как результат этого [3] – различие в числе грозовых отключений ВЛ 110-330 кВ, выполненных на опорах различной конструкции, но имеющих одинаковые сопротивления заземления в пределах 10-30 Ом, составляет несколько раз. В связи с этим в работе [3] предложено альтернативное решение задачи выбора наибольшего значения сопротивления растеканию ЗУ опор ВЛ электропередачи по критерию обеспечения готовности оборудования энергосистемы, который реализуется в виде нормированной периодичности ремонта линейных выключателей. Это означает, что за межремонтный период происходит полное исчерпание коммутационного ресурса выключателя присоединения ВЛ, долевого участие в котором составляют отключения токов однофазных коротких замыканий (КЗ) при грозе. Отсюда – задача определения наибольших значений токов однофазных КЗ, коммутируемых выключателем при грозовых отключениях ВЛ в зависимости от положения точки КЗ на ВЛ.

### АНАЛИЗ ПУБЛИКАЦИЙ

В работе [3] при оценке использования коммутационного ресурса выключателя применяется начальное действующее значение периодической составляющей тока трехфазного КЗ. Положение о расчетном виде КЗ при выборе наибольшего значения сопротивления ЗУ опор ВЛ является принципиальным. Действительно, при ударе молнии в опору ВЛ, в трос вблизи опоры или в трос в средней части пролета в случае обратного перекрытия линейной изоляции с опоры на провод из-за перенапряжений, обусловленных протеканием тока молнии по опоре и перехода импульсной дуги в силовую дугу, происходит однофазное КЗ на землю через сопротивление дуги [4]. Поскольку при грозовых поражениях ВЛ в случае её отключения (или отключения одной фазы с однофазным автоматическим повторным включением) имеет место одно-

фазное КЗ на землю, то в цепи тока нулевой последовательности в зависимости от способа заземления грозозащитного троса оказывается включенным или сопротивление заземления опоры ВЛ, или входное сопротивление системы "трос-опоры" [5] и сопротивление дуги. Руководящие указания [6] применительно к расчету периодической составляющей тока при несимметричных КЗ допускают не учитывать активные сопротивления различных элементов расчетной схемы, поскольку результирующие эквивалентные индуктивные сопротивления расчетной схемы относительно точки КЗ значительно превышают результирующие активные сопротивления. Применительно к рассматриваемой задаче указанное выше допущение заведомо не приемлемо при сопротивлениях заземления опор в пределах 10-30 Ом. Учет в цепи тока нулевой последовательности сопротивления, включенного в месте однофазного КЗ на ВЛ электропередачи, был произведен в работе [7], однако он ограничен частным случаем одноцепной ВЛ.

**Целью статьи** является вывод формул для определения расчетных значений токов однофазного КЗ, коммутируемого выключателем присоединения ВЛ электропередачи, по мере удаления места замыкания на ВЛ от шин источника питания и с учетом значения сопротивления, включенного в месте КЗ.

### ГРОВОУЕ ОТКЛЮЧЕНИЯ НА ОДНОЦЕПНОЙ ВЛ

Определение расходования ресурса выключателя присоединения ВЛ электропередачи при грозовых отключениях производится на основании информации о значениях коммутируемых токов однофазного КЗ. Условия выбора выключателя по отключающей способности при одном выключателе на присоединение следующие: выключатель должен быть рассчитан на отключение тока трехфазного (или однофазного [6]) КЗ равного суммарному току КЗ на сборных шинах электроустановки минус ток КЗ, подтекающий по коммутируемой выключателем линии [8]. Выключатель присоединения ВЛ при грозовых отключениях будет коммутировать токи однофазного КЗ, наибольшее значение которых определяется при однофазном КЗ непосредственно за выключателем, а все остальные значения зависят от места замыкания на ВЛ и спадают по мере перемещения места КЗ от шин рассматриваемой электроустановки (источник питания) к шинам приемной подстанции, достигая при этом наименьшего значения.

Определение значений токов однофазного КЗ, коммутируемых линейным выключателем Q1 источ-

ника питания С1, по мере перемещения места КЗ от шин рассматриваемой подстанции (удаления  $l$ ) выполним для следующей расчетной схемы (рис. 1). При этом отмечаем, что в месте однофазного КЗ на ВЛ будет включено некоторое сопротивление, значение которого зависит от ряда факторов: способа заземления грозозащитного троса, значений сопротивления дуги в месте КЗ и сопротивления растеканию ЗУ опор ВЛ.

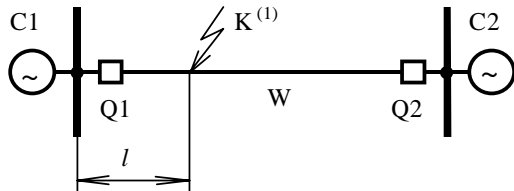


Рис. 1. Исходная схема для расчета начального действующего значения периодической составляющей тока однофазного КЗ

Рассмотрим распределение токов прямой и нулевой последовательности при однофазном КЗ через дугу сопротивлением  $R_d$  на ВЛ  $W$  и найдем начальное действующее значение периодической составляющей тока КЗ, коммутируемого выключателем Q1. При этом предполагаем, что ВЛ имеет грозозащитный трос, заземленный по всей длине, а сопротивления заземления опор и длины пролетов ВЛ одинаковые, т.е. четырехполносники "трос-опоры" однородны.

В общем случае грозовое отключение ВЛ при прямом попадании молнии в каждую из опор ВЛ (или трос вблизи неё) можно рассматривать как одинаково вероятное событие. Другими словами, при определении значений токов однофазного КЗ, коммутируемых линейным выключателем при грозовых отключениях одноцепной ВЛ, рассматриваем варианты грозовых перекрытий от первой до  $n$ -й опоры ВЛ, отсчитывая их от шин источника С1 (см. рис. 1). Исходная схема для определения значений токов нулевой последовательности при однофазном КЗ на  $i$ -й опоре одноцепной ВЛ с заземленным по всей длине грозозащитным тросом, приведена на рис. 2. В схеме обозначены:

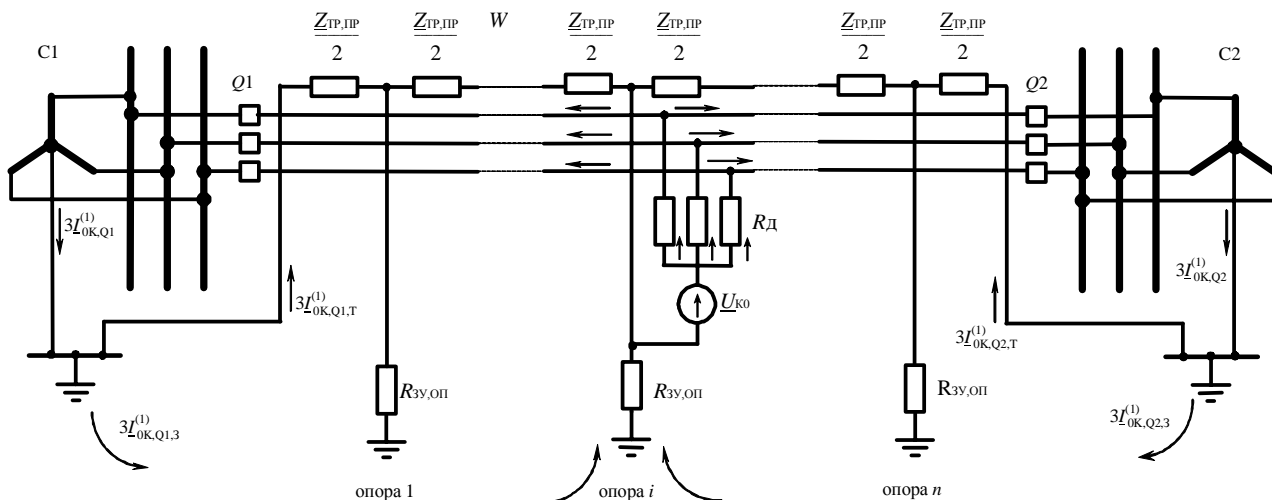


Рис. 2. Исходная схема для расчета значений токов нулевой последовательности в цепи линейного выключателя при однофазном КЗ на  $i$ -й опоре одноцепной ВЛ с заземленным по всей длине грозозащитным тросом

$R_{ЗУ,оп}$  – сопротивление растеканию ЗУ одной опоры ВЛ;  $Z_{ТР,ПР}$  – продольное сопротивление грозозащитного троса на длине пролета ВЛ;  $I_{0К,Q1,3}^{(1)}$ ,  $I_{0К,Q2,3}^{(1)}$ ,  $I_{0К,Q1,T}^{(1)}$  и  $I_{0К,Q2,T}^{(1)}$  – токи нулевой последовательности, возвращающиеся через землю и по тросу данной линии;  $U_{к0}$  – напряжение нулевой последовательности в месте однофазного КЗ.

Используя метод симметричных составляющих [9] начальное действующее значение периодической составляющей тока однофазного КЗ, коммутируемого линейным выключателем (для выключателя Q1) при грозовом перекрытии на  $i$ -й опоре для рассматриваемого исполнения ВЛ, определим на основании комплексной схемы замещения, в которой сохранены обозначения как и в предыдущих схемах. Комплексная схема замещения показана на рис. 3.

В данной схеме дополнительно к предыдущим обозначены (см. рис. 1):  $Z_{1W1}$ ,  $Z_{0W1}$  – сопротивления прямой и нулевой (без троса) последовательностей участка ВЛ  $W$  от шин источника питания С1 до места однофазного КЗ ( $i$ -я опора);  $Z_{1W2}$ ,  $Z_{0W2}$  – аналогично, но от шин источника питания С2;  $Z_{0W1}^{(T)}$ ,  $Z_{0W2}^{(T)}$  – тоже, что и  $Z_{0W1}$ ,  $Z_{0W2}$ , но с учетом троса;  $Z_{T0W1}$ ,  $Z_{T0W2}$  – сопротивления нулевой последовательности троса на участке ВЛ от шин источников питания С1 и С2 соответственно до места однофазного КЗ;  $Z_{ПТ0W1}$ ,  $Z_{ПТ0W2}$  – сопротивление взаимной индукции нулевой последовательности между проводом линии и тросом на соответствующих, указанных выше, участках ВЛ  $W$ ;  $Z_{ВХ,i-1,1}$ ,  $Z_{ВХ,i+1,n}$  – входное сопротивление системы "трос-опоры" от ( $i-1$ )-й опоры до 1-й опоры и от ( $i+1$ )-й опоры до  $n$ -й опоры ВЛ  $W$  соответственно (см. рис. 2);  $Z_{1C1}$ ,  $Z_{1C2}$ ,  $Z_{0C1}$ ,  $Z_{0C2}$  – сопротивления прямой и нулевой последовательностей, характеризующие сеть С1 и С2;  $Z_{1\Sigma}$ ,  $Z_{0\Sigma}$  – результирующие сопротивления схем замещения прямой и нулевой последовательностей;  $I_{1К,Q1,i}$  и  $I_{0К,Q1,i}$  – токи прямой и нулевой последовательностей в цепи выключателя Q1;  $U_{ср,ном} = U_{ср,ном}$  – средненоминальное напряжение.

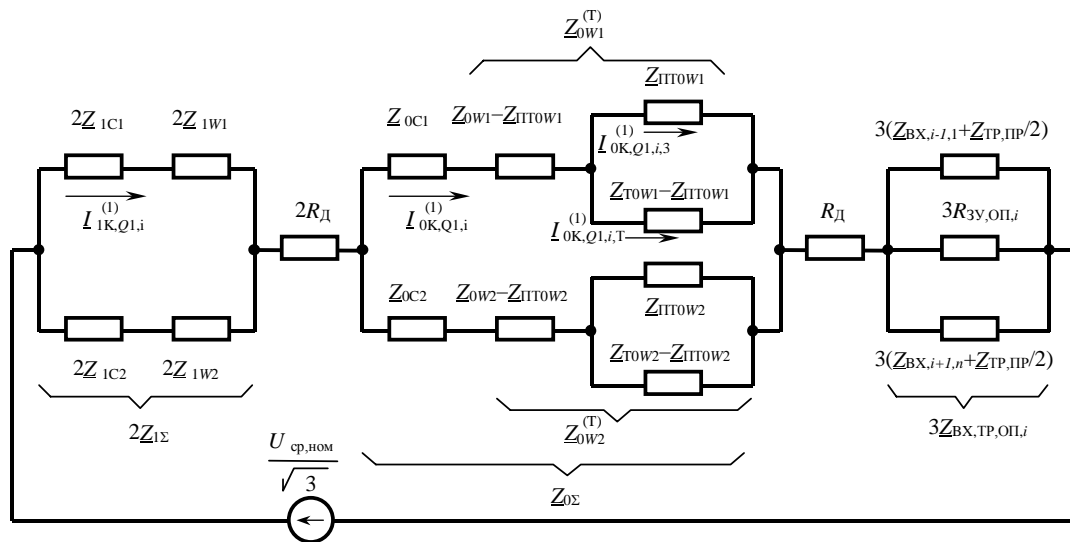


Рис. 3. Комплексная схема замещения для определения начального действующего значения периодической составляющей тока однофазного КЗ в цепи выключателя при грозовом перекрытии на  $i$ -й опоре

Начальное действующее значение периодической составляющей тока однофазного КЗ в цепи рассматриваемого выключателя присоединения ВЛ при КЗ на  $i$ -й опоре ВЛ составит (см. рис. 3):

$$I_{K,Q1,i}^{(1)} = 2I_{1K,Q1,i}^{(1)} + I_{0K,Q1,i}^{(1)} = \frac{U_{cp,ном} / \sqrt{3}}{2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma} + 3R_d + 3Z_{BX,TP,OP,i}} \times \left( 2 \frac{Z_{1C2} + Z_{1W2}}{Z_{1C1} + Z_{1C2} + Z_{1W}} + \frac{Z_{0C2} + Z_{0W2}^{(T)}}{Z_{0C1} + Z_{0C2} + Z_{0W}^{(T)}} \right) \quad (1)$$

В выражении (1) учтено, что  $Z_{1W1} + Z_{1W2} = Z_{1W}$  и  $Z_{0W1}^{(T)} + Z_{0W2}^{(T)} = Z_{0W}^{(T)}$ .

Выполним анализ использования выражения (1) при расчете рассматриваемой составляющей тока однофазного КЗ. Комплексная схема замещения (см. рис. 3) составлена в предположении, что трос рассматривается как независимая однородная линия "провод-земля"; заземленные тросы при этом являются как бы короткозамкнутой обмоткой воздушного трансформатора, первичной обмоткой которого служат провода линии [9]. Токи, протекающие по тросам данной линии  $I_{0K,Q1,i,T}^{(1)}$  и через землю  $I_{0K,Q1,i,3}^{(1)}$  находятся между собой в постоянном соотношении. Элементы схемы, обозначенные сопротивлением  $3Z_{BX,TP,OP,i}$ , представляют собой утроенные параллельно соединенные: сопротивление растеканию ЗУ  $i$ -й опоры и входные сопротивления систем "трос-опоры" от  $(i-1)$ -й опоры до 1-й опоры и от  $(i+1)$ -й опоры до  $n$ -й опоры соответственно, включенные за сопротивлением  $Z_{TP,ПP}/2$ . Входное сопротивление системы "трос-опоры" вычислим на основании теории четырехполюсников, приняв в качестве математической модели этой системы симметричную однородную цепочечную схему, каждый элемент которой представлен Т-образной схемой замещения, как это сделано в работах [10, 11], с продольными сопротивлениями  $Z_{TP,ПP}/2$  и поперечным сопротивлением  $R_{3y,OP}$ . В этом случае входное сопротивление будет:

$$Z_{BX} = \frac{Z_H Z_C + Z_C^2 \operatorname{th} mg}{Z_C + Z_H \operatorname{th} mg}, \quad (2)$$

где  $Z_C = \sqrt{Z_{TP,ПP} R_{3y,OP} + \frac{Z_{TP,ПP}^2}{4}}$  – волновое сопротивление схемы;

$g = \sqrt{Z_{TP,ПP} / R_{3y,OP}}$  – коэффициент передачи элемента цепной схемы;  $m$  – число элементов цепной схемы (число опор в системе "трос-опоры");  $Z_H$  – сопротивление нагрузки цепочечной схемы равно либо сопротивлению растеканию ЗУ источника питания С1 или С2 ( $R \rightarrow 0$ ) либо входному сопротивлению участка с другими значениями  $Z_{TP,ПP}$  или  $R_{3y,OP}$  для рассматриваемой ВЛ, если такой имеется.

Наличие в схеме замещения (см. рис. 3) параллельных цепочек, образующих сопротивление  $3Z_{BX,TP,OP,i}$ , отражает то, что токи, протекающие по тросам данной линии и через землю не находятся между собой в постоянном соотношении. Однако, как показал анализ, при реальных соотношениях значений  $Z_{TP,ПP}$  и  $R_{3y,OP}$  (приняты близкие к наибольшим для ВЛ 110 кВ [5, 12]:  $Z_{TP,ПP} = (0,228 + j0,114)$  Ом и  $R_{3y,OP} = 30$  Ом) указанное выше соотношение токов стабилизируется при  $m \approx 10$ , что позволяет без особой погрешности рассматривать трос как независимую однородную линию "провод-земля".

Если однофазное КЗ происходит на 1-й опоре или  $n$ -й опоре рассматриваемой ВЛ, то выражение (1) справедливо:  $Z_{BX,i-1,1} = 0$  или  $Z_{BX,i+1,n} = 0$ , а все остальные элементы, образующие сопротивление  $3Z_{BX,TP,OP,i}$ , имеют соответствующие конечные значения.

#### ГРОВОЫЕ ОТКЛЮЧЕНИЯ НА ДВУХЦЕПНОЙ ВЛ

Расчет начального действующего значения периодической составляющей тока однофазного КЗ в цепи выключателя присоединения одной из цепей двухцепной ВЛ производится с учетом влияния взаимной индукции от параллельной цепи. Рассматриваем далее варианты грозовых перекрытий от 1-й до  $n$ -й опоры ВЛ, как и ранее отсчитывая их от шин источ-

ника С1 (см. рис. 1) и имея в виду, что через  $W$  теперь обозначена одна из цепей двухцепной ВЛ. Будем исходить из идентичности параллельных цепей ( $Z_{0WI} = Z_{0WII} = Z_{0W}$ ). Кроме того, поскольку удельное число грозовых отключений одновременно двух цепей в 2,5-7,5 раз меньше числа отключений одной цепи (в зависимости от класса напряжения – соответственно для ВЛ 110 – ВЛ 330 кВ) [3], анализируем только КЗ на одной из цепей. В этом анализе можно выделить два наиболее характерных случая:

- 1) магнитно-связанные цепи линии электропередачи соединены электрически по концам;
- 2) магнитно-связанные цепи линии электропередачи соединены на одном конце.

Первый случай, как правило, имеет место для ВЛ 330 кВ, по которым осуществляется межсистемные или внутрисистемные транзиты мощности, а второй – для ВЛ 110 (220) кВ, питающих понизительные двухтрансформаторные подстанции. Применительно к этим случаям и рассмотрим определение значений токов однофазных КЗ, коммутируемых линейным выключателем при грозовом перекрытии на одной из цепей двухцепной ВЛ.

*Магнитно-связанные цепи линии электропередачи соединены электрически по концам.*

В соответствии со структурой выражения (1) решение задачи определения значений токов однофазных КЗ на одной из цепей двухцепной ВЛ требует как определения суммарного сопротивления схемы замещения нулевой последовательности относительно точки КЗ (опоры от 1-й до  $n$ -й), так и распределения составляющих тока нулевой последовательности между параллельными цепями ВЛ с учетом магнитной связи между ними (сопротивления взаимной индукции  $Z_{0M}$ ).

Решим вначале задачу определения составляющей тока нулевой последовательности в цепи линейного выключателя при однофазном КЗ на одной из цепей двухцепной ВЛ для принятых ранее расчетных условий. Имеем в соответствии с [13, 14] учет взаимной индукции двух цепей ВЛ по схемам рис. 4.

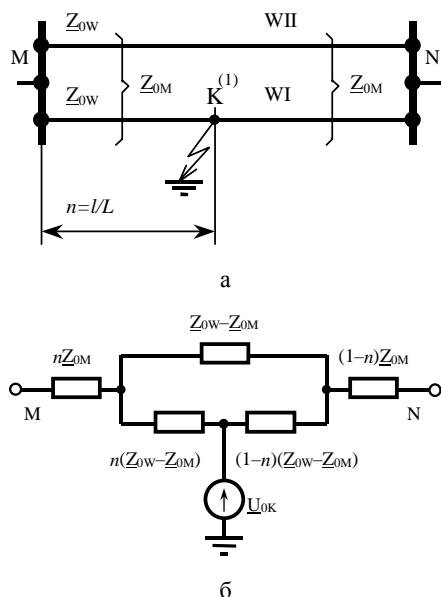


Рис. 4. КЗ на одной из цепей двухцепной ВЛ: исходная схема (а); схема замещения нулевой последовательности (б)

В схемах (см. рис. 4) через  $n = l/L$  обозначена относительная длина участка ВЛ (общей длиной  $L$ ) от ее левого конца до точки КЗ, где приложено напряжение нулевой последовательности  $U_{0к}$ . Учет грозозащитного троса двухцепной ВЛ позволяет свести согласно [9] исходную задачу к задаче с двумя магнитно-связанными цепями WI и WII при отсутствии троса. При этом схема замещения сохраняет тот же вид, что и двухцепная ВЛ без троса, но сопротивления её ветвей определяются с учетом троса. Это позволяет далее не акцентировать внимание на учете троса. Результирующее сопротивление схемы замещения нулевой последовательности относительно рассматриваемой точки КЗ  $Z_{0\Sigma}$  найдем после преобразования треугольника сопротивлений в звезду и учета источников питания С1 и С2 (см. рис.1 и 4), т.е. для схемы на рис. 5.

Результирующее сопротивление  $Z_{0\Sigma}$  будет равно:

$$Z_{0\Sigma} = \frac{\left[ Z_{0C1} + \frac{n}{2}(Z_{0W} + Z_{0M}) \right] \left[ Z_{0C2} + \frac{1-n}{2}(Z_{0W} + Z_{0M}) \right]}{Z_{0C1} + Z_{0C2} + \frac{1}{2}(Z_{0W} + Z_{0M})} + \frac{n(1-n)}{2}(Z_{0W} - Z_{0M}) \quad (3)$$

Результирующее сопротивление схемы замещения прямой (обратной) последовательности относительно рассматриваемой точки КЗ  $Z_{1\Sigma} = Z_{2\Sigma}$  найдем в соответствии со схемой на рис. 6.

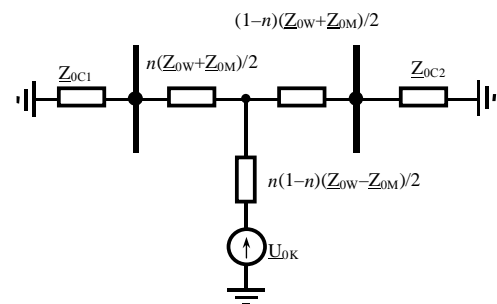


Рис. 5. Схема замещения нулевой последовательности при однофазном КЗ на одной из цепей двухцепной ВЛ

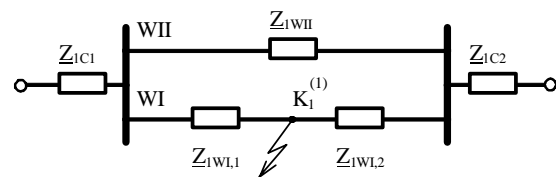


Рис. 6. Схема замещения прямой (обратной) последовательности при однофазном КЗ на одной из цепей двухцепной ВЛ

Выполнив в схеме (см. рис.6) преобразования аналогичные предыдущим получим сопротивление  $Z_{1\Sigma}$ , которое на основании принятого допущения об идентичности параллельных цепей ( $Z_{1WI} = Z_{1WII} = Z_{1W}$ ) будет равно:

$$Z_{1\Sigma} = \frac{\left( Z_{1C1} + \frac{Z_{1W1}}{2} \right) \left( Z_{1C2} + \frac{Z_{1W2}}{2} \right)}{Z_{1C1} + Z_{1C2} + \frac{Z_{1W}}{2}} + \frac{Z_{1W1} \cdot Z_{1W2}}{2Z_{1W}} \quad (4)$$



В общем случае двухцепной ВЛ с грозозащитным тросом, заземленным по всей длине, и однородности четырехполюсников "трос-опоры" начальное действующее значение периодической составляющей тока однофазного КЗ в месте грозового поражения на  $i$ -й опоре ВЛ будет составлять:

$$\begin{aligned} I_{K,i}^{(1)} &= 3I_{K1,i}^{(1)} = 3I_{K0,i}^{(1)} = \\ &= 3 \frac{U_{\text{ср,ном}} / \sqrt{3}}{2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma} + 3R_{\text{Д}} + 3Z_{\text{ВХ,ТР,ОП}i}} \end{aligned} \quad (5)$$

Распределение симметричных составляющих указанного выше значения тока однофазного КЗ, в частности, прямой последовательности  $I_{K1,i}^{(1)}$  и нулевой последовательности  $I_{K0,i}^{(1)}$  в соответствии со схемами замещения этих последовательностей позволяет найти значения составляющих тока в цепи рассматриваемого выключателя.

Токи нулевой последовательности источников питания С1 и С2 в соответствии со схемой замещения (см. рис. 5) будут равны:

$$\begin{aligned} I_{K0,C1}^{(1)} &= I_{K0,i}^{(1)} \frac{Z_{0C2} + \frac{1-n}{2}(Z_{0W} + Z_{0M})}{Z_{0C1} + Z_{0C2} + \frac{1}{2}(Z_{0W} + Z_{0M})} = \\ &= \frac{U_{\text{ср,ном}} / \sqrt{3}}{2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma} + 3R_{\text{Д}} + 3Z_{\text{ВХ,ТР,ОП}i}} \times \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} &\times \frac{Z_{0C2} + \frac{1-n}{2}(Z_{0W} + Z_{0M})}{Z_{0C1} + Z_{0C2} + \frac{1}{2}(Z_{0W} + Z_{0M})}, \\ I_{K0,C2}^{(1)} &= \frac{U_{\text{ср,ном}} / \sqrt{3}}{2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma} + 3R_{\text{Д}} + 3Z_{\text{ВХ,ТР,ОП}i}} \times \\ &\times \frac{Z_{0C1} + \frac{n}{2}(Z_{0W} + Z_{0M})}{Z_{0C1} + Z_{0C2} + \frac{1}{2}(Z_{0W} + Z_{0M})}. \end{aligned} \quad (7)$$

Решение задачи определения токов нулевой последовательности применительно к рассматриваемым расчетным условиям однофазного КЗ на одной из цепей двухцепной ВЛ приведено в [15], которое в соответствии с принятым отсчетом относительной длины  $n$  участка ВЛ дает значение тока нулевой последовательности в цепи линейного выключателя источника питания С1, отключающего КЗ при грозовом перекрытии на  $i$ -й опоре, в таком виде:

$$I_{K0,Q1,i}^{(1)} = \frac{2-n}{2} I_{K0,C1}^{(1)} + \frac{1-n}{2} I_{K0,C2}^{(1)} \quad (8)$$

или

$$\begin{aligned} I_{K0,Q1,i}^{(1)} &= \frac{U_{\text{ср,ном}} / \sqrt{3}}{2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma} + 3R_{\text{Д}} + 3Z_{\text{ВХ,ТР,ОП}i}} \times \\ &\times \frac{(1-n)(Z_{0C1} + Z_{0W} + Z_{0M}) + (2-n)Z_{0C2}}{2Z_{0C1} + 2Z_{0C2} + Z_{0W} + Z_{0M}} \end{aligned} \quad (9)$$

Аналогично, токи прямой последовательности источников питания С1 и С2 в соответствии со схемой замещения (см. рис. 6) и с учетом логики получения выражения (4) будут равны:

$$I_{K1,C1}^{(1)} = I_{K1,i}^{(1)} \frac{Z_{1C2} + \frac{Z_{1W2}}{2}}{Z_{1C1} + Z_{1C2} + \frac{Z_{1W}}{2}}, \quad (10)$$

$$I_{K1,C2}^{(1)} = I_{K1,i}^{(1)} \frac{Z_{1C1} + \frac{Z_{1W1}}{2}}{Z_{1C1} + Z_{1C2} + \frac{Z_{1W}}{2}}. \quad (11)$$

Воспользовавшись правилами эквивалентного преобразования звезды в треугольник [9], получим ток прямой последовательности в цепи линейного выключателя источника питания С1, отключающего КЗ при грозовом перекрытии на  $i$ -й опоре, как ток в одной из сторон треугольника по токам двух лучей звезды, в таком виде:

$$I_{K1,Q1,i}^{(1)} = \frac{1}{2} \left( I_{K1,i}^{(1)} \frac{Z_{1W2}}{Z_{1W}} + I_{K1,C1}^{(1)} \right). \quad (12)$$

Подставив  $I_{K1,i}^{(1)}$  и  $I_{K1,C1}^{(1)}$  из выражений (5) и (10) получим:

$$I_{K1,Q1,i}^{(1)} = \frac{1}{2} \left[ \frac{U_{\text{ср,ном}} / \sqrt{3}}{2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma} + 3R_{\text{Д}} + 3Z_{\text{ВХ,ТР,ОП}i}} \times \left( \frac{Z_{1W2}}{Z_{1W}} + \frac{Z_{1C2} + \frac{Z_{1W2}}{2}}{Z_{1C1} + Z_{1C2} + \frac{Z_{1W}}{2}} \right) \right]. \quad (13)$$

Начальное действующее значение периодической составляющей тока однофазного КЗ, коммутируемого выключателем Q1 присоединения одной из цепей двухцепной ВЛ у источника питания С1 при грозовом перекрытии на  $i$ -й опоре (учитывая  $Z_{1W2} = (1-n)Z_{1W}$ , составит:

$$\begin{aligned} I_{K,Q1,i}^{(1)} &= 2I_{K1,Q1,i}^{(1)} + I_{K0,Q1,i}^{(1)} = \\ &= \frac{U_{\text{ср,ном}} / \sqrt{3}}{2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma} + 3R_{\text{Д}} + 3Z_{\text{ВХ,ТР,ОП}i}} \times \end{aligned} \quad (14)$$

$$\times \left\{ \left[ (1-n) + \frac{Z_{1C2} + \frac{1-n}{2}Z_{1W}}{Z_{1C1} + Z_{1C2} + \frac{Z_{1W}}{2}} \right] + \frac{(1-n)(Z_{0C1} + Z_{0W} + Z_{0M}) + (2-n)Z_{0C2}}{2Z_{0C1} + 2Z_{0C2} + Z_{0W} + Z_{0M}} \right\}$$

*Магнитно-связанные цепи линии электропередачи соединены на одном конце.*

Как и в предыдущем случае, когда цепи линии электропередачи соединены электрически по концам, рассматриваем однофазное КЗ при грозовых перекрытиях от 1-й до  $n$ -й опоры ВЛ на одной из цепей двухцепной ВЛ, причем исходим из условий идентичности цепей и однородности четырехполюсников "трос-опоры". Имеем в соответствии с [14] при определении составляющей тока нулевой последовательности однофазного КЗ учет взаимоиндукции двух цепей ВЛ по схемам рис. 7.

Выполнив преобразование треугольника сопротивлений со сторонами  $Z_{0W} - Z_{0M} + Z_{0T}$ ,  $(1-n)(Z_{0W} - Z_{0M}) + Z_{0T}$  и  $n(Z_{0W} - Z_{0M})$  в звезду (см. рис. 7), найдем

результатирующее сопротивление схемы замещения нулевой последовательности относительно рассматриваемой точки КЗ:

$$Z_{0\Sigma} = \frac{\left\{ \begin{aligned} & \left[ Z_{0C1} + \frac{n}{2}(Z_{0W} + Z_{0M}) \right] \times \\ & \times \frac{(1-n)(Z_{0W} + Z_{0M}) + Z_{0T}}{2} \end{aligned} \right\}}{Z_{0C1} + \frac{Z_{0W} + Z_{0M} + Z_{0T}}{2}} + \frac{n(Z_{0W} - Z_{0M}) \left[ (1-n)(Z_{0W} - Z_{0M}) + Z_{0T} \right]}{2(Z_{0W} - Z_{0M} + Z_{0T})}, \quad (15)$$

где  $Z_{0T}$  – сопротивление нулевой последовательности трансформатора приемной подстанции.

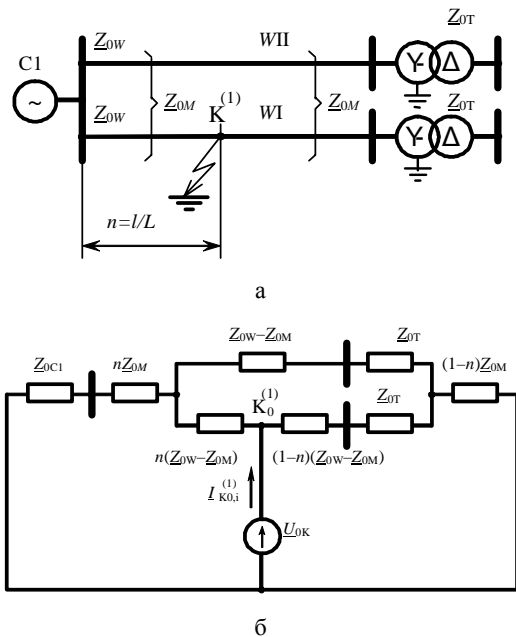


Рис. 7. КЗ на одной из цепей двухцепной ВЛ: а – исходная схема, б – схема замещения нулевой последовательности

Схема замещения прямой последовательности для рассматриваемого однофазного КЗ при грозовых перекрытиях от 1-й до  $n$ -й опоры ВЛ на одной из цепей двухцепной ВЛ имеет вид, показанный на рис. 8.

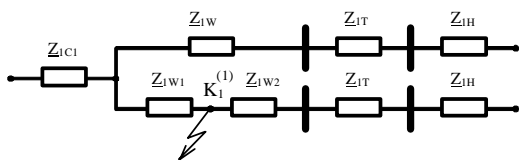


Рис. 8. Схема замещения прямой последовательности

Применительно к рассматриваемому случаю удаленность нагрузки (подключена через сопротивление  $Z_{iT}$ ) позволяет без особой погрешности пренебречь ее влиянием. Тогда результирующее сопротивление схемы замещения прямой (обратной) последовательности относительно точки КЗ будет:

$$Z_{1\Sigma} = Z_{2\Sigma} = Z_{1C1} + Z_{1W1} = Z_{1C1} + nZ_{1W}. \quad (16)$$

Таким образом в общем случае двухцепной ВЛ, магнитно-связанные цепи которой соединены на одном конце и однородности четырехполюсников "тросопоры" начальное действующее значение периодиче-

ской составляющей тока однофазного КЗ в месте грозового поражения на  $i$ -й опоре ВЛ будет определяться как и для предыдущего случая исполнения двухцепной ВЛ, т.е. по выражению (5) с использованием значений результирующих сопротивлений по выражениям (15) и (16).

Симметричные составляющие начального тока однофазного КЗ в цепи рассматриваемого выключателя присоединения цепи двухцепной ВЛ найдем, определив как эти составляющие в месте КЗ распределяются в соответствии со схемами замещения прямой и нулевой последовательности.

Ток прямой последовательности в цепи выключателя Q1 у источника питания C1 (см. рис.1 и 7) при принятых допущениях определяется как:

$$I_{K1,Q1,i}^{(1)} = I_{K1,i}^{(1)}, \quad (17)$$

т.е. он равен току прямой последовательности в месте КЗ.

Для определения тока нулевой последовательности в цепи рассматриваемого выключателя находим ток нулевой последовательности источника питания C1; этот ток в соответствии со схемой замещения, приведенной на рис. 9 и полученной после указанных ранее преобразований схемы (см. рис. 7), будет равен:

$$I_{K0,C1}^{(1)} = I_{K0,i}^{(1)} \frac{(1-n)(Z_{0W} + Z_{0M}) + Z_{0T}}{2Z_{0C1} + Z_{0W} + Z_{0M} + Z_{0T}}. \quad (18)$$

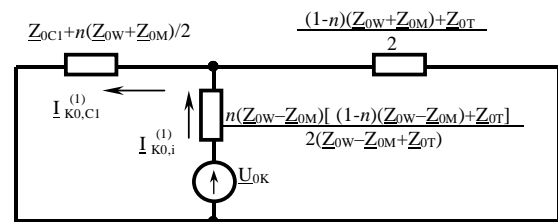


Рис. 9. Схема замещения нулевой последовательности после преобразования

Ток нулевой последовательности на участке цепи с сопротивлениями  $(1-n)(Z_{0W} - Z_{0M})$  и  $Z_{0T}$  (см. рис.7) представляет собой ту часть суммарного тока нулевой последовательности в месте однофазного КЗ  $I_{K0,i}^{(1)}$ , которая будет протекать от точки КЗ по части цепи ВЛ с относительной длиной равной  $(1-n)$  и обмоткам трансформатора с сопротивлением  $Z_{0T}$ . Следовательно, ток нулевой последовательности на участке цепи с сопротивлением  $n(Z_{0W} - Z_{0M})$  будет представлять собой ток нулевой последовательности в цепи рассматриваемого выключателя.

Этот ток найдем, воспользовавшись правилами преобразования для распределения токов в исходной схеме (см. рис. 7) после ее преобразования [9] из треугольника в звезду (см. рис. 9).

Он будет равен:

$$I_{K0,Q1,i}^{(1)} = \frac{1}{n(Z_{0W} - Z_{0M})} \times \left\{ I_{K0,i}^{(1)} \cdot \frac{n(Z_{0W} - Z_{0M}) \left[ (1-n)(Z_{0W} - Z_{0M}) + Z_{0T} \right]}{2(Z_{0W} - Z_{0M} + Z_{0T})} + I_{K0,C1}^{(1)} \cdot \frac{n}{2}(Z_{0W} - Z_{0M}) \right\}. \quad (19)$$

В этом выражении учтено, что сопротивление  $Z_{0C1} + n(Z_{0W} + Z_{0M})/2$  представляет собой сумму  $Z_{0C1}$ ,  $nZ_{0M}$  и  $n(Z_{0W} - Z_{0M})/2$ , причем последнее из них – сопротивление луча звезды, полученное после эквивалентного преобразования.

Подставив значение  $I_{K0,C1}^{(1)}$  из выражения (18) в выражение (19) получим:

$$I_{K0,Q1,i}^{(1)} = I_{K0,i}^{(1)} \left[ \frac{(1-n)(Z_{0W} - Z_{0M}) + Z_{0T}}{2(Z_{0W} - Z_{0M} + Z_{0T})} + \frac{(1-n)(Z_{0W} + Z_{0M}) + Z_{0T}}{2(Z_{0C1} + Z_{0W} + Z_{0M} + Z_{0T})} \right] \quad (20)$$

Таким образом начальное действующее значение периодической составляющей тока однофазного КЗ, коммутируемого выключателем присоединения одной из цепей двухцепной ВЛ источника питания С1 при грозовом перекрытии на  $i$ -й опоре, будет равно с учетом выражений (5), (17) и (20):

$$I_{K,Q1,i}^{(1)} = 2I_{K1,Q1,i}^{(1)} + I_{K0,Q1,i}^{(1)} = \frac{U_{\text{ср.ном}} / \sqrt{3}}{2Z_{1\Sigma} + Z_{0\Sigma} + 3R_{\text{Д}} + 3Z_{\text{ВХ,ТР,ОП}}} \times \left[ 2 + \frac{(1-n)(Z_{0W} - Z_{0M}) + Z_{0T}}{2(Z_{0W} - Z_{0M} + Z_{0T})} + \frac{(1-n)(Z_{0W} + Z_{0M}) + Z_{0T}}{2(Z_{0C1} + Z_{0W} + Z_{0M} + Z_{0T})} \right] \quad (21)$$

Еще раз отметим, что учет способа заземления грозозащитного троса на ВЛ электропередачи в любом из рассмотренных случаев сводится к соответствующему определению сопротивлений ветвей схемы замещения нулевой последовательности и сопротивления  $3Z_{\text{ВХ,ТР,ОП}}$ .

## ВЫВОДЫ

1. Получены формулы для определения расчетных значений токов однофазного КЗ, коммутируемых выключателем присоединения ВЛ электропередачи, по мере удаления места замыкания на ВЛ от шин источника питания и с учетом значения сопротивления, включенного в месте КЗ. Эти формулы предназначены для определения расходования коммутационного ресурса линейного выключателя, долевое участие в расходовании которого составляют отключения токов однофазных КЗ при грозе.

2. С использованием этих формул предполагается построение имитационной модели расходования коммутационного ресурса выключателя присоединения ВЛ вследствие грозовых отключений при варьировании значений сопротивления опор ВЛ.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Правила улаштування електроустановок. Розділ 2. Передавання електроенергії. Глава 2.4. Повітряні лінії електропередавання напругою до 1 кВ. Глава 2.5. Повітряні лінії електропередавання напругою вище 1 кВ до 750 кВ/ Київ: ОРІФРЕ, 2006. – 190 с.
2. Правила устройства электроустановок/ Минэнерго СССР. – 6-е изд., перераб. и доп. М.: Энергоатомиздат, 1986. – 648 с.

3. Руководство по защите электрических сетей 6-1150 кВ от грозовых и внутренних перенапряжений, РД 153-34.3-35.125-99. – М.: РАО "ЕЭС России", 1999. – 184 с.
4. Техника высоких напряжений: Учебник для вузов/ Л.Ф. Дмоховская, В.П. Ларионов, Ю.С. Пинталь и др./ Под общей ред. Д.В. Разевига. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Энергия, 1976. – 488 с.
5. Мельников Н.А., Рокотян С.С., Шерендис А.Н. Проектирование электрической части воздушных линий электропередачи 330-500 кВ. Под общ. ред. С.С. Рокотяна. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., Энергия, 1974. – 472 с.
6. Руководящие указания по расчету токов короткого замыкания и выбору электрооборудования / Под ред. Б.Н. Неклепаева. – М.: Изд-во НИЦ ЭНАС, 2001. – 152 с.
7. Березка С.К., Минченко А.А. Определение значений токов однофазных КЗ, коммутируемых выключателями при отключении воздушной линии из-за грозы // Вестник ХГПУ. – Харьков: ХГПУ. – 1998. – Вып. 16. – С. 96-98.
8. Неклепаев Б.Н. Электрическая часть электростанций и подстанций. – 2-е изд., перераб и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 640 с.
9. Ульянов С.А. Электромагнитные переходные процессы в электрических системах. – М: Энергия, 1964. – 704 с.
10. Кац Е.Л., Меньшов Б.Г., Целебровский Ю.В. Заземляющие устройства электроустановок высокого и низкого напряжений. Сер. "Электрические станции и сети" (Итоги науки и техники). М.: ВИНТИ, 1989. – 160 с.
11. Мозырский В.И. Распределение токов при однофазном коротком замыкании в расщепленном устройстве высокого напряжения // Электричество. – 1983. – № 5. С. 38-41.
12. Гріднева Т.Т. Влияние системы "грос-опоры" на ток заземлителя при однофазных коротких замыканиях // Электричество. – 1985. – № 12. – С. 21-25.
13. Электротехнический справочник: в 3-х т. Т.3 Кн.1. Производство, передача и распределение электрической энергии / Под общ. ред. профессоров МЭИ В.Г. Герасимова, П.Г. Грудинского, Л.А. Жукова и др. 6-е изд. исп. и доп. – М: Энергоиздат, 1982. – 656 с.
14. Руководящие указания по релейной защите. Вып. 12. Токовая защита от замыканий на землю линий 110-500 кВ. Расчеты. – М: Энергия, 1980. – 88 с.
15. Электротехнический справочник. Т.2, кн. 1 / Под ред. П.Г. Грудинского и др. – 4-е изд. – М.: Энергия, 1972. – 816 с.

Поступила 02.10.2010

Минченко Анатолий Андреевич, к.т.н.,  
Березка Сергей Константинович, инж.  
Национальный технический университет  
"Харьковский политехнический институт"  
кафедра "Передача электрической энергии"  
61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21  
тел. (057) 707-62-46

### A.A. Minchenko, S.K. Berezka Definition of monophasе short circuit currents values in case of lightning disconnecting of power overhead lines by switchgear.

Formulas for the calculation of monophasе short circuit currents values in case of lightning disconnecting of power overhead lines by switchgear are defined.

Key words – short circuit current, switchgear,  
lightning disconnecting, power overhead line.

## УЧЕТ ВЫСШИХ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ ГАРМОНИК В ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЯХ ПРИ АНАЛИЗЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

*Запропонована математична модель асинхронного двигуна, яка дозволяє здійснити урахування вищих просторово-часових гармонік. В результаті виконаних досліджень встановлено, що урахування цих гармонік дає можливість уточнити токові залежності. Між тим, урахування не виявляє суттєвий вплив на швидкісну характеристику частотно-регульованого асинхронного двигуна.*

*Предложена математическая модель регулируемого асинхронного двигателя, позволяющая осуществить учет высших пространственно-временных гармоник. В результате проведенных исследований установлено, что учет этих гармоник дает возможность уточнить токовые зависимости. Между тем, учет не оказывает существенное влияние на скоростную характеристику частотно-регулируемого асинхронного двигателя.*

### ВВЕДЕНИЕ

Асинхронные двигатели (АД) в составе регулируемых электроприводов работают преимущественно в неустановившихся режимах, связанных с пуском, торможением, реверсом, переходом с одной скорости на другую, набросом нагрузки и т.д. Особенно часто АД в системах регулируемого частотного электропривода эксплуатируются 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. При анализе работы АД в таких режимах может быть использован значительный опыт по исследованию переходных процессов в асинхронных машинах [1].

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Целью статьи является сопоставление моделирования переходных процессов в РАД при учете и без учета ВПВГ. В ряде случаев выходное напряжение полупроводниковых преобразователей, питающих регулируемые асинхронные двигатели (РАД), характеризуется наличием высших временных гармонических (ВВГ). Каждая ВВГ создает ряд высших пространственных гармонических (ВПГ). Существует ряд статей, в которых рассматривается учет ВВГ при анализе установившихся режимов РАД [2-4]. При учете совокупного влияния высших пространственно-временных гармоник (ВПВГ) обеспечивается корректировка механических характеристик РАД [5], уточнение энергетических и тепловых показателей в установившихся режимах работы [6].

В некоторых статьях выполнен анализ переходных процессов РАД как с учетом изменения параметров двигателя [7, 8], так и с учетом ВВГ [9]. Учет совокупного влияния ВПВГ на характеристики РАД в переходных режимах возможно осуществить используя подход, изложенный в [1, 10]. Согласно нему РАД в системе преобразованных координат может быть описан системой уравнений, составленных для каждого условного двигателя, питаемого напряжением соответствующей ВПВГ, совокупностью которых заменяется реальный двигатель, т.е. для каждой учитываемой ВПВГ. Например, если принимаются во

внимание пространственные и временные гармоники порядков 1, 5, 7, 11, 13, то уравнений в системе будет 125. В матричном виде система уравнений представляется так:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Psi_{s\alpha v}(t) &= \mathbf{u}_{s\alpha v}(t) - \mathbf{r}_{sv} \cdot \mathbf{d}_v(t) \times \\ &\times \left[ \mathbf{x}_{rv}(t) \cdot \Psi_{s\alpha v}(t) - \mathbf{x}_{Mv}(t) \cdot \Psi_{r\alpha v}(t) \right], \\ \frac{d}{dt} \Psi_{s\beta v}(t) &= \mathbf{u}_{s\beta v}(t) - \mathbf{r}_{sv} \cdot \mathbf{d}_v(t) \times \\ &\times \left[ \mathbf{x}_{rv}(t) \cdot \Psi_{s\beta v}(t) - \mathbf{x}_{Mv}(t) \cdot \Psi_{r\beta v}(t) \right], \\ \frac{d}{dt} \Psi_{r\alpha v}(t) &= -p \cdot \omega_r \cdot \Psi_{r\beta v}(t) - \mathbf{r}_{rv}(t) \cdot \mathbf{d}_v(t) \times \\ &\times \left[ \mathbf{x}_{sv}(t) \cdot \Psi_{r\alpha v}(t) - \mathbf{x}_{Mv}(t) \cdot \Psi_{s\alpha v}(t) \right], \\ \frac{d}{dt} \Psi_{r\beta v}(t) &= p \cdot \omega_r \cdot \Psi_{r\alpha v}(t) - \mathbf{r}_{rv}(t) \cdot \mathbf{d}_v(t) \times \\ &\times \left[ \mathbf{x}_{sv}(t) \cdot \Psi_{r\beta v}(t) - \mathbf{x}_{Mv}(t) \cdot \Psi_{s\beta v}(t) \right], \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{1}{J} \cdot \left\{ \frac{3p}{2} \cdot \left[ \mathbf{x}_{Mv}(t) \cdot \mathbf{d}_v(t) \times \right. \right. \\ &\times \Psi_{s\beta v}(t) \cdot \Psi_{r\alpha v}(t) - \mathbf{x}_{Mv}(t) \cdot \mathbf{d}_v(t) \times \\ &\left. \left. \times \Psi_{s\alpha v}(t) \cdot \Psi_{r\beta v}(t) \right] - M_c(\omega_r, t) \right\}, \end{aligned}$$

где включаемые матрицы являются двумерными;  $\Psi_{s\alpha v}(t)$ ,  $\Psi_{s\beta v}(t)$ ,  $\Psi_{r\alpha v}(t)$  и  $\Psi_{r\beta v}(t)$  – матрицы потокосцеплений статорных и роторных обмоток машины, соответственно по осям  $\alpha$  и  $\beta$ ;  $\omega_r$  – угловая частота вращения вала;  $p$  – число пар полюсов;  $J$  – суммарный момент инерции привода, приведенный к валу двигателя;  $M_c(\omega_r, t)$  – зависимость момента сопротивления механизма от частоты вращения;  $\mathbf{r}_{sv}$ ,  $\mathbf{r}_{rv}(t)$ ,  $\mathbf{x}_{sv}(t)$ ,  $\mathbf{x}_{rv}(t)$ ,  $\mathbf{x}_{Mv}(t)$  – матрицы активных и реактивных сопротивлений обмоток статора и ротора и сопротивлений взаимной индукции, причем все они, за исключением  $\mathbf{r}_{sv}$ , изменяются на каждом шаге интегрирования;  $\mathbf{d}_v(t)$  – матрицы вспомогательных переменных  $\mathbf{d}_v(t) = [\mathbf{x}_{sv}(t) \cdot \mathbf{x}_{rv}(t) - (\mathbf{x}_{Mv}(t))^2]^{-1}$ ;

$\mathbf{u}_{s\alpha V}(t)$  и  $\mathbf{u}_{s\beta V}(t)$  – матрицы мгновенных значений напряжений по осям  $\alpha$  и  $\beta$ , которые определяются амплитудами напряжений  $\mathbf{U}_{mV}$  (зависящих от закона частотного управления) и угловых положений обобщенных векторов напряжений  $\varphi_{1V}$ :

$$\mathbf{u}_{s\alpha V}(t) = \mathbf{U}_{mV}(t) \cdot \cos(\varphi_{1V});$$

$$\mathbf{u}_{s\beta V}(t) = \mathbf{U}_{mV}(t) \cdot \sin(\varphi_{1V}),$$

при этом система дополняется еще двумя дифференциальными уравнениями:

$$\frac{d}{dt} \varphi_{1V} = \boldsymbol{\omega}_{1V} \quad \text{и} \quad \frac{d}{dt} \boldsymbol{\omega}_{1V} = \boldsymbol{\varepsilon}_{1V}(t),$$

где  $\boldsymbol{\omega}_{1V}$  – матрицы угловых частот вращения, а  $\boldsymbol{\varepsilon}_{1V}(t)$  – матрицы угловых ускорений обобщенных векторов напряжений, определяемых задаваемой тахограммой движения привода.

Выражения, связывающие матрицы мгновенных значений токов и потокосцеплений, имеют следующий вид:

$$\mathbf{i}_{s\alpha V}(t) = \mathbf{d}_V(t) \cdot [\mathbf{x}_{rV}(t) \cdot \boldsymbol{\Psi}_{s\alpha V}(t) - \mathbf{x}_{M_V}(t) \cdot \boldsymbol{\Psi}_{r\alpha V}(t)],$$

$$\mathbf{i}_{s\beta V}(t) = \mathbf{d}_V(t) \cdot [\mathbf{x}_{rV}(t) \cdot \boldsymbol{\Psi}_{s\beta V}(t) - \mathbf{x}_{M_V}(t) \cdot \boldsymbol{\Psi}_{r\beta V}(t)],$$

где  $\mathbf{i}_{s\alpha V}$ ,  $\mathbf{i}_{s\beta V}$  – матрицы токов статора по осям  $\alpha$  и  $\beta$ .

Действующее значение тока статора

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

В каждом из уравнений имеют место нелинейные коэффициенты – параметры условных двигателей основной гармоники и ВПВГ, изменяющиеся в каждой рабочей точке, в том числе и вследствие явлений насыщения магнитной системы и вытеснения тока в обмотке ротора. Предлагаемый подход 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 схем замещения основной гармоники и ВПВГ с учетом вытеснения токов в обмотке ротора и насыщения магнитопровода для необходимых рабочих точек диапазона регулирования. Для этого используются ММ установившихся режимов [11]. 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 схем замещения основной гармоники и ВПВГ. 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.

#### РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

В качестве объекта исследований был выбран асинхронный короткозамкнутый двигатель 4АХ80А6У3. Теоретические и экспериментальные исследования были проведены при работе этого дви-

гателя в составе частотного привода на следующую тахограмму: 2с – 200 об/мин, 2с – 500 об/мин, 3с – 1000 об/мин, 2с – 750 об/мин.

Момент инерции двигателя с нагрузочным механизмом составлял 0,01 кг·м<sup>2</sup>. Момент нагрузки на валу имел линейную зависимость от числа оборотов, что описывалась следующим уравнением:  $M = 0,3 + n$ .

Рассматриваемые математические модели легли в основу расчетной программы, с помощью которой были выполнены теоретические исследования нестационарных режимов двигателя, работающего в частотном электроприводе при законе управления  $U/f = \text{const}$ . На рис. 1 представлены результаты теоретических (при учете и не учета ВПВГ) и экспериментальных исследований нестационарных режимов при переходе в заданном диапазоне регулирования на различные скорости.

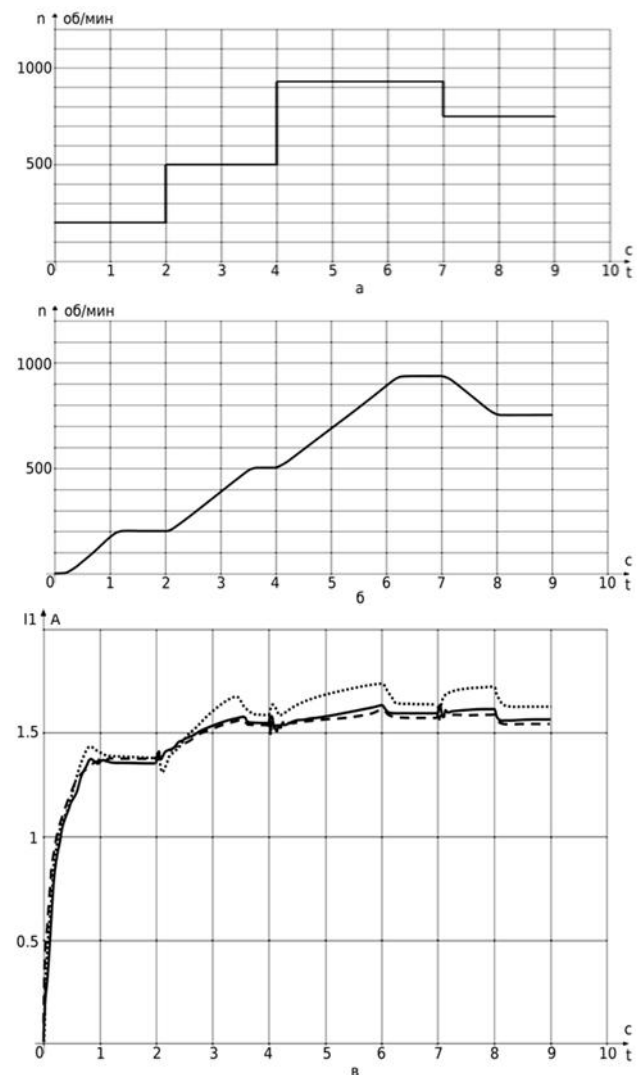


Рис. 1. Зависимости при переходных режимах: а – заданная тахограмма; б – изменение частоты вращения; в – изменение тока статора (---- эксперимент; - - - - моделирование без учета ВПВГ; - · - · - моделирование с учетом ВПВГ)

Двигатель питался от частотного преобразователя ТПТР-10-400-200/50-АУЛЧ с амплитудным видом регулирования. Напряжение на выходе преобразователя содержит ВВГ, действующие значения которых обратно пропорциональны номеру гармоники. Дейст-



вующие значения тока определялись с помощью цифрового осциллографа. Нагрузка на валу короткозамкнутого двигателя 4АХ80АВУЗ менялась с помощью электромагнитного тормоза. Для измерения частоты вращения АД, на его валу установлен синхронный тахогенератор, подключенный через схему выпрямления к измерительному. Параметром преобразователей, используемым при системном анализе неустановившихся режимов, является интенсивность изменения параметра регулирования – частоты питания двигателя, которая составляла 10 Гц/с.

Таким образом, как при теоретических, так и при экспериментальных исследованиях были учтены основные особенности работы асинхронного двигателя, управляемого тиристорным преобразователем ТПТР-10-400-200/50-АУЛЧ с амплитудным видом регулирования и законом частотного управления  $U/f = \text{const}$ , вызванные питанием его напряжением с переменными параметрами (величиной и частотой), несинусоидальностью этого напряжения.

### ВЫВОДЫ

Полученные зависимости позволяют сделать следующие выводы:

1. Учет ВПВГ не оказывает существенное влияние на скоростную характеристику частотно-регулируемого асинхронного двигателя;
2. Снижается погрешность токовых зависимостей при учете ВПВГ (если моделируется переходный процесс без учета ВПВГ погрешность в среднем составляет 5%, с учетом 2%);
3. Используемая при исследовании интенсивность изменения частоты питания двигателя 10 Гц/с дала возможность осуществлять переходы с одной частоты вращения на другую, в том числе и при пуске, без бросков тока и частоты вращения;
4. Экспериментальные зависимости частоты вращения практически совпадают с теоретическими зависимостями.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1987. – 248 с.
2. Маляр В. Математичне моделювання електромагнітних процесів в АД при несинусоїдальному живленні // Проблеми автоматизованого привода. Теорія і практика: Вестник ХГПУ. Спеціальний випуск. – Харьков, ХГПУ. – 1998. – С. 311-312.
3. Волков А.В. Анализ и расчет стационарных режимов асинхронных двигателей при питании от АИН // Техн. электродинамика. – 1998. – № 5. – С. 41-46.

4. Глухивский Л.И., Биляковский И.Е. Расчет установившегося режима АД при его несинусоидальном питании // Техн. электродинамика. – 1988. – № 5. – С. 57-60.
5. Петрушин В.С., Якимец А.М., Левин Д.М. Учет пространственно-временных гармоник магнитного поля при анализе механических характеристик регулируемых асинхронных двигателей // Електромашинобудування та електрообладнання: Міжвід. наук.-техн. зб., вип. 64. – 2005. – С. 49-53.
6. Петрушин В.С., Якимец А.М., Груша А.В., Каленик О.В. Энергетические и тепловые показатели регулируемых асинхронных двигателей с учетом высших пространственно-временных гармоник // Електромашинобудування та електрообладнання: Міжвід. наук.-техн. зб., вип. 70. – 2008. – С. 68-71.
7. Петрушин В.С., Рябинин С.В., Якимец А.М. Исследование динамических режимов асинхронных двигателей в регулируемых электроприводах. // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". – № 403. – 2000. – С. 142-145.
8. Мартынов В.А. Анализ динамических процессов асинхронных двигателей с учетом вытеснения тока в обмотке ротора // Электричество. – 1999. – № 2. – С. 38-41.
9. Петрушин В.С., Якимец А.М. Моделирование динамических режимов асинхронных двигателей при частотном регулировании // Проблемы автоматизированного привода. Вестник НТУ "ХПИ". – 2001. – № 10. – С. 156-157.
10. Петрушин В.С. Асинхронные двигатели в регулируемом электроприводе. Одесса: Наука и техника, 2006. – 320 с.
11. Лысенко С.И., Петрушин В.С., Слободниченко Б.И. Математическая модель асинхронного короткозамкнутого двигателя при частотном регулировании // Техн. электродинамика. – 1998 (Спецвыпуск). – С. 31-36.

Поступила 28.10.2010

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

*Каленик Олег Витальевич*

Одесский национальный политехнический университет  
кафедра "Электрические машины"

65044, Одесса, пр. Шевченко, 1

тел. (048) 734-84-94, 734-84-79.

e-mail: victor\_petrushin@ukr.net, bayern22@ukr.net

*V.S. Petrushin, O.V. Kalenyk*

### **Account of the spatiotemporal harmonics in the adjustable induction motor at analysis of transients**

A mathematical model, which allows to consider the influence of the spatiotemporal harmonics in the adjustable induction motor is offered. As the result of the researches made, we had the ability to define current dependencies more exactly.

**Key words – induction motor, frequency control, spatiotemporal harmonics, dynamic mode, frequency change intensity.**

## ОТ МОНИТОРИНГА ПАРАМЕТРОВ – К МОНИТОРИНГУ СОСТОЯНИЙ СИЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА

*Розглядається моделювання станів силового трансформатора за результатами моніторингу його параметрів. Запропонована автоматна модель динаміки станів силового трансформатора, умов його використання та діагностуючої системи.*

*Рассматривается моделирование состояний силовых трансформаторов по результатам мониторинга его параметров. Предложена автоматная модель динамики состояний силового трансформатора, условий его применения и диагностирующей системы.*

### ВВЕДЕНИЕ

Силовой трансформатор (СТ), как важный элемент систем энергоснабжения, в ходе эксплуатации подвергается действию многочисленных внешних факторов, которые изменяют его свойства и являются причиной аварий и повреждений трансформатора. Поэтому, СТ оснащаются системами мониторинга параметров, которые измеряют и архивируют в памяти компьютера значения многих параметров СТ и внешних факторов, воздействующих на СТ в процессе эксплуатации [1].

При этом существует проблема интеллектуального анализа данных мониторинга [2, 3]. Одним из перспективных направлений такого анализа является диагностирование технического состояния СТ. В известной автору литературе, например в [4], состояние СТ определяется как результат оценки в определенный момент времени значений некоторой совокупности параметров, полученных в ходе измерений. Это состояние характеризуют исправность СТ или наличие в нем повреждений определенных видов на момент диагностирования.

Вместе с тем, в известной литературе не исследованы взаимосвязи и динамика состояний СТ, которые также представляют интерес для прогнозирования поведения СТ в будущем. Отсутствие моделей для описания динамики состояний СТ в процессе его эксплуатации является нерешенной научной проблемой.

### ЦЕЛЬ ИССЛЕДОВАНИЙ

Предмет настоящего исследования – динамика состояний СТ в процессе его эксплуатации.

Исследование выполнено с использованием методов теории автоматов. Для специфицирования и документирования, предложенных в работе автоматов использована нотация языка UML.

Задачи исследования: определить информационный базис для диагностирования динамики состояний СТ, разработать модели для описания взаимосвязи состояний и прогнозирования будущих состояний.

### ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Под мониторингом состояний СТ будем понимать постоянное диагностирование в процессе эксплуатации СТ состояний системы включающей собственно СТ, внешнюю среду определяющую условия его использования и саму систему диагностирования (СД). Диагностирование проводится как в целом, так и по отдель-

ным частям СТ, например высоковольтным вводам, изоляции обмоток, трансформаторному маслу, блоку РПН и т. д. Условия использования СТ характеризуют степень соответствия СТ внешним факторам (ВФ) – воздействиям внешней среды, например таким как, текущая температура окружающей среды, ток нагрузки СТ и др. Состояние самой системы СД также влияет на результат диагностирования, поэтому ее надо рассматривать как объект диагностирования (ОД).

Состояние ОД характеризуется наименованием и параметрами. Наличие повреждений некоторого вида устанавливается путем сравнения результатов измерений и (или) моделирования параметров ОД с диапазонами допустимых значений этих параметров. Моменты времени проявления или фиксации повреждений это время в прошлом, текущий момент или будущее. Состояния в прошлом используются, как правило, для выявления причин повреждений, текущий момент – для принятия управляющих решений. Будущие состояния СТ устанавливаются путем прогнозирования. Динамика изменения параметров и состояний ОД устанавливается путем сравнения их значений в различные моменты времени. Результаты сравнения используются для прогнозирования будущих состояний ОД. Достоверность оценки состояния характеризует степень уверенности в результате диагностирования при определенной неполноте и погрешностях измерения и (или) моделирования исходных данных.

Структура диагностируемых состояний определяется отображением  $ОД \times МД \rightarrow РД$ , где ОД – объект диагностирования; МД – модель диагностирования; РД – результат диагностирования.

Сигнатура ОД включает наименование ОД и исходные данные для диагностирования – результаты измерений и (или) моделирования параметров ОД.

Сигнатура МД включает наименование модели, вид/виды повреждений, параметры модели и состояния ОД. К параметрам модели отнесем требования к исходным данным, которые определяют исполнимость диагностирования, условия идентификации состояния, временной горизонт и метод оценки достоверности диагностирования.

Сигнатура РД включает оценку исполнимости, время, дату диагностирования, наименование ОД и МД, наименование, параметры состояния ОД. Параметры состояния ОД – вид, временные рамки активности, достоверность диагностирования.

Будем полагать, что диагностирование состояний

СТ выполняется блоком диагностики (БД), который реализован программно в среде приложения визуализации компьютера системы мониторинга. Информационный базис для диагностирования динамики состояний СТ определим путем анализа взаимосвязей БД с другими элементами системы управления, мониторинга, моделирования и диагностирования СТ, которые приведены на рис. 1.

Основными элементами системы рис. 1 являются: СТ – силовой трансформатор; СУ – система управления; СМ – система мониторинга; БД – блок диагностирования; БОП – блок обработки параметров; АМН – архив на машинном носителе; М СТ и ВФ – блок моделирования параметров СТ и внешних факторов; ОП – оператор системы.

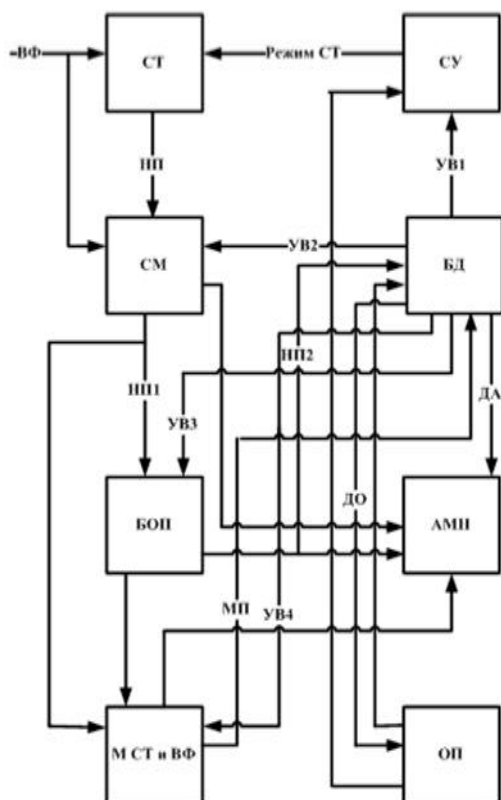


Рис. 1. Взаимосвязи блока диагностирования в системе управления, мониторинга, моделирования и диагностирования СТ

Наблюдаемые параметры (НП) – это подмножество параметров СТ, которые измеряются аппаратными средствами СМ и преобразовываются в цифровую форму. В наблюдаемые параметры на выходе СМ (НП1) включены значения ВФ прошедшие АЦП – преобразование. На выходах БОП формируется массив результатов обработки параметров (НП2), например методами, описанными в [3, 5, 6]. На выходах блока М СТ и ВФ представлены результаты моделирования параметров (МП). Отметим, что системе циркулируют как параметры самого СТ, например тепловое сопротивление "трансформатор – внешняя среда", остаточный ресурс изоляции обмоток, так и параметры использования СТ при определенных значениях ВФ, например температура масла, скорость износа изоляции обмоток.

К выходным связям блока БД относятся управляющие воздействия на системы СУ (УВ1), СМ (УВ2), блоки БОП (УВ3), М СТ и ВФ М (УВ4), результаты работы блока БД, подлежащие архивации (ДА) и диагностические сообщения оператору ОП (ДО). Связи У1 характерны для так называемых активных систем диагностирования, которые изменяют режим работы трансформатора в интересах повышения качества диагностирования. Например, в текущий момент для охлаждения СТ задействовано два насоса и обнаружена недостаточная эффективность охлаждения. В этом случае блок БД по связи УВ1 инициирует поочередную замену этих насосов резервным, выполняет анализ эффективности охлаждения в новых конфигурациях и локализует насос, снижающий эффективность охлаждения. Воздействия УВ2 управляют режимом (параметрами) системы СМ, например интервалом между измерениями параметров, а воздействия УВ3 – режимами обработки данных в блоке БОП, например, изменяют параметры фильтрации данных. Аналогично воздействия УВ4 управляют режимом моделирования.

Для описания поведения блока БД представим его в виде совокупности операционного (ОА) и управляющего (УА) автоматов [7]. Автомат ОА декомпозируем на входной (ОА<sub>IN</sub>) и выходной (ОА<sub>OUT</sub>) ОА. Автомат ОА<sub>IN</sub> трансформирует входные сигналы блока БД в события УА (входной ОА), а автомат ОА<sub>OUT</sub> преобразует управляющие воздействия (выходы) УА в выходные сигналы блока БД. Структура ОА в данной работе не рассматривается, так как она характеризует технологические аспекты обработки информации в блоке БД и не связана с целями исследования. Автомат УА опишем кортежем  $A = \langle S, X, Y, s_0, \delta, \lambda \rangle$ , где  $S$  – множество состояний;  $X$  – множество входных сигналов;  $Y$  – множество выходных сигналов;  $s_0 \in S$  – начальное состояние;  $\delta: S \times X \rightarrow S$  – функция переходов,  $\lambda$  – функция выходов, которая определяется в зависимости от выбранного вида автомата  $A$ , как  $\lambda: S \times X \rightarrow Y$  для автомата Мили или как  $\lambda: S \rightarrow Y$  для автомата Мура.

Автомат  $A$  описывает как технологические аспекты функционирования блока БД, так и динамику состояний объекта диагностирования – СТ. К технологическим аспектам отнесем стадии получения и обработки информации в блоке БД, состояния самого блока БД. Диаграмма состояний автомата  $A$  приведена на рис. 2.

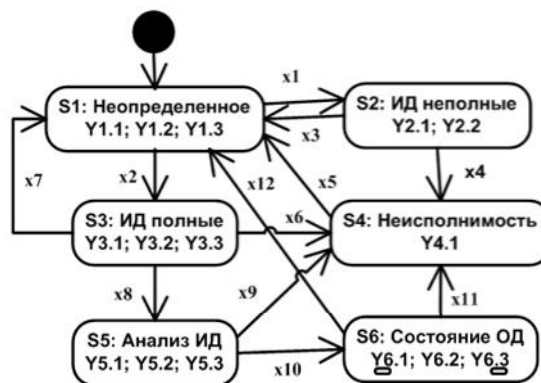


Рис. 2. Диаграмма состояний автомата  $A$

Диаграмма рис. 2 графически задает множество  $S$ , и функции  $\lambda$ ,  $\delta$  автомата  $A$  в виде автомата Мура. Множества входных  $X$  и выходных  $Y$  сигналов этого автомата содержит следующие сигналы:  $x1$  – нет ИД хотя бы по одному параметру;  $x2$  – есть ИД по всем параметрам;  $x3$  – разрешен повтор запроса на получение ИД;  $x4$  – пополнение ИД не возможно;  $x5$  – новое задание на диагностирование;  $x6$  – ИД некорректны;  $x7$  – разрешен повтор запроса на получение корректных ИД;  $x8$  – ИД корректны;  $x9$  – анализ ИД не возможен;  $x10$  – анализ ИД проведен;  $x11$  – определение состояния ОД невозможно;  $x12$  – обновить состояние ОД;  $Y1.1$  – обновить задание на диагностирование;  $Y1.2$  – получить ИД;  $Y1.3$  – ожидать ИД;  $Y2.1$  – инкрементировать счетчик запросов ИД;  $Y2.2$  – вывести перечень недостающих ИД;  $Y3.1$  – вывести перечень имеющихся ИД;  $Y3.2$  – проверить корректность ИД;  $Y3.3$  – инкрементировать счетчик проверок корректности ИД;  $Y4.1$  – вывести перечень причин неисполнимости диагностирования;  $Y5.1$  – выбрать МД;  $Y5.2$  – проанализировать ИД;  $Y5.3$  – ожидать результаты анализа;  $Y6.1$  – вывести сообщение о начале обновления состояния ОД;  $Y6.2$  – запустить автомат состояний ОД (АСОД);  $Y6.3$  – ожидать завершения работы автомата АСОД.

Структурная схема автомата АСОД приведена на рис. 3. При этом использованы следующие сокращения: АССТ – автомат состояний СТ; АСУП – автомат состояний условий применения; АССД – автомат состояний системы диагностирования; АТС – автомат текущего состояния; ААП – автомат анализа причин повреждений; АП – автомат прогноза. Автоматы АСУП и АССД структурируются аналогично автомату АССТ. Таким образом, АСОД представляет собой многоуровневую структуру, на каждом уровне которой параллельно исполняются несколько автоматов.

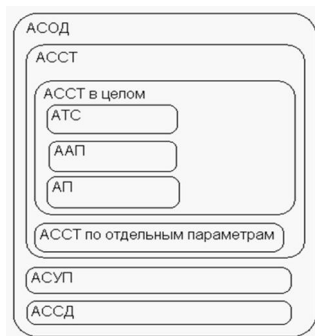


Рис. 3. Структурная схема автомата состояний ОД

В качестве примера рассмотрим автомат АТС, диаграмма состояний которого приведена на рис. 4. Она представляет собой развитие моделей, предложенных в [8]. Диаграмма графически задает множество  $S$ , и функции  $\lambda$ ,  $\delta$  автомата АТС в виде автомата Мура. Для описания входных сигналов автомата АТС введем обозначения значений параметров ОД:  $P_i, P_{i-1}$  – вектор текущих и предыдущих значений;  $L, H$  – вектор нижних и верхних границ нормальных значений;  $V_i$  – вектор текущих значений скоростей изменения параметров;  $V_{ii}$  – элемент вектора  $V_i$  для  $i$ -го парамет-

ра,  $i = \overline{1, I}$ ;  $V_{maxc}$  – вектор максимально допустимых значений скоростей изменения значений стабильных параметров;  $V_{maxn}$  – вектор максимально допустимых значений скоростей изменения нормальных значений параметров;  $O_{\Pi}$  – вектор параметров параметрических отказов;  $O_K$  – вектор параметров катастрофических отказов;  $V_{\Pi max}$  – вектор максимально допустимых значений скоростей изменения значений параметров при параметрических отказах;  $R_{\Pi}$  – вектор параметрических отказов в прошлом;  $R_{\Pi t}$  – вектор текущих параметрических отказов;  $Q_{\Pi}$  – вектор перемежающихся параметрических отказов. Элементы векторов  $R_{\Pi}, R_{\Pi t}, Q_{\Pi}$  принимают значение "0", если соответствующий отказ не обнаружен или "1", при его обнаружении.

С учетом введенных обозначений определим входные сигналы автомата АТС:

- $x1$ : для  $\forall i$  выполняется  $(L_i \leq P_i \leq H_i)$  – значения всех параметров в норме;
- $x2$ :  $\exists i$  для которого  $(P_i \geq L_i) OR (P_i \geq H_i)$  – значение хотя бы одного параметра вне нормы, где  $OR$  – логический оператор ИЛИ;
- $x3$ : для  $\forall i$  выполняется  $(V_{ii} \leq V_{maxc})$  – значения скоростей изменения всех параметров не превышают порогов стабильности;
- $x4$ : для  $\forall i$  выполняется  $(V_{ii} \leq V_{maxn})$  – значения скоростей изменения всех параметров не превышают порогов нормальной динамики;
- $x5$ :  $\exists i$  для которого  $(V_{ii} \geq V_{maxn})$  – значение скорости изменения хотя бы одного параметра вне нормы;
- $x6$ :  $\exists i$  для которого  $(P_i \geq O_{Kmaxi}) OR (P_i \leq O_{Kmini})$  – значение хотя бы одного параметра вне норм, допустимых для параметрических отказов;

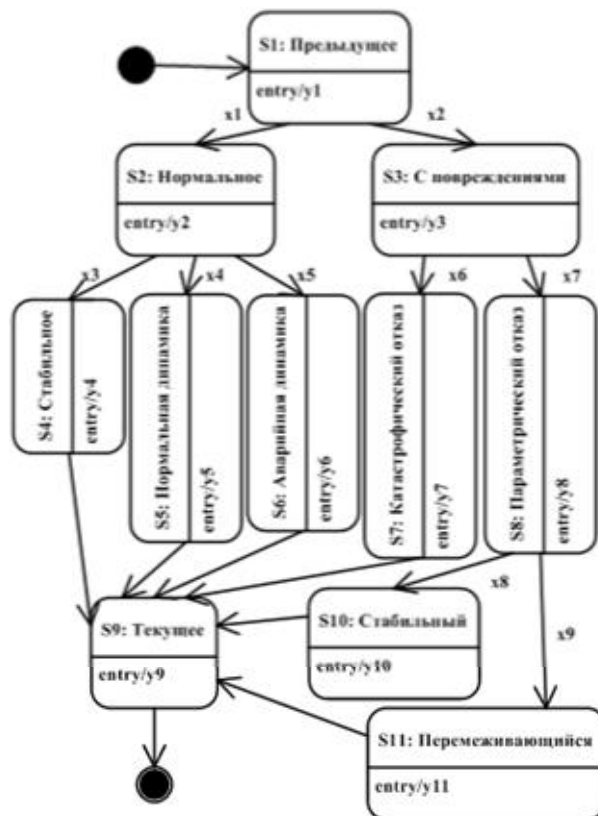


Рис. 4. Диаграмма состояний автомата АТС

x7:  $\exists i$  для которого  $(O_{\text{Пmax}i} < P_{ii} \leq O_{\text{Кmax}i})$  OR  $(O_{\text{Пmin}i} > P_{ii} \geq O_{\text{Кmin}i})$  – значение хотя бы одного параметра в пределах параметрического отказа, но вне норм катастрофического отказа;

x8: для  $\forall i$  выполняется  $(O_{\text{П}i} = 0)$  – в текущий момент не зафиксировано перемежающихся отказов;

x9:  $\exists i$  для которого  $(R_{\text{П}i} \& \bar{R}_{\text{П}i}) = 1$  – хотя бы для одного параметра в текущий момент не зафиксирован отказ, хотя он был зафиксирован в прошлом.

Выходы y1-y11 автомата описывают действия в состояниях, такие как документирование факта перехода в данное состояние и запуск соответствующих ОА по идентификации входов автомата и др.. Так в состоянии S2 запускаются ОА идентифицирующие входы x2-x4.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, процесс мониторинга состояний СТ может быть формализован с использованием системы ОА и УА, реализованных программно в среде приложения визуализации. Учет динамики состояний системы этих автоматов – основа для повышения эффективности использования СТ с применением идей систем искусственного интеллекта.

Предложенные автоматные модели состояний СТ предполагается использовать при разработке алгоритмического и программного обеспечения систем мониторинга и управления трансформаторами.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рассальский А.Н. Система мониторинга и управления силовых трансформаторов // *Электротехника і електромеханіка*. – 2005. – № 2.
2. Pink T, Stewart P. Power Transformer Control System Developments providing improved reliability and increased overload capacity // *Proceeding of TechCon@2004 North America* (San Antonio, Texas, January 28-29, 2004). pp 73-88.

3. Поляков М.А., Климов С.И. Методы и информационные технологии обработки данных мониторинга параметров силового трансформатора // *Вісник національного університету "Львівська політехніка"*. – 2009. – № 637. – С. 70-74.

4. Хренников А.Ю., Терешко О.А. Диагностика дефектов и примеры повреждений маслонаполненного трансформаторно-реакторного оборудования, турбогенераторов, измерительных трансформаторов тока, напряжения и ОПН // М: ИПКГосслужбы. – 2007. – 89 с.

5. Поляков М.А. Идентификация тепловых параметров силового масляного трансформатора по данным мониторинга параметров. // *Вісн. Східноукр. нац. ун-ту*. – 2007. – № 11, ч.1(117). – С. 167-173.

6. Поляков М.А. Определение и использование показателя режима нагрузки силового трансформатора в системе мониторинга и управления трансформатором // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2009. – № 2. – С. 51-54.

7. Поляков М.А. Теоретико-множественная модель интегрированной контроллерной системы управления // *Системні технології*. – 2009. – № 4. – С. 131-137.

8. Поляков М.А., Ларионова Т.Ю. UML-модели сложных электрических аппаратов // *Вісник Кременчуцького держ. техн. ун-ту*. – 2010. – №3 (62). – част. 1. – С.85-88.

*Поступила 27.10.2010*

*Поляков Михаил Алексеевич, к.т.н., доц.*

Запорожский национальный технический университет  
кафедра "Электрические аппараты"  
69063, Запорожье, ул. Жуковского, 64  
тел. (061) 228-16-10, e-mail: polyakov@zntu.edu.ua

*M.A. Polyakov*

#### **From monitoring of parameters – to monitoring of the states of power transformer.**

Modeling of conditions of power transformers by results of monitoring of its parameters is considered. The automatic model of dynamics of conditions of the power transformer, conditions of its application and diagnosing system are offered.

**Key words – transformer, monitoring, modeling of conditions.**

## БЕСКОНТАКТНЫЙ КОМПЛЕКСНЫЙ МНОГОПАРАМЕТРОВЫЙ ВИХРЕТОКОВЫЙ КОНТРОЛЬ ОБРАЗЦОВ СЛАБОФЕРРОМАГНИТНЫХ И ФЕРРОМАГНИТНЫХ ЖИДКИХ СРЕД

*Розроблено безконтактний комплексний вихреструмний багатопараметровий метод контролю параметрів зразків слабоферромагнітних та ферромагнітних рідин на базі двох схем включення теплового трансформаторного вихреструмного датчика (ТВД).*

*Разработан бесконтактный комплексный вихретоковый многопараметровый метод контроля параметров образцов слабоферромагнитных и ферромагнитных жидкостей на базе двух схем включения теплового трансформаторного вихретокового датчика (ТВД).*

### ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время особое значение приобретают методы и устройства измерительного контроля физико-химических параметров немагнитных и магнитных жидкостей используемых в промышленном производстве. Разработанные в 50-90-х годах прошлого века (как правило, однопараметровые) методы определения магнитных, электрических и температурных параметров ферромагнитных жидкостей, несмотря на свои достоинства: простота схемных реализаций, низкие затраты при измерении информативных параметров, возможность контроля одного или двух параметров широкого ассортимента жидких сред, имели существенный недостаток, связанный с невысокой параметрической надёжностью, что приводило в свою очередь, к уменьшению межповерочных интервалов, причём надёжность устройств измерения параметров жидкостей снижалась независимо от того, эксплуатируются эти устройства или нет, другим недостатком известных методов является возникновение больших погрешностей измерений [1]. В этом плане представляет важный теоретический и практический интерес совместный измерительный многопараметровый контроль промышленных жидкостей методами, которые реализуются на основе электромагнитных (вихретоковых) преобразователей. Достоинствами вихретоковых методов и средств контроля являются: простота функций преобразования и схемных реализаций, высокая надёжность и чувствительность, возможность лёгкой автоматизации измерительного контроля, быстрая обработка данных при подключении к современным вычислительным устройствам, сравнительно малые погрешности измерений [2, 3].

В общем случае, основными параметрами математической модели системы вихретоковый датчик – проба контролируемой жидкости являются: намагниченность  $j$ , относительная магнитная проницаемость  $\mu$ , удельная электрическая проводимость  $\sigma$  и температура  $t$ .

Сам термин многопараметровый вихретоковый метод, применительно к практике косвенных электромагнитных измерений параметров изделий и сред, возник в начале 60-х годов прошлого века, при этом смысл его заключался в том, что какой-либо измеряемый параметр контролируемого объекта (изделия или среды), определялся не по одному, а по нескольким, по возможности независимым, компонентам сложного, специальным образом сформированного сигнала

вихретокового датчика [3, 4].

В настоящей статье будет исследована возможность использования теплового трансформаторного вихретокового датчика (ТВД) для измерительного контроля параметров магнитных жидкостей, что обусловлено сравнительной простотой универсальных функций преобразования ТВД и отсутствием влияния на результаты измерений температурной погрешности, вызванной изменением сопротивления намагничивающей обмотки. Теория работы ТВД применительно к контролю параметров изделий широкого ассортимента и немагнитных сред описана в работах [4-9]. Однако на сегодняшний день не исследованы комплексные вихретоковые методы для одновременного контроля параметров образцов как слабоферромагнитных, так и ферромагнитных жидкостей, наиболее часто используемых современной промышленностью (например, в аппаратах для очистки вод загрязнённых нефтепродуктами используются магнитные жидкости, основа которых родственна загрязнениям), на базе различных схем включения тепловых ТВД.

Поэтому, возникает важная научно-практическая проблема, суть которой состоит в создании теории работы тепловых ТВД с контролируемыми слабоферромагнитными и ферромагнитными жидкостями при реализации новых комплексных вихретоковых методов.

В данном случае, имеется в виду бесконтактный измерительный контроль не только промышленно-изготавливаемых жидкостей, но и охлаждающих, например, трансформаторных масел в которых может накапливаться ферромагнитный порошок. Следует отметить, что измерительный контроль магнитных, электрических и температурных параметров контролируемых охлаждающих жидкостей, позволяет провести их отбраковку по количеству примесей [11].

Таким образом, целью работы является создание комплексного метода многопараметрового вихретокового контроля магнитных, электрических и температурных параметров проб слабоферромагнитных и ферромагнитных жидкостей на базе теплового трансформаторного вихретокового датчика (ТВД).

Для достижения цели необходимо решить следующие задачи:

1. Привести схемы включения тепловых ТВД с контролируемыми пробами слабоферромагнитных и ферромагнитных жидкостей.
2. На основании схем включения и новых алго-



ритмов измерительного контроля, разработать бесконтактный комплексный многопараметровый вихревой метод контроля намагниченности  $j$ , удельного электрического сопротивления  $\rho$  и температуры  $t$  проб слабоферромагнитных жидкостей, а также относительной магнитной проницаемости  $\mu_r$ , удельного электрического сопротивления  $\mu$  и температуры  $t$  образцов ферромагнитных жидкостей.

Как уже отмечалось выше, теория работы ТВД с контролируруемыми изделиями разных конфигураций и немагнитными жидкими и воздушными средами рассмотрена в работах [4-9]. Контактные вихревые методы, применительно к контролю немагнитной жидкой среды (5 % раствора серной кислоты) и к ферромагнитной жидкой среде  $\mu_r = 55$  (машинное масло с дисперсным ферромагнитным порошком) исследованы в работах [10, 11]. Таким образом, на сегодняшний день практически отсутствует методология бесконтактного вихревого контроля многих параметров слабоферромагнитных и ферромагнитных жидких сред на основе комплексных вихревых методов, использующих схемы включения тепловых ТВД. Следует отметить, что применение известных вихревых методов контроля параметров изделий и веществ, основанных на измерении ЭДС ТВД  $E_{\Sigma}$  и фазового угла  $\varphi_0$  [5-8], ограничивало бы ассортимент контролируемых магнитных жидкостей, поскольку измерительный контроль намагниченности  $j$ , удельного электрического сопротивления  $\rho$  и температуры  $t$  слабоферромагнитных жидких проб, был бы затруднен из-за возникновения больших значений погрешностей измерений компонентов сигналов теплового ТВД, т.е.  $E_{\Sigma}$  и  $\varphi_0$ .

Следует отметить, что определение разностной ЭДС теплового ТВД  $E_{\text{вн}}$  и её фазы  $\varphi_{\text{вн}}$  [4], позволяет получить высокие значения точности и чувствительности при измерительном контроле магнитных, электрических и температурных параметров слабоферромагнитных жидкостей – коллоидных растворов ферромагнитных частиц, подверженных броуновскому движению (малые размеры частиц, препятствующие их оседанию). В этом случае при контроле слабоферромагнитных и магнитных жидкостей силовые гравитационные поля можно не учитывать, так как все частицы уравнивает вязкость ферромагнитной жидкости (вязкость любой текучей системы связана с так называемым внутренним трением или силой трения [1]). В свою очередь, центробежная сила уравнивается силой притяжения ферромагнитных частиц в однородном магнитном поле. На рис. 1 с учётом схемных реализаций приведенных в работах [3-9], показана схема включения теплового ТВД для контроля параметров  $j$ ,  $\rho$  и  $t$  пробы слабоферромагнитной жидкости.

Схема содержит генератор  $\Gamma$  синусоидальных сигналов, частотомер  $\text{Ч}$ , амперметр  $\text{А}$ , образцовое сопротивление  $R_0$ , вольтметры  $\text{В}_1$ ,  $\text{В}_2$  и  $\text{В}_3$ , рабочий преобразователь РП, компенсационный КП и опорный ОП, а также фазометр  $\Phi$  [4].

На вторичной обмотке РП регистрируется разностная ЭДС контролируемой пробы жидкости  $E_{\text{внжт}}$ , а на первичной обмотке ОП, вольтметром  $\text{В}_3$  измеряется ЭДС  $E_0$ , обусловленная магнитным потоком  $\Phi_0$  в

ТВД при отсутствии контролируемой пробы.

Схема также включает в себя ГУ, для изменения температуры пробы жидкости – ПЖ в диапазоне температур  $t$  [20...100°C]. ПЖ находится в стеклянной трубке, которая размещается в охватывающей трубке ГУ, в свою очередь, расположенной в РП. На трубку наклеиваются платиновые терморезисторы ПТ (контрольный метод измерения температуры ПЖ). Фазометром  $\Phi$  измеряют фазовый угол  $\varphi_{\text{внжт}}$  между ЭДС  $E_0$  и  $E_{\text{внжт}}$  [4, 9]. Точками в схеме включения теплового ТВД с контролируемой пробой жидкости обозначены соединения обмоток. В результате внесения ПЖ в РП появляется ЭДС  $E_{\text{внжт}}$ , которая при нагреве контролируемой пробы с помощью ГУ, зависит от температуры  $t$ . Схема на рис. 1 применяется для измерительного контроля магнитных, электрических и температурных параметров проб слабоферромагнитных жидкостей при значении намагниченности  $j > 1$ . При  $j \gg 1$  мы переходим ко второй схеме включения теплового ТВД, приведенной на рис. 2.

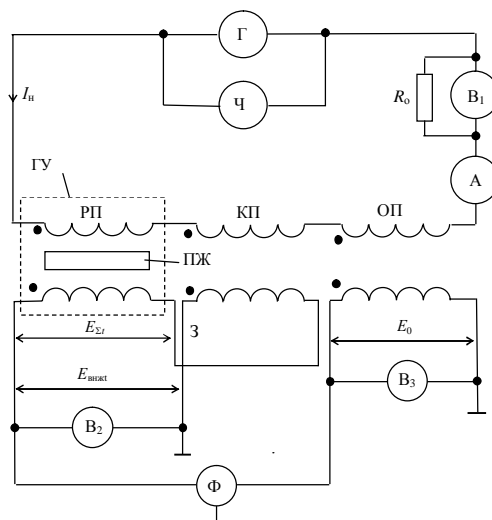


Рис. 1. Схема теплового ТВД для контроля параметров  $j$ ,  $\rho$  и  $t$  пробы слабоферромагнитной жидкости

Схема включения теплового ТВД с контролируемой пробой ферромагнитной жидкости, приведенная на рис. 2, включает в себя  $\Gamma$  – генератор,  $\text{Ч}$  – частотомер, амперметр –  $\text{А}$ ,  $\Phi$  – фазометр, вольтметры  $\text{В}_1$ ,  $\text{В}_2$  и  $\text{В}_3$  [3-8], а также греющее устройство ГУ в котором находится ПЖ. В отличие от схемы на рис. 1, в схему на рис. 2 входит только два идентичных преобразователя РП и КП [3-8]. РП – даёт возможность определять  $E_{\Sigma жт}$ , а ОП –  $E_0$ . При наличии в РП пробы жидкости ПЖ фазовый угол  $\varphi_0$  (между  $E_0$  и  $E_{\Sigma жт}$ ) измеряют  $\Phi$  [3-8].

Опорная ЭДС теплового ТВД с контролируемой жидкой пробой  $E_0$ , измеряется с помощью схемы на рис. 1 или определяется по формуле [5-7]

$$E_0 = 4,44 \cdot f \cdot W_n \cdot \mu_0 \cdot \pi \cdot a^2 \cdot I_n \cdot W_n \quad (1)$$

Выражение для определения намагниченности  $j$  пробы слабоферромагнитной жидкости выглядит следующим образом

$$j = \frac{I_d (E_{\Sigma жт} - 4,44 f W_n \mu_0 \pi a^2 I_n W_n)}{4,44 f W_n \mu_0 \pi a^2} \quad (2)$$

где  $l_d$  – длина намагничивающей обмотки теплового ТВД;  $f$  – частота магнитного поля зондирующего пробы жидкости;  $W_n$  – число витков измерительной обмотки;  $\mu_0$  – магнитная постоянная;  $I_n$  – намагничивающий ток;  $W_n$  – число витков намагничивающей обмотки;  $a_{ж}$  – радиус контролируемой жидкой пробы.

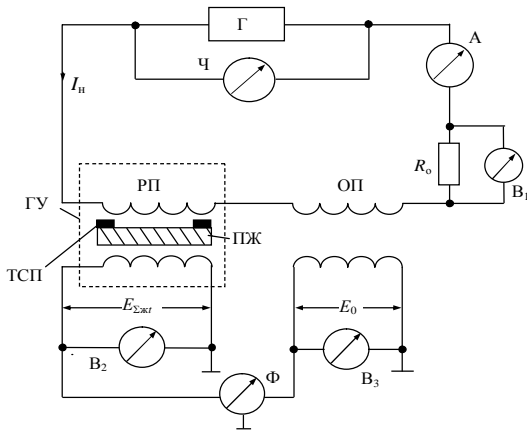


Рис. 2. Схема включения теплового ТВД для контроля магнитных, электрических и температурных параметров образцов ферромагнитных жидкостей

С учётом результатов, полученных в работах [3-9], приведём векторные диаграммы ЭДС и фазовых углов теплового ТВД с контролируруемыми пробами слабоферромагнитных и ферромагнитных жидкостей (рис. 3,а-б). Здесь  $E_{\Sigma ж t}$  – суммарная ЭДС, включающая в себя ЭДС  $E_{2 ж t}$ , обусловленную магнитным потоком  $\Phi_2$  внутри контролируемой пробы и ЭДС  $E_1$ , обусловленную магнитным потоком, проходящим между измерительной обмоткой теплового ТВД и контролируемой пробой жидкости  $\Phi_1$ . Вносимая в тепловой ТВД ЭДС  $E_{вн ж t}$ , равна геометрической разности ЭДС  $E_{\Sigma ж t}$  и  $E_0$ .

На рис. 3,а-б также обозначены:  $\varphi_0$  – фазовый угол между векторами  $E_0$  и  $E_{\Sigma ж t}$ ;  $\varphi_{ж t}$  – зависящий от температуры фазовый угол между  $E_0$  и  $E_{2 ж t}$ ;  $\varphi_{вн ж t}$  – фазовый угол между  $E_0$  и  $E_{вн ж t}$ . Схема, приведенная на рис. 1, позволяет достаточно точно контролировать намагниченность  $j$ , удельное электрическое сопротивление  $\rho_{ж t}$  и температуру  $t_{ж}$  проб слабоферромагнитных жидкостей.

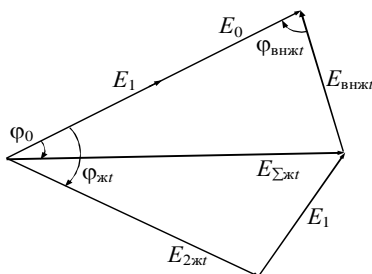


Рис. 3а. Векторная диаграмма ЭДС и фазовых углов теплового ТВД с контролируемой пробой слабоферромагнитной жидкости

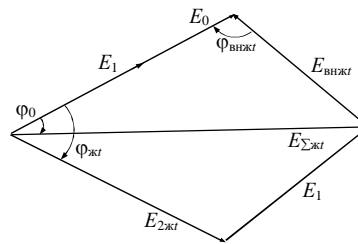


Рис. 3б. Векторная диаграмма ЭДС и фазовых углов теплового ТВД с контролируемой пробой ферромагнитной жидкости

Для того, чтобы спроектировать установку для измерительного контроля параметров проб магнитных жидкостей на базе теплового ТВД, а также определить диапазоны изменения сигналов теплового ТВД соответствующие диапазонам изменения параметров проб магнитных жидкостей, приведём формулы для определения модуля ЭДС  $|E_{\Sigma ж t}|$  и фазового угла  $\varphi_{ж t}$ . Воспользовавшись векторными диаграммами на рис. 3,а-б и применив известный символический метод операций с комплексными числами [5], запишем

$$\dot{E}_{\Sigma ж t} = \dot{E}_{вн ж t} + \dot{E}_{0 ж}, \quad (3)$$

$$E_{\Sigma ж t} e^{j\omega t} = E_{вн ж t} e^{j\omega t} e^{-j\varphi_{вн ж t}} + E_{0 ж} e^{j\omega t}, \quad (4)$$

$$\dot{E}_{\Sigma ж t} = E_{вн ж t} e^{-j\varphi_{вн ж t}} + E_{0 ж}. \quad (5)$$

Далее, применив формулу Эйлера, получим

$$\dot{E}_{\Sigma ж t} = E_{вн ж t} (\cos \varphi_{вн ж t} - j \sin \varphi_{вн ж t}) + E_{0 ж}, \quad (6)$$

$$E_{\Sigma ж t} = E_{вн ж t} \cos \varphi_{вн ж t} - j \sin \varphi_{вн ж t} E_{вн ж t} + E_{0 ж}. \quad (7)$$

Применив теорему Пифагора, получим выражение для модуля ЭДС  $E_{\Sigma ж t}$

$$|E_{\Sigma ж t}| = \sqrt{((E_{вн ж t} \cos \varphi_{вн ж t}) + E_{0 ж})^2 + (E_{вн ж t} \sin \varphi_{вн ж t})^2}. \quad (8)$$

Воспользовавшись теоремой косинусов, запишем

$$|E_{\Sigma ж t}| = \sqrt{E_{вн ж t}^2 + E_{0 ж}^2 - 2E_{вн ж t} E_{0 ж} \cos \varphi_{вн ж t}}. \quad (9)$$

Выражение для определения  $\text{tg} \varphi_{0 ж}$ , с учётом работ [3-9], имеет вид

$$\text{tg} \varphi_{0 ж} = -\frac{a_{\text{п}}^2 E_{вн ж t} \sin \varphi_{вн ж t}}{E_{вн ж t} \cos \varphi_{вн ж t} - a^2 E_{0 ж}}. \quad (10)$$

Следовательно, измерив с помощью схемы на рис. 1 ЭДС  $E_{вн ж t}$ , мы можем определить  $\text{tg} \varphi_0$  по формуле (10).

Воспользовавшись теоремой косинусов с учётом векторных диаграмм на рис. 3,а-б, получим формулы для расчёта ЭДС  $E_{2 ж t}$  и фазы  $\varphi_{ж t}$

$$E_{2 ж t} = \sqrt{E_{\Sigma ж t}^2 + E_{0 ж}^2 - 2E_{\Sigma ж t} E_{0 ж} \cos \varphi_{0 ж t}}, \quad (11)$$

$$\text{tg} \varphi_{ж t} = -\frac{E_{\Sigma ж t} \sin \varphi_{0 ж t}}{E_{\Sigma ж t} \cos \varphi_{0 ж t} - E_{0 ж}}. \quad (12)$$

С учётом работ [3-9] для определения относительной магнитной проницаемости ферромагнитной жидкости  $\mu_{р ж t}$ , предварительно измерив с помощью схемы на рис. 2 компоненты сигналов теплового ТВД:  $E_{\Sigma}$ ,  $E_0$ ,  $\varphi_0$ , приведем следующее выражение

$$\mu_{р ж t} = \frac{\sqrt{E_{\Sigma ж t}^2 + E_{0 ж}^2 - 2E_{\Sigma ж t} E_{0 ж} \cos \varphi_{0 ж t}}}{E_{0 ж} \eta k_{ж t}}, \quad (13)$$

где  $\eta$  – коэффициент заполнения теплового ТВД пробой жидкости;  $k_{жт}$  – удельная нормированная величина ЭДС в контролируемой пробе на единицу  $\mu_{ржт}$ .

Величину  $k_{жт}$  находят из табл. 1 с учетом работ [3-9], для проб магнитных жидкостей в зависимости от обобщенного магнитного параметра  $x_{жт}$  (предварительно определив угол  $\varphi_{жт}$  по формуле (12)), включающего в себя значения магнитной проницаемости жидкости  $\mu_{ржт}$ , удельного электрического сопротивления  $\rho_{жт}$ , частоты  $f_{жт}$ , магнитной постоянной  $\mu_0$  и радиуса  $a_{жт}$  [3-9].

Затем находят удельное электрическое сопротивление  $\rho_{жт}$  проб слабоферромагнитных и ферромагнитных жидкостей, предварительно определив ЭДС  $E_{2жт}$  и фазовый угол  $\text{tg}\varphi_{жт}$  по формулам (11) и (12). Для

пробы слабоферромагнитной жидкости выражение для определения  $\rho_{жт}$ , имеет следующий вид

$$\rho_{жт} = \frac{(H + j)\omega\mu_0 E_2 a_{жт}^2}{x^2 E_0 k_{жт} H}. \quad (14)$$

Удельное электрическое сопротивление пробы ферромагнитной жидкости, зондируемой продольным магнитным полем теплового ТВД, находят из выражения

$$\rho_{жт} = \frac{\mu_0 \omega a_{жт}^2 \sqrt{E_{\Sigma жт}^2 + E_{0ж}^2 - 2E_{\Sigma жт} E_{0ж} \cos \varphi_{0жт}}}{E_0 x_{жт}^2 k_{жт}}. \quad (15)$$

Таблица 1

Зависимости амплитуды и фазы сигнала теплового ТВД с контролируемыми образцами жидкостей от обобщенного магнитного параметра  $x_{жт}$

$x_{жт}$	$k_{жт}$	$\varphi_{жт}$	$\text{tg}\varphi_{жт}$	$x_{жт}$	$k_{жт}$	$\varphi_{жт}$	$\text{tg}\varphi_{жт}$
0	0	0	0	5,2	0,359497	40,553	0,707783
0,2	0,999979	0,286	0,004992	5,4	0,34706	40,717	0,710646
0,4	0,999667	1,146	0,020001	5,6	0,335473	40,876	0,713421
0,6	0,998318	2,574	0,044925	5,8	0,324638	41,028	0,716074
0,8	0,994717	4,559	0,07657	6,0	0,314476	41,173	0,718604
1,0	0,987275	7,07	0,123395	6,2	0,304924	41,31	0,720996
1,2	0,974239	10,045	0,175318	6,4	0,295927	41,44	0,723264
1,4	0,954059	13,382	0,23356	6,6	0,287437	41,562	0,725394
1,6	0,925849	16,939	0,295641	6,8	0,279415	41,677	0,727401
1,8	0,889775	20,546	0,358595	7,0	0,271824	41,784	0,729268
2,0	0,847162	24,024	0,419298	7,2	0,264632	41,884	0,731014
2,2	0,800221	27,221	0,475096	7,4	0,257808	41,978	0,732654
2,4	0,751507	30,027	0,52407	7,6	0,251326	42,066	0,73419
2,6	0,703368	32,389	0,565295	7,8	0,245163	42,149	0,735639
2,8	0,657592	34,303	0,5987	8,0	0,239294	42,227	0,737
3,0	0,615292	35,805	0,624915	8,2	0,2337	42,301	0,738292
3,2	0,576979	36,952	0,644934	8,4	0,228362	42,371	0,739513
3,4	0,542715	37,811	0,659926	8,6	0,223263	42,438	0,740683
3,6	0,512274	38,449	0,671062	8,8	0,218388	42,501	0,741782
3,8	0,48528	38,925	0,679369	9,0	0,21372	42,561	0,74283
4,0	0,461295	39,286	0,68567	9,2	0,209249	42,618	0,743824
4,2	0,439888	39,572	0,690662	9,4	0,204961	42,672	0,744767
4,4	0,420662	39,808	0,694781	9,6	0,200845	42,724	0,745674
4,6	0,403273	40,015	0,698394	9,8	0,196891	42,774	0,746547
4,8	0,387432	40,204	0,701692	10	0,19309	42,822	0,747385
5,0	0,372904	40,382	0,704799				

Приведём формулу для определения температуры  $t$  контролируемой пробы слабоферромагнитной жидкости

$$t = \frac{1 + \alpha_{жт} t_{н}}{\alpha_{жт}} \left( \frac{\omega\mu_0 E_{2жт} a_{п}^2}{\rho_{н} x_{жт}^2 E_{0жт} k_{жт}} - 1 \right) + t_{н}, \quad (16)$$

где  $\alpha_{жт}$  – температурный коэффициент сопротивления;  $t_{н}$  – начальная температура,  $t_{н} = 20^\circ\text{C}$ ;  $\rho_{н}$  – удельное электрическое сопротивление при температуре  $t_{н} = 20^\circ\text{C}$ .

Температуру пробы ферромагнитной жидкости, находим из выражения

$$t = \frac{1 + \alpha_{жт} t_{н}}{\alpha_{жт}} \times \left( \frac{\omega\mu_0 a_{п}^2 \sqrt{E_{\Sigma жт}^2 + E_{0ж}^2 - 2E_{\Sigma жт} E_{0ж} \cos \varphi_{0жт}}}{\rho_{н} x_{жт}^2 E_{0жт} k_{жт}} - 1 \right) + t_{н}. \quad (17)$$

Таким образом, алгоритм измерительного контроля магнитных, электрических и температурных параметров контролируемых проб магнитных жидкостей следующий, сначала измеряем с помощью схемы на рис. 1 ЭДС  $E_{внжт}$ ,  $E_{0ж}$ , фазовый угол  $\varphi_{внжт}$  и частоту

$f_{ж}$ . Затем определяем намагниченность  $j$  по формуле (2). Если  $j > 1$ , находим параметры  $x_{жт}$  и  $k_{жт}$  по табл. 1 (предварительно измерив  $E_{\Sigma жт}$  и  $\Phi_{0жт}$ ). Затем определяем  $E_{2жт}$  и  $\text{tg}\varphi_{жт}$ , воспользовавшись векторной диаграммой на рис. 3,а и формулами (11) и (12). Далее находим удельное электрическое сопротивление  $\rho_{жт}$  и температуру  $t$  по формулам (14) и (16). Если же  $j \gg 1$ , сразу переходим к схеме включения теплового ТВД на рис. 2 и измеряем  $E_{\Sigma}$ ,  $E_{0ж}$  и  $\Phi_{0жт}$ . Затем, воспользовавшись векторной диаграммой на рис. 3,б и формулами (11) и (12), находим  $E_{2жт}$  и  $\text{tg}\varphi_{жт}$  пробы ферромагнитной жидкости и определяем параметры  $x_{жт}$  и  $k_{жт}$  по табл. 1. После чего, по формулам (13), (15) и (17) находим относительную магнитную проницаемость  $\mu_{ржт}$ , электрический параметр  $\rho_{жт}$  и температуру  $t$  контролируемой пробы ферромагнитной жидкости.

Таким образом, в настоящей статье предложен бесконтактный комплексный многопараметровый вихретоковый метод контроля магнитных, электрических и температурных параметров образцов слабоферромагнитных и ферромагнитных жидкостей на базе двух схем включения тепловых ТВД.

#### ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЙ

В настоящей статье определены основные пути решения важной научно-практической проблемы, связанной с созданием теории работы тепловых ТВД с контролируруемыми слабоферромагнитными и ферромагнитными жидкостями при реализации новых бесконтактных комплексных многопараметровых вихретоковых методов. В рамках решения этой проблемы приведены схемы включения тепловых ТВД с контролируруемыми пробами слабоферромагнитных и ферромагнитных жидкостей.

Разработан бесконтактный комплексный многопараметровый вихретоковый метод контроля намагниченности  $j$ , удельного электрического сопротивления  $\rho$  и температуры  $t$  образцов слабоферромагнитных жидкостей, а также относительной магнитной проницаемости  $\mu_r$ , удельного электрического сопротивления  $\rho$  и температуры  $t$  образцов ферромагнитных жидкостей.

Научной новизной настоящей статьи являются полученные теоретические основы работы тепловых ТВД с контролируруемыми пробами слабоферромагнитных и ферромагнитных жидкостей, которые позволили разработать бесконтактный комплексный вихретоковый многопараметровый метод неразрушающего контроля магнитных жидкостей.

Практическим значением работы является то, что предложенный бесконтактный комплексный многопараметровый вихретоковый метод может быть использован во время пооперационного контроля магнитных жидких сред при их промышленном изготовлении.

Перспективой дальнейших исследований является создание методов и устройств неразрушающего контроля парамагнитных жидкостей, широко используемых во многих отраслях промышленности.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фергман В.Е. Магнитные жидкости. Минск: Высшая школа, 1988. – 183 с.
2. Кифер И.И. Испытания ферромагнитных материалов. – М.: Энергия, 1969. – 360 с.
3. Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий. Справочник / Под ред. В.В. Клюева. – Кн. 2. – М.: Машиностроение, 1986. – 351 с.
4. Гончаров Б.В. Теория и практика безэталонных электромагнитных методов контроля. – М.: Машиностроение, 1975. – 40 с.
5. Себко В.П. Проходной датчик для измерения электромагнитных характеристик проводящих объектов. – Сб. Вестник Харьковского политехнического института "Автоматика и приборостроение". – Изд-во при "ХПИ" издательского объединения "Вища школа". – Харьков. – 1982. – № 188. – Вып. 8. – С. 24-28.
6. Себко В.П., Сомхивева О.С. Определение ожидаемых значений сигналов дифференциального двухпараметрового преобразователя // Український метрологічний журнал. – Харків. – 2000. – Вип. 1. – С. 50-53.
7. Себко В.П., Горкунов Б.М., Ду Хуан Янг. Погрешности трехпараметровых измерений электромагнитным преобразователем // Вестник Восточно-украинского нац-го ун-та. – Луганск: ВУНУ. – 2002. – № 8. – С. 217-223.
8. Себко В.П., Себко В.В. Вихретоковые методы и преобразователи для определения температуры изделий и сред // Харьков: ХГПУ. – 1999. – Вып. 24. – С. 10-16.
9. Себко В.В. Многофункциональное вихретоковое устройство для совместного измерения радиуса, магнитной проницаемости, удельного электрического сопротивления и температуры цилиндрических изделий // Технічна електродинаміка. – Київ: Ін-т електродинаміки НАНУ. – 2002. – Тем. випуск. Ч. 3. – С. 101-104.
10. Себко В.В. Використання теорії теплового контактного вихорострумового перетворювача (КРП), стосовно сумісного контролю трьох параметрів немагнітної речовини // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2008. – Вып. 3/4 (33). – С. 39-43.
11. Себко В.В. Определение параметров ферромагнитной жидкости с помощью контактного рабочего преобразователя КРП // Вісник НТУ "ХПИ". – 2006. – № 44. – С. 15-24.

Поступила 25.11.2010

Себко Вадим Вадимович, д.т.н., доц.,  
Верба Анна Юрьевна

Национальный технический университет  
"Харьковский политехнический институт"  
кафедра "Химической техники и промышленной экологии"  
61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21  
тел. (057) 707-61-55, e-mail: Sebkov@mail.ru

V.V. Sebko, A.Yu. Verba

#### **The noncontact complex multiparameter eddy-current control of samples of the weak-ferromagnetic and ferromagnetic liquid.**

The noncontact complex eddy-current multiparameter method of the control of the parameters of the weak-ferromagnetic and ferromagnetic liquid samples on the basis of two circuits of the thermal transformer eddy-current sensor (TES) is developed.

**Key words – transformer eddy-current sensor (TES), magnetic liquid, complex eddy-current method, samples of the weak-ferromagnetic liquid, reference EMF, angle of phase displacement, control of parameters.**

## ТЕОРІЯ ЧОТИРИПОЛЮСНИКІВ І СХЕМА ЗАМІЩЕННЯ ТРАНСФОРМАТОРА

*Виявлена недостатньо висока ефективність використання структур відомих схем заміщення лінійного трансформатора, який досліджено за допомогою теорії чотириполосників, що дозволяє визначити коефіцієнти А-форми запису рівнянь чотириполосника, знайти комплексні опори Т-образної схеми заміщення, що є і схемою заміщення трансформатора, однозначно відповідною електромагнітним процесам.*

*Вьявлена недостаточно высокая эффективность использования структур известных схем замещения линейного трансформатора, который исследован с помощью теории четырёхполосников, позволяющей определить коэффициенты А-формы записи уравнений четырёхполосника, найти комплексные сопротивления Т-образной схемы замещения, являющейся и схемой замещения трансформатора, однозначно соответствующей электромагнитным процессам.*

### ВСТУП

Трансформатором є статичний пристрій, що призначається для перетворення електромагнітної енергії змінного струму з одним співвідношенням напруги і струму в електричну енергію змінного струму з іншим співвідношенням цих величин. Трансформатор ізолює в електричному відношенні один електричне коле (первинну обмотку) від іншого (вторинної), зберігаючи можливість передачі електромагнітної енергії. Включення трансформатора між джерелом і приймачем енергії дозволяє здійснити їх узгодження.

Передача електромагнітної енергії з первинної обмотки у вторинну здійснюється за допомогою магнітного поля, точніше потоком взаємної індукції, створюваного струмами обох обмоток. Даний потік зростає, якщо обмотки трансформатора надіті на загальний феромагнітний сердечник, що може привести до нелінійних ефектів. Проте, основні риси робочого режиму, як енергетичних трансформаторів, так і трансформаторів вимірювальних пристроїв достатньо точно виявляються при розрахунках, що припускають лінійність. Нелінійність трансформаторів енергетичних мереж позначається практично тільки в режимах холостого ходу і деяких аномальних режимах [1].

Методи заміни дійсного електричного кола трансформатора еквівалентним колом з усуненими індуктивними зв'язками знаходять широке застосування в практичних розрахунках. Отже, еквівалентні схеми заміщення трансформатора без індуктивних зв'язків мають велике практичне значення.

Разом з тим відомі схеми заміщення лінійного трансформатора, що розглядаються в теорії лінійних електричних кіл, не забезпечують високу ефективність вищезгаданих розрахунків. Це обумовлено тим, що одна з них [2] не адекватна електромагнітним процесам лінійного трансформатора. Так рівнянню, складеному за другим законом Кірхгофа для первинної обмотки трансформатора, відповідає вираз:  $\dot{U}_1 = \underline{Z}_1 \dot{I}_1 + j\omega M \dot{I}_2$  [3], тоді як аналогічне рівняння для вхідного контуру схема заміщення [2] описується формулою:  $\dot{U}_1 = \underline{Z}_1 \dot{I}_1 - j\omega M \dot{I}_2$ . Така ж невідповідність і рівнянь, складених по другому закону Кірхгофа для вторинної обмотки трансформатора і вихідного контуру схеми заміщення. Другу ж відому схему заміщення [4] не можна реалізувати, оскільки в цьому простому електричному колі напрям струму у вітки, де включено на-

вантаження, протилежний дії вхідної напруги. Крім того, і в одній і в іншій схемі заміщення напруга на вітці, що містить тільки взаємну індуктивність, не відповідає напрузі, що врівноважує результуючу е.р.с. взаємної індукції лінійного трансформатора.

Тому дослідження і уточнення схеми заміщення лінійного трансформатора з метою встановлення відповідності її структури електромагнітним процесам є актуальною проблемою. Її вирішення дозволить підвищити точність розрахунку трансформаторів і таким чином забезпечити більш ефективно функціонування електротехнічних пристроїв та електроенергетичних систем, що містять лінійні трансформатори.

### ОСНОВНА ЧАСТИНА

Структура еквівалентної схеми заміщення лінійного трансформатора без індуктивних зв'язків може бути досліджена за допомогою теорії чотириполосників [5]. Будь-який лінійний трансформатор можна розглядати як прохідний пасивний чотириполосник (рис. 1), що задовольняє умові взаємності, у якого між трьома будь-якими напругами і струмами існує лінійна залежність виду:  $z = ax + by$ , де  $x, y, z$  – будь-які із струмів і напруг, що визначають режим чотириполосника.

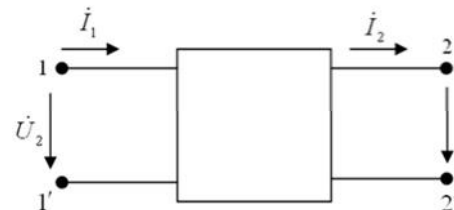


Рис. 1

Для трансформатора такими величинами є вхідні і вихідні комплексні напруги і струми  $(\dot{U}_1, \dot{I}_1, \dot{U}_2, \dot{I}_2)$ . Рівняння, що зв'язують первинні напругу  $\dot{U}_1$  і струм  $\dot{I}_1$  з вторинними напругою  $\dot{U}_2$  і струмом  $\dot{I}_2$  називаються основними рівняннями чотириполосника, рівняннями передачі або системою рівнянь А – форми запису:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = A\dot{U}_2 + B\dot{I}_2 \\ \dot{I}_1 = C\dot{U}_2 + D\dot{I}_2 \end{cases} \quad (1)$$

Щоб визначити коефіцієнти А – форми запису рівнянь чотириполосника необхідно розглянути його режими холостого ходу й короткого замикання [3]. У

режимі холостого ходу (рис. 2) струм на виході трансформатора дорівнює нулю, тому система рівнянь  $A$  – форми запису повинна мати наступний вигляд:

$$\begin{cases} \dot{U}_{1x} = A\dot{U}_{2x}, \\ \dot{I}_{1x} = C\dot{U}_{2x}, \end{cases} \quad (2)$$

тому що  $\dot{I}_{2x} = 0$ .

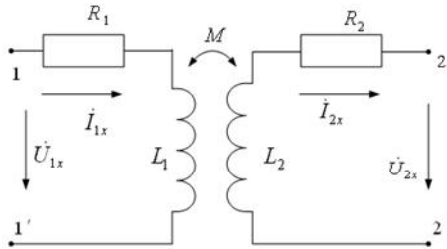


Рис. 2

Відповідно до закону Ома струм у первинній обмотці трансформатора у режимі холостого ходу визначається вираженням:

$$\dot{I}_{1x} = \frac{\dot{U}_{1x}}{R_1 + j\omega L_1}, \quad \text{тобто:}$$

$\dot{U}_{1x} = (R_1 + j\omega L_1)\dot{I}_{1x}$ . Разом з тим на підставі закону електромагнітної індукції (закону Фарадея):

$$\dot{U}_{2x} = -j\omega M \dot{I}_{1x} = \dot{E}_{M12},$$

тому коефіцієнт  $A$  описується вираженням:

$$A = \frac{\dot{U}_{1x}}{\dot{U}_{2x}} = \frac{(R_1 + j\omega L_1)\dot{I}_{1x}}{-j\omega M \dot{I}_{1x}} = -\frac{R_1 + j\omega L_1}{j\omega M}, \quad (3)$$

разом з тим коефіцієнту  $C$  відповідає співвідношення:

$$C = \frac{\dot{I}_{1x}}{\dot{U}_{2x}} = \frac{\dot{I}_{1x}}{-j\omega M \dot{I}_{1x}} = -\frac{1}{j\omega M}. \quad (4)$$

У режимі короткого замикання (рис. 3) напруга на виході трансформатора дорівнює нулю.

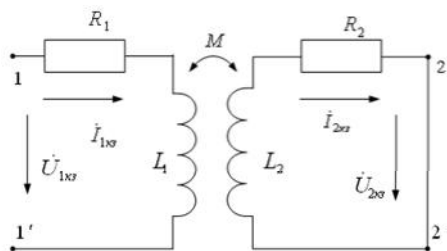


Рис. 3

Таким чином:

$$\begin{cases} \dot{U}_{1кз} = B\dot{I}_{2кз}, \\ \dot{I}_{1кз} = D\dot{I}_{2кз}, \end{cases} \quad (5)$$

тому що  $\dot{U}_{2кз} = 0$ .

З рівнянь, складених по другому закону Кірхгофа для вторинної  $[-j\omega M \dot{I}_{1кз} = (R_2 + j\omega L_2)\dot{I}_{2кз}]$  й первинної  $[\dot{U}_{1кз} - j\omega M \dot{I}_{2кз} = (R_1 + j\omega L_1)\dot{I}_{1кз}]$  обмоток трансформатора, одержуємо:

$$\dot{I}_{1кз} = -\frac{(R_2 + j\omega L_2)}{j\omega M} \dot{I}_{2кз}, \quad (6)$$

$$\dot{U}_{1кз} = (R_1 + j\omega L_1)\dot{I}_{1кз} + j\omega M \dot{I}_{2кз}. \quad (7)$$

Отже згідно з першим рівнянням системи (5):

$$B = \frac{\dot{U}_{1кз}}{\dot{I}_{2кз}} = \frac{(R_1 + j\omega L_1)\dot{I}_{1кз} + j\omega M \dot{I}_{2кз}}{\dot{I}_{2кз}} = (R_1 + j\omega L_1) \left( -\frac{R_2 + j\omega L_2}{j\omega M} \dot{I}_{2кз} \right) + j\omega M \dot{I}_{2кз} = \frac{j\omega M \dot{I}_{2кз}}{\dot{I}_{2кз}},$$

тобто коефіцієнт  $B$  визначається формулою:

$$B = -\frac{(R_1 + j\omega L_1)(R_2 + j\omega L_2)}{j\omega M} + j\omega M. \quad (8)$$

Тоді як відповідно до другого рівняння тієї ж системи рівнянь коефіцієнт  $D$  описується вираженням:

$$D = \frac{\dot{I}_{1кз}}{\dot{I}_{2кз}} = \frac{-\frac{(R_2 + j\omega L_2)}{j\omega M} \dot{I}_{2кз}}{\dot{I}_{2кз}} = -\frac{R_2 + j\omega L_2}{j\omega M}. \quad (9)$$

Для лінійних чотириполосників є справедливим принцип взаємності, відповідно до якого коефіцієнти рівнянь  $A$  – форми запису зв'язані співвідношенням:

$$AD - CB = 1.$$

Це рівняння може бути використано для перевірки правильності попереднього розрахунку даних коефіцієнтів.

Отже з формул (3) і (9) слід що:

$$AD = -\frac{R_1 + j\omega L_1}{j\omega M} \cdot \left( -\frac{R_2 + j\omega L_2}{j\omega M} \right) = -\frac{(R_1 + j\omega L_1)(R_2 + j\omega L_2)}{\omega^2 M^2},$$

а рівняння (4) та (8) дозволяють визначити добуток:

$$CB = -\frac{(R_1 + j\omega L_1)(R_2 + j\omega L_2) - \omega^2 M^2}{j\omega M} \cdot \left( -\frac{1}{j\omega M} \right) = -\frac{(R_1 + j\omega L_1)(R_2 + j\omega L_2) - \omega^2 M^2}{\omega^2 M^2},$$

тому:  $AD - CB = 1$ ,

Таким чином розрахунок коефіцієнтів виконано вірно. Функції пасивного взаємного чотириполосника як передавальної ланки між джерелом живлення і навантаженням може виконувати  $T$  – образна схема заміщення (рис. 4)

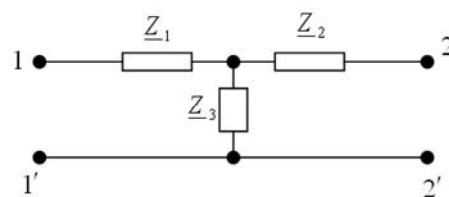


Рис. 4

Відповідно до теорії чотириполосників [3,4,5] опори  $T$ -образної схеми заміщення однозначно визначаються коефіцієнтами  $A$  – форми запису рівнянь чотириполосника. Причому:

$$\underline{Z}_1 = \frac{A-1}{C},$$

тоді згідно з рівняннями (3) і (4):

$$\underline{Z}_1 = \frac{-\frac{R_1 + j\omega L_1}{j\omega M} - 1}{-\frac{1}{j\omega M}} = -\frac{\left( \frac{R_1 + j\omega L_1 + j\omega M}{j\omega M} \right)}{-\frac{1}{j\omega M}},$$

тобто:



$$\underline{Z}_1 = R_1 + j\omega(L_1 + M). \quad (10)$$

Крім того:

$$\underline{Z}_2 = \frac{D-1}{C},$$

тому з урахуванням виражень (4) та (9):

$$\underline{Z}_2 = \frac{-\frac{R_2 + j\omega L_2}{j\omega M} - 1}{-\frac{1}{j\omega M}},$$

або:

$$\underline{Z}_2 = R_2 + j\omega(L_2 + M). \quad (11)$$

З огляду на те, що:

$$\underline{Z}_3 = \frac{1}{C},$$

тому:

$$\underline{Z}_3 = -j\omega M, \quad (12)$$

того що згідно рівняння (4):

$$C = -\frac{1}{j\omega M}.$$

Відповідно до отриманих комплексних значень опорів  $\underline{Z}_1$ ,  $\underline{Z}_2$  та  $\underline{Z}_3$  зображена T-образна електрична схема заміщення чотириполюсника (рис. 5).

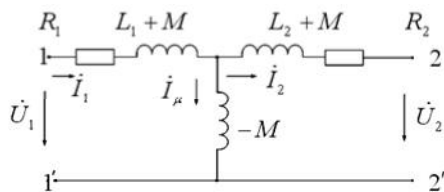


Рис. 5

## ВИСНОВКИ

Дана T-образна схема чотириполюсника (рис. 5) є еквівалентною схемою заміщення трансформатора, яка не утримує індуктивних зв'язків. Вона ідентична електромагнітним процесам трансформатора. Рівняння, що складені по другому закону Кірхгофа для вхідного і вихідного контурів, отриманої схеми заміщення, відповідають аналогічним рівнянням, які складені для первинної та вторинної обмоток трансформатора. Крім того, напруга на вітті, що містить тільки взаємну індуктивність, рівна напрузі, що врівноважує результуючу е.р.с. взаєміндукції лінійного трансформатора.

Таким чином, отримана схема заміщення лінійного трансформатора дозволить підвищити точність розрахунків трансформаторів, а це в свою чергу забезпечить більш ефективне функціонування електротехнічних пристроїв, що містять такі трансформатори. Крім того, використання такої схеми заміщення при розрахунках і аналізі режимів енергопостачання підвищить надійність та ефективність функціонування електроенергетичних систем та мереж.

Слід додати, що дана схема ідентична схемі заміщення трансформатора, яка введена в роботі [6], тобто дослідження, що проведені у цій статті, підтверджують результати, які були отримані раніше.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Поливанов К.М. Теоретические основы электротехники. Т.1. Линейные электрические цепи с сосредоточенными постоянными. – М.: Энергия, 1972. – 240 с.
2. Зевеке Г.В. и др. Основы теории цепей. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.
3. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. – М.: Высшая школа, 1984. – 559 с.
4. Нейман Л.Р. Демирчан К.С. Теоретические основы электротехники. Т.1. Теория линейных электрических цепей. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 536 с.
5. Жуховицкий Б., Негневицкий И. Теоретические основы электротехники. Ч. II. Четырёхполюсники, длинные линии, нелинейные цепи. – М-Л.: Энергия, 1965. – 240 с.
6. Придубков П.Я., Хоменко И.В. Дослідження схеми заміщення лінійного трансформатора // Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит. – 2010. – № 9. – С. 50.

Надійшла 11.11.2010

Придубков Павло Якович, к.т.н., доц.

доцент кафедри "Електротехніка та електричні машини"  
Українська державна академія залізничного транспорту  
61050, Харків, пл. Фейербаха, 7  
тел. (057) 7301996

Хоменко Ігор Васильович, к.т.н., доц.

доцент кафедри "Передача електричної енергії"  
Національний технічний університет  
"Харківський політехнічний інститут"  
61002, Харків, вул. Фрунзе 21

P.Y. Pridubkov, I.V. Khomenko

### Theory of quadripoles and substitution scheme of transformer.

Not enough high efficiency of the use of structures of the known charts of substitution of linear transformer, which is explored by the theory of quadripoles, allowing to define coefficients forms of record of equalizations of quadripole, is exposed, to find complex resistances vivid chart of his substitution, being and chart of substitution of transformer, is synonymous the proper to the electromagnetic processes.

**Key words – transformer, quadripole, electromagnetic processes.**

М.И. Баранов, Г.М. Колишко, В.О. Лысенко, М.А. Носенко

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ И ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ СИЛЬНОТОЧНОГО ПЛАЗМЕННОГО КАНАЛА В ЦЕПИ РАЗРЯДА МОЩНОГО ГЕНЕРАТОРА ТОКА ИСКУССТВЕННОЙ МОЛНИИ

*Досвідченим шляхом отримано наближені чисельні значення погонного активного електричного опору і питомій електропровідності сильноточного плазмового каналу повітряного іскрового розряду в колі потужного ємнісного накопичувача енергії, який використовується при формуванні повторною імпульсною компонентою струму штучної блискавки з нормованою амплітудою до 100 кА.*

*Опытным путем получены приближенные численные значения погонного активного электрического сопротивления и удельной электропроводности сильноточного плазменного канала воздушного искрового разряда в цепи мощного емкостного накопителя энергии, используемого при формировании повторной импульсной компоненты тока искусственной молнии с нормированной амплитудой до 100 кА.*

### ВВЕДЕНИЕ

Для физического моделирования электромагнитных, электротермических и электромеханических процессов в различных технических объектах (например, в выключателях, элементах линий электропередачи, средствах электросвязи и летательных аппаратах), испытывающих в нештатных (как правило, в аварийных) режимах работы воздействие больших импульсных токов (БИТ) линейной молнии, требуются мощные высоковольтные генераторы, воспроизводящие основные компоненты БИТ молнии с соответствующими амплитудно-временными параметрами (АВП) [1-3]. Для этих целей в НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" не так давно был разработан и сооружен на исследовательско-испытательном полигоне института мощный генератор тока искусственной молнии с суммарной запасаемой электрической энергией до 1 МДж [4-7]. При реальной работе с таким генератором импульсных токов (ГИТ), базирующемся на пяти отдельных параллельно работающих на общую электрическую нагрузку мощных емкостных накопителей энергии (ЕНЭ), обслуживающему его персоналу при выполнении испытаний объектов на молниестойкость требуется знать электрические параметры сильноточного плазменного канала (СПК) воздушного искрового разряда, имитируемого над испытываемыми объектами и входящего в разрядные цепи ГИТ молнии. Прежде всего, это касается активного электрического сопротивления  $R_k$  и удельной электропроводности  $\sigma_k$  СПК искрового разряда, длина которого в указанном ГИТ молнии может составлять от 1 до 100 мм. Имеющиеся в области высоковольтной импульсной техники расчетные соотношения для  $R_k$ , записанные в [8, 9] в обобщенном виде, не позволяют в полевых условиях испытаний технических объектов на ГИТ молнии оперативно осуществлять достоверную оценку этого сопротивления для СПК при воздушном разряде с его различными длинами и АВП тока.

### 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ПО ОЦЕНКЕ В ЦЕПИ ГИТ МОЛНИИ АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ СПК ВОЗДУШНОГО ИСКРОВОГО РАЗРЯДА

Рассмотрим приведенную на рис. 1 двухэлектродную систему (ДЭС) рабочего стола ГИТ молнии и принципиальную электрическую схему ГИТ-Д

(рис. 2), предназначенного для формирования на электрической нагрузке (испытываемом объекте) повторной импульсной D-компоненты тока искусственной молнии. В соответствии с международными требованиями [1-3] данная компонента тока молнии (обычно отрицательной полярности) характеризуется следующими основными нормированными АВП: амплитудой тока  $I_{mD} = 100$  кА с допуском  $\pm 10\%$ ; интегралом действия  $J_D = 0,25 \cdot 10^6$  А<sup>2</sup>·с при допуске  $\pm 20\%$ ; временем амплитуды тока  $t_{mD} \leq 25$  мкс; длительностью протекания  $\tau_{II} \leq 500$  мкс. Принимаем, что в проводимых экспериментах длина  $d_B$  воздушного промежутка между верхним 1 и нижним 2 массивными металлическими электродами ДЭС рабочего стола ГИТ молнии, в котором формируется СПК искрового разряда, может варьироваться в пределах от 0,5 до 25 мм. Считаем, что указанная выше ДЭС выполняет роль эквивалента электрической нагрузки для цепи ГИТ-Д.

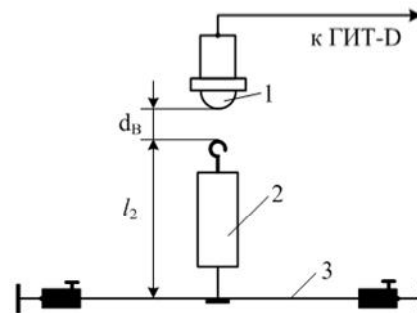


Рис. 1. Схематическое изображение ДЭС эквивалента нагрузки мощного генератора ГИТ-Д для получения повторной импульсной D-компоненты тока искусственной молнии (1 – верхний стальной электрод; 2 – нижний медный электрод; 3 – алюминиевая пластина рабочего стола генератора)

Пусть отрицательное зарядное напряжение  $U_{D3}$  для ГИТ-Д не превышает значения  $-30$  кВ. Согласно данным схемы на рис. 2 основные электрические параметры разрядной цепи ГИТ-Д имеют следующие значения:  $C_D = 90$  мкФ;  $L_D = 1,1$  мкГн;  $R_D = 0,15$  Ом;  $L_2 = 0,3$  мкГн;  $R_2 = 0,03$  Ом. С учетом того, что длина  $l_2$  нижнего 2 медного электрода ДЭС составляет 0,346 м, то его индуктивность  $L_D$  будет примерно равной 0,346 мкГн. Выполненная расчетная оценка активного сопротивления  $R_{D2}$  нижнего 2 медного электрода

ДЭС, изготовленного на основе радиочастотного кабеля марки РК 75-44-15 без медной оплетки (с диаметром круглой жилы, равным 6,6 мм), показывает, что оно не превышает значения  $2 \cdot 10^{-4}$  Ом. Это дает основание для его неучета в разрядной цепи генератора ГИТ-Д при анализе влияния активного сопротивления  $R_k$  исследуемого СПК на АВП рассматриваемой нами D-компоненты тока искусственной молнии. Отметим, что алюминиевая пластина 3 в воздушной ДЭС рабочего стола генератора молнии была выполнена из листа (алюминиевый сплав марки АМц) толщиной 2 мм с размерами в плане  $0,5 \times 0,5$  м<sup>2</sup>. В соответствии со схемой (рис. 2) полагаем, что активное сопротивление  $R_d = R_k$  обусловлено высокоионизированным СПК, возникающим в воздушном промежутке описанной выше ДЭС длиной  $d_B$  и имеющим цилиндрическую форму. Принимаем, что данный СПК в воздушном промежутке ДЭС длиной  $d_B = 24,5$  мм над нижним медным электродом 2 инициируется при помощи закрепленного на верхнем стальном электроде 1 электрически взрывающегося тонкого прямолинейного медного провода без изоляции диаметром 0,2 мм и длиной 50 мм. При  $d_B = 0,5$  мм происходит самопробой воздушного промежутка ДЭС.

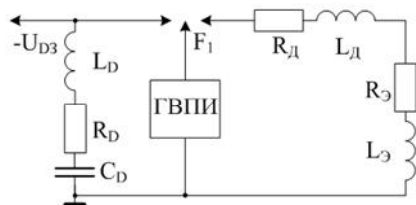


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема разрядной цепи мощного генератора ГИТ-Д для формирования повторной импульсной D-компоненты тока искусственной молнии

Требуется по результатам осциллографирования и численного расчета с помощью электрической схемы на рис. 2 и стандартной программы *EWB 5.12 (Electronics Workbench)* [10] повторной импульсной D-компоненты тока молнии, получаемой в разрядной цепи генератора ГИТ-Д с СПК атмосферного воздушного искрового разряда длиной от 0,5 до 24,5 мм, определить активное электрическое сопротивление  $R_k$ , электропроводность  $\sigma_k$  и напряженность продольного  $E$  – поля для данного плазменного канала с амплитудой импульсного тока  $I_{mD}$  в нем до 100 кА.

## 2. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ВЛИЯНИЯ СПК ВОЗДУШНОГО ИСКРОВОГО РАЗРЯДА НА АВП D-КОМПОНЕНТЫ ТОКА ИСКУССТВЕННОЙ МОЛНИИ

Согласно рис. 2 при подаче от генератора высоковольтных поджигающих импульсов (ГВПИ) на управляющий электрод трехэлектродного воздушного разрядника  $F_1$  каскадного типа импульса микросекундной длительности положительной полярности амплитудой до 100 кВ [4, 5] предварительно заряженный до отрицательного напряжения  $U_{D3} = -27$  кВ ЕНЭ генератора ГИТ-Д разряжается на описанный в разделе 1 эквивалент нагрузки и формирует на нем требуемую в соответствии с [1-3] импульсную D-компоненту тока молнии. На рис. 3 приведена ос-

циллограмма такого тока, полученная с помощью измерительного коаксиального шунта ШК-300 [4, 5] практически при  $R_d = R_k = 0$  (масштаб по вертикали – 2 В/клетка; масштаб по горизонтали – 50 мкс/клетка).

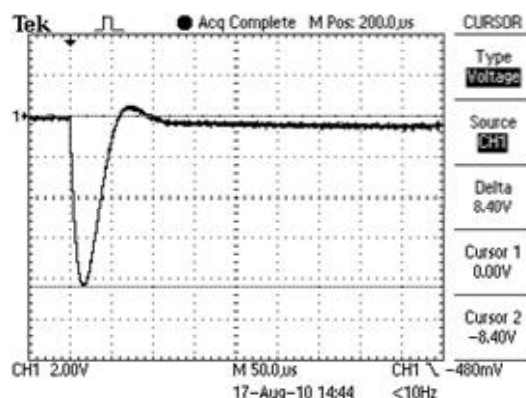


Рис. 3. Осциллограмма D-компоненты тока искусственной молнии при разряде мощного генератора ГИТ-Д на эквивалент нагрузки с воздушным зазором 0,5 мм ( $U_{D3} = -27$  кВ)

Из приведенной на рис. 3 осциллограммы D-компоненты импульсного тока молнии видно, что при коэффициенте преобразования метрологически поверенного шунта ШК-300, численно равном для рассматриваемой составляющей грозового тока  $K_D = 11261$  А/В [4, 5], ее первая амплитуда  $I_{mD}$  будет примерно равной  $8,4 \text{ В} \times 11261 \text{ А/В} = 94,6$  кА. Данной амплитуде импульсного тока  $I_{mD}$  соответствует время, равное  $t_{mD} = 15$  мкс. Переход через ось абсцисс первой отрицательной полуволны D-компоненты тока молнии происходит при времени  $t_{D1} = 56$  мкс, а ее второй положительной полуволны – при времени  $t_{D2} = 100$  мкс. Амплитуда второй полуволны рассматриваемого тока не превышает 5 кА. D-компонента тока искусственной молнии, генерируемая ГИТ-Д на принятом эквиваленте нагрузки, даже при  $d_B = 0,5$  мм характеризуется сильным затуханием (логарифмический декремент колебаний составляет около 3,16).

На рис. 4 представлена осциллограмма исследуемой нами D-компоненты тока искусственной молнии, полученной в рассматриваемой согласно рис. 2 схеме при  $d_B = 24,5$  мм и  $U_{D3} = -28$  кВ. Приведение данной токовой осциллограммы как и рис. 3 к  $U_{D3} = -27$  кВ (с помощью сомножителя  $27/28 = 0,964$ ) показывает, что в этом случае амплитуда первой отрицательной полуволны повторной импульсной D-составляющей имитированного в лабораторных полевых условиях тока молнии оказывается равной около 88,6 кА. Сравнение токовых осциллограмм, приведенных на рис. 3 и 4, показывает, что из-за использования вместо массивной стальной цилиндрической вставки диаметром 20 мм и длиной 24,0 мм в сильноточной цепи разряда генератора ГИТ-Д эквивалента нагрузки с суммарной длиной воздушного промежутка  $d_B = 24,5$  мм других иных заметных изменений для АВП данного тока молнии не наблюдается. В этой связи можно говорить о том, что введение в разрядную цепь генератора ГИТ-Д искрового воздушного промежутка с цилиндрическим СПК дли-

ной  $d_B = 24,0$  мм вызывает уменьшение амплитуды  $I_{mD}$  первой полуволны D-компоненты тока искусственной молнии примерно на 6 кА, т.е. практически на 6,5 %.

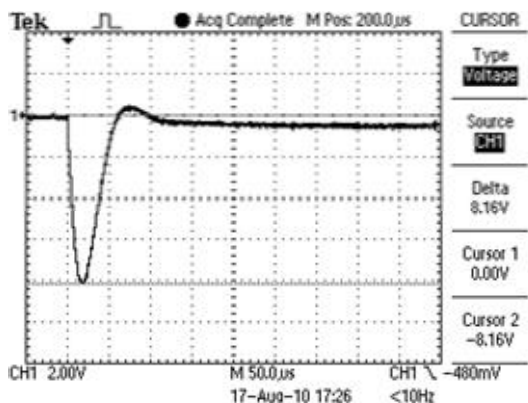


Рис. 4. Осциллограмма D-компоненты тока искусственной молнии при разряде мощного генератора ГИТ-D на эквивалент нагрузки с воздушным зазором 24,5 мм ( $U_{D3} = -28$  кВ)

Численное моделирование на основе стандартной программы EWB 5.12 линейных электромагнитных процессов в электрической схеме согласно рис. 2 показывает, что данному уменьшению значения первой амплитуды  $I_{mD}$  исследуемой компоненты тока молнии соответствует дополнительное введение в разрядную цепь генератора ГИТ-D сосредоточенного активного сопротивления  $R_L$ , численно равного  $R_k = 0,022$  Ом. Тогда при  $d_B = 24$  мм для погонного активного сопротивления  $R_{k0}$  высокоионизированного СПК воздушного искрового разряда в сильноточной цепи генератора ГИТ-D, формирующего D-компоненту тока искусственной молнии с практически нормированной первой амплитудой  $I_{mD} = 88,6$  кА, получаем следующее численное значение:

$$R_{k0} = R_k / d_B = 0,92 \cdot 10^{-3} \text{ Ом/мм} = 0,92 \text{ Ом/м}. \quad (1)$$

### 3. ОЦЕНКА ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ ПЛАЗМЫ В СПК ВОЗДУШНОГО ИСКРОВОГО РАЗРЯДА ДЛЯ D-КОМПОНЕНТЫ ТОКА ИСКУССТВЕННОЙ МОЛНИИ

Величину удельной электропроводности  $\sigma_k$  высокоионизированной низкотемпературной металлической плазмы СПК воздушного искрового разряда в цепи D-компоненты тока молнии (с максимальной электронной температурой в цилиндрическом канале сильноточного разряда около  $12 \cdot 10^3$  К [11]) с учетом изложенного выше расчетно-экспериментального определения активного сопротивления  $R_k$  данного СПК находим из следующего классического соотношения:

$$\sigma_k = d_B / (\pi r_{0m}^2 R_k), \quad (2)$$

где  $r_{0m}$  – максимальный радиус СПК воздушного искрового разряда в цепи генератора ГИТ-D.

Величину радиуса  $r_{0m}$ , входящую в выражение (2), определяем по известной формуле Брагинского, имеющей на поверхности Земли (вблизи уровня моря) в системе СИ следующий аналитический вид [5, 12]:

$$r_{0m} = 0,093 \cdot I_{mD}^{1/3} \cdot t_{mD}^{1/2}, \quad (3)$$

где  $t_{mD}$  – время, соответствующее амплитуде  $I_{mD}$  пер-

вой полуволны D-компоненты тока искусственной молнии.

Из (3) при амплитуде  $I_{mD} = 88,6 \cdot 10^3$  А и времени  $t_{mD} = 15 \cdot 10^{-6}$  с находим, что максимальный радиус  $r_{0m}$  высокоионизированного низкотемпературного СПК искрового разряда в атмосферном воздухе для цепи мощного генератора ГИТ-D принимает значение 16,06 мм. В результате из (2) следует, что в рассматриваемом случае при  $d_B = 24 \cdot 10^{-3}$  м,  $R_k = 0,022$  Ом и  $r_{0m} = 16,06 \cdot 10^{-3}$  м для удельной электропроводности  $\sigma_k$  исследуемого в атмосферном воздухе СПК искрового разряда, имитирующего в полевых условиях на эквиваленте нагрузки с ДЭС D-компоненту тока молнии, на основании примененного здесь расчетно-экспериментального подхода получаем количественное значение, приближенно равное  $1346$  (Ом·м)<sup>-1</sup>. Полученное нами численное значение для удельной электропроводности  $\sigma_k$  плазмы сильноточного канала воздушного искрового разряда примерно в 37 раз меньше соответствующего значения для  $\sigma_k$ , характерного для низкотемпературной плазмы при инициировании искрового разряда подводным электрическим взрывом (ЭВ) металлического провода [9]. Свяzano это с тем, что согласно данным табл. 2 из [9] при подводном ЭВ тонкого провода максимальный радиус канала разряда составляет лишь 2,1 мм (при амплитуде разрядного тока ЕНЭ в 88 кА и импульсном давлении внутри канала разряда до 365 МПа), а активное сопротивление плазменного канала длиной 40 мм принимает значение, равное примерно  $R_k = 0,057$  Ом. Подстановка этих данных в (2) при длине канала подводного разряда в 40 мм и обуславливает электропроводность  $\sigma_k$  его весьма плотной высокоионизированной плазмы, приближенно равную  $50652$  (Ом·м)<sup>-1</sup>. Это оценочное по (2) значение для  $\sigma_k$  при подводном ЭВ металлического проводника хорошо согласуется с соответствующими экспериментальными данными, приведенными в [9] при изучении сильноточных разрядных каналов в конденсированных средах.

### 4. ОЦЕНКА ПРОДОЛЬНОЙ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В СПК ВОЗДУШНОГО ИСКРОВОГО РАЗРЯДА ДЛЯ D-КОМПОНЕНТЫ ТОКА ИСКУССТВЕННОЙ МОЛНИИ

Приведенные выше в разделах 2 и 3 результаты для сопротивления  $R_k$  и электропроводности  $\sigma_k$  позволяют осуществлять приближенную расчетную оценку максимальной напряженности  $E_{mk}$  продольного электрического поля в СПК воздушного искрового разряда при атмосферном давлении для цепи D-компоненты тока искусственной молнии по следующим равнозначным выражениям:

$$E_{mk} = I_{mD} / (\pi r_{0m}^2 \sigma_k) = I_{mD} \cdot R_k / d_B. \quad (4)$$

После подстановки в (4) полученных расчетно-экспериментальным путем значений  $I_{mD}$  и  $R_k$  или  $r_{0m}$  и  $\sigma_k$  для искомой величины  $E_{mk}$  в высокоионизированной плазме сильноточного воздушного искрового разряда при  $d_B = 24 \cdot 10^{-3}$  м и  $I_{mD} = 88,6$  кА находим, что она имеет численное значение, примерно равное  $81,2$  кВ/м =  $81,2$  В/мм. В этой связи на искровом воздушном промежутке ДЭС длиной  $d_B = 24$  мм рабочего

стола генератора ГИТ-D падает импульсное электрическое напряжение отрицательной полярности с амплитудой, равной около 1,95 кВ. Данное напряжение составляет примерно 7 % от зарядного напряжения  $U_{D3} = -27$  кВ мощного генератора ГИТ-D.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. На основании проведенных экспериментов и выполненных на ПЭВМ расчетов определены значения активного сопротивления  $R_k$ , удельной электропроводности  $\sigma_k$  и продольной напряженности  $E_{mk}$  электрического поля для высокоионизированной низкотемпературной металлической плазмы сильноточного воздушного искрового разряда в цепи мощного генератора с ЕНЭ, предназначенного для формирования на активно-индуктивной нагрузке нормированной D-компоненты тока искусственной молнии.

2. Полученные результаты могут быть использованы в качестве вспомогательного для инженерно-технического персонала научно-методического материала при выполнении им испытаний технических объектов на стойкость к воздействию больших импульсных токов молнии.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. SAE ARP 5412/ED-84. Нормативный документ "Рекомендуемая практика авиационно-космических работ. Идеализированные составляющие внешнего тока" (США). – 1985. – С. 30-39.
2. SAE ARP 5416/ED-84. Нормативный документ "Рекомендуемая практика авиационно-космических работ. Условия воздействия молнии на летательные аппараты и соответствующие формы испытательных сигналов" (США). – 1997. – 145 с.
3. КТР-ВВФ/ДО-160D/ED-14D. Квалификационные требования "Условия эксплуатации и окружающей среды для бортового авиационного оборудования. Требования, нормы и методы испытаний". Раздел 23.0. "Прямое воздействие молнии". – М.: Изд-во госстандартов Российской Федерации, 2004. – С. 258-273.
4. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. и др. Генератор тока искусственной молнии для натурных испытаний технических объектов // Приборы и техника эксперимента. – 2008. – № 3. – С. 81-85.
5. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. и др. Высоковольтные сильноточные воздушные разрядники генератора тока искусственной молнии // Приборы и техника эксперимента. – 2008. – № 6. – С. 58-62.
6. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. и др. Мощная высоковольтная электрофизическая установка для имитации полного тока молнии и ее применение в области молниезащиты технических объектов // Электротехника і електромеханіка. – 2008. – № 3. – С. 69-75.
7. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. и др. Мощный импульсный генератор тока молнии: разработка и примеры применения / Физика импульсных разрядов в конденсированных средах: Материалы Международной научной конференции (17-21 августа 2009 г.). – Николаев: КП "Миколаївська обласна друкарня", 2009. – С. 113-115.

8. Техника больших импульсных токов и магнитных полей / Под ред. В.С. Комелькова. – М.: Атомиздат, 1970. – 472 с.
9. Гулый Г.А. Научные основы разрядно-импульсных технологий. – Киев: Наукова думка, 1990. – 208 с.
10. Баранов М.И., Носенко М.А. Применение программы EWB для численного расчета электромагнитных процессов в разрядных цепях мощных емкостных накопителей энергии // Вісник НТУ "ХПІ". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка та електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2005. – № 49. – С. 71-84.
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. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 2-х томах. Том 2, Кн. 2: Теория электрофизических эффектов и задач. – Харьков: Изд-во НТУ "ХПИ", 2010. – 407 с.

Поступила 09.09.2010

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., с.н.с.,  
 Колиушко Георгий Михайлович, к.т.н., с.н.с.,  
 Лысенко Виталия Олеговна  
 Носенко Марина Александровна  
 НИПКИ "Молния"  
 Национального технического университета  
 "Харьковский политехнический институт".  
 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47  
 тел. (057) 707-68-41  
 e-mail: eft@kpi.kharkov.ua

M.I. Baranov, G.M. Koliushko, V.O. Lysenko, M.A. Nosenko

### An experimental estimation of electric resistance and conductivity of heavy-current plasma channel is in the chain of discharge of powerful generator of current of artificial lightning.

Experimental a way the close numeral values of linear active electric resistance and specific conductivity of heavy-current plasma channel of an air heavy-current of discharge are got in the chain of powerful capacity store of energy, in-use at forming repeated impulsive components of current of artificial lightning with the rationed amplitude to 100 kA.

**Key words** – heavy-current of discharge, plasma channel, electric resistance, conductivity, current of artificial lightning.

### От редакции

В предыдущем номере журнала (№6 за 2010 г.) в статье М.И. Баранова "Приближенный расчет магнитного момента Земли" произошла опечатка, в связи с чем окончательно формулу 3 на стр. 47 следует читать как:

$$P_M = \frac{4\pi^2 e_0 R_p (1-\lambda^2)^{1/2} (1-\lambda^2)^{-1/2}}{a_p^2 T_3} \sum_{k=1} (R_p^2 - z_k^2)^{3/2}, \quad (3)$$

где  $z_k = kR_p(1-\lambda^2)^{1/2}$ ;  $k = 1, 2, 3, \dots, (1-\lambda^2)^{-1/2}$ .

Редакция журнала приносит автору свои извинения.

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКОЙ СТОЙКОСТИ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА К ПРЯМОМУ ВОЗДЕЙСТВИЮ ТОКА ИСКУССТВЕННОЙ МОЛНИИ. ЧАСТЬ 1: СТОЙКОСТЬ АЛЮМИНИЕВОЙ ОБШИВКИ

*Дослідним шляхом отримані результати проплавлення і відповідно електротермічній стійкості виконаних з різних алюмінієвих сплавів з різною товщиною листових зразків обшивки літального апарату у разі прямої роздільної або сумісної дії на них імпульсної А– або тривалої С– компоненти струму штучної блискавки з нормованими амплітудно-тимчасовими параметрами.*

*Опытным путем получены результаты проплавления и соответственно электротермической стойкости выполненных из различных алюминиевых сплавов с различными толщинами листовых образцов обшивки летательного аппарата в случае прямого раздельного или совместного воздействия на них импульсной А– или длительной С– компоненты тока искусственной молнии с нормированными амплитудно-временными параметрами.*

### ВВЕДЕНИЕ

Согласно требованиям действующих международных нормативно-технических документов, представленных в [1-4], основные технические системы, устройства и элементы летательных аппаратов (ЛА) гражданского и военного назначения должны проверяться на прямое воздействие на них соответствующих компонент тока искусственной молнии. Как известно, к таким токовым компонентам относятся [1-4]: импульсная  $A$ , промежуточная  $B$ , укороченная длительная  $C^*$ , длительная  $C$  и повторная импульсная  $D$  составляющие тока искусственной молнии, амплитудно-временные параметры (АВП) которых приведены в указанных выше нормативных документах. В этих же документах определен порядок токового нагружения испытываемых объектов (ИО) при определении их устойчивости к прямым воздействиям имитированных грозовых разрядов, включающий как раздельное, так и совместное воздействие на них тех или иных компонент тока молнии с нормированными АВП. Для практической реализации изложенных в [1-4] требований при испытаниях ЛА на молниестойкость в НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" в 2007 г. на исследовательско-испытательном полигоне института был создан генератор тока искусственной молнии (ГТМ) с суммарной запасаемой электрической энергией до 1 МДж, содержащий в своем составе пять отдельных генераторов импульсных токов (ГИТ) [5-8]. Данные ГИТ, построенные по классической схеме на основе емкостных накопителей энергии (ЕНЭ), при своем разряде воспроизводят на электрической нагрузке (объекте исследований) требуемые по условиям проведения испытаний согласно [1-4] импульсы тока искусственной молнии, из которых импульсная  $A$ - и длительная  $C$ - компоненты тока являются определяющими по электротермическому действию на ИО.

### 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКОЙ СТОЙКОСТИ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ ЛА К ТОКУ ИСКУССТВЕННОЙ МОЛНИИ

В качестве исследуемого опытным путем на молниестойкость металлического элемента ЛА выберем его электропроводящую обшивку. Принимаем, что исследуемый в ГТМ металлический элемент обшивки

ЛА представляет собой плоский листовый образец без защитного покрытия, который может быть выполнен из различных марок алюминиевого сплава (например, из АМг2М, А0М и АД5М) с размером в плане  $0,5 \times 0,5$  м<sup>2</sup>. Пусть толщина  $h$  такого плоского листового образца обшивки ЛА изменяется в пределах от 1 до 5 мм. Рассмотрим приведенную на рис. 1 двухэлектродную систему (ДЭС) рабочего стола ГТМ и принципиальные электрические схемы генераторов ГИТ-А и ГИТ-С (рис. 2), предназначенных в составе мощного ГТМ для формирования на общей электрической нагрузке (испытываемом листовом образце обшивки ЛА) либо отдельно импульсной  $A$ - и длительной  $C$ - компонент тока искусственной молнии или их требуемым образом в соответствии с [1-4] разнесенной во времени совместной комбинации.

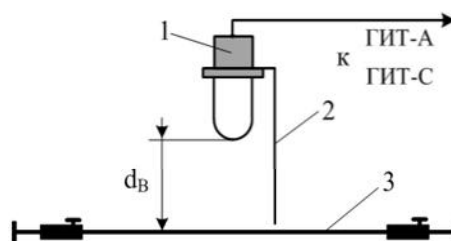


Рис. 1. Схематическое изображение ДЭС, используемой в разрядных цепях генераторов ГИТ-А и ГИТ-С при получении в листовых ИО импульсной  $A$ - и длительной  $C$ - компонент тока искусственной молнии (1 – верхний массивный стальной электрод; 2 – тонкий медный ЭВП; 3 – нижний массивный алюминиевый электрод рабочего стола ГТМ)

Отметим, что согласно международным требованиям [1-4] данные компоненты тока искусственной молнии (обычно отрицательной полярности) характеризуются следующими основными нормированными АВП: а) импульсная  $A$ - компонента тока молнии – амплитудой тока  $I_{mA} = 200$  кА с допуском  $\pm 10\%$ ; интегралом действия  $J_{dA} = 2 \cdot 10^6$  А<sup>2</sup>·с при допуске  $\pm 20\%$ ; временем амплитуды тока  $t_{mA} \leq 50$  мкс; длительностью протекания  $\tau_A \leq 500$  мкс; б) длительная  $C$ - компонента тока молнии – амплитудой тока до  $I_{mC} = 0,8$  кА; количеством электричества  $Q_C = 200$  Кл при допуске  $\pm 20\%$ ; длительностью протекания  $0,25$  с  $\leq \tau_C \leq 1$  с. Принима-



ем, что в проводимых экспериментах длина  $d_B$  воздушного промежутка над ИО между верхним 1 и нижним 3 массивными металлическими электродами ДЭС рабочего стола ГТМ (см. рис. 1), в котором искусственно формируется сильноточный плазменный канал (СПК) искрового грозового разряда, составляет не менее 25 мм, а длина тонкого медного электрически взрывающегося проводника (ЭВП) диаметром 0,2 мм над плоским массивным алюминиевым электродом 3 или испытываемым листовым образцом обшивки ЛА по требованиям [1-4] равна 50 мм. Считаем, что указанная выше ДЭС с воздушным промежутком длиной  $d_B$  выполняет роль эквивалента электрической нагрузки для разрядных цепей генераторов ГИТ-А и ГИТ-С.

Пусть отрицательное зарядное напряжение  $U_{3A}$  для ГИТ-А равно 27 кВ, а отрицательное зарядное напряжение  $U_{3C}$  для ГИТ-С –4,2 кВ. Согласно данным схемы на рис. 2 основные электрические параметры разрядных цепей ГТМ, используемых при рассматриваемых испытаниях листовых образцов алюминиевой обшивки ЛА, имеют следующие значения [5-8]: для ГИТ-А –  $C_A = 333$  мкФ;  $L_A = 2,05$  мГн;  $R_A = 0,061$  Ом; для ГИТ-С –  $C_C = 45,36$  мФ;  $L_C = 11,43$  мГн;  $R_C = 4,74$  Ом. Примем, что в эквиваленте электрической нагрузки примененного при испытаниях листовых ИО мощного ГТМ квадратная пластина нижнего электрода 3 в воздушной ДЭС рабочего стола генератора молнии выполнена из алюминиевого сплава марки АМц с толщиной стенки 2 мм и размерами в плане  $0,5 \times 0,5$  м<sup>2</sup>.

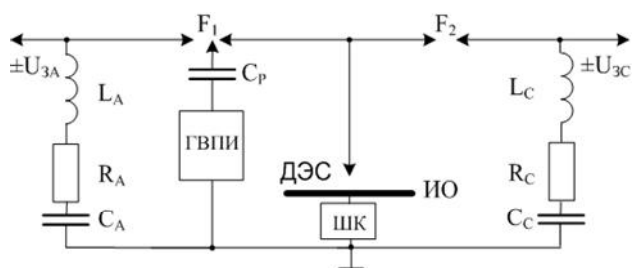


Рис. 2. Принципиальные электрические схемы разрядных цепей генераторов ГИТ-А и ГИТ-С для формирования в испытываемом листовом образце обшивки ЛА импульсной А- и длительной С- компонент тока искусственной молнии

В соответствии со схемой рис. 2 полагаем, что электрический запуск высоковольтных воздушных коммутаторов ГИТ-А (трехэлектродного разрядника  $F_1$ ) и ГИТ-С (двухэлектродного разрядника  $F_2$ ) осуществляется путем подачи на них через разделительную емкость  $C_P = 180$  пФ от генератора высоковольтных поджигающих импульсов (ГВПИ) управляющего микросекундного импульса напряжения амплитудой 100 кВ соответствующей полярности (например, положительной при отрицательном зарядном напряжении для генераторов ГИТ-А и ГИТ-С). Принимаем, что СПК в воздушном промежутке ДЭС (например, длиной  $d_B = 25$  мм) над нижним алюминиевым электродом 3 инициируется при помощи закрепленного на верхнем стальном электроде 1 указанного ЭВП (тонкого без изоляции прямолинейного медного провода 2 диаметром 0,2 мм и длиной 50 мм), показанного на

рис. 1 и 3 и отделенного от нижнего алюминиевого электрода 3 воздушным промежутком длиной 1 мм. Измерение АВП формируемых в испытываемых листовых образцах обшивки ЛА компонент тока искусственной молнии выполняется при помощи метрологически поверенного измерительного коаксиального шунта ШК-300, имеющего два выхода с различными значениями коэффициента преобразования  $K_{ш}$  [5, 7].

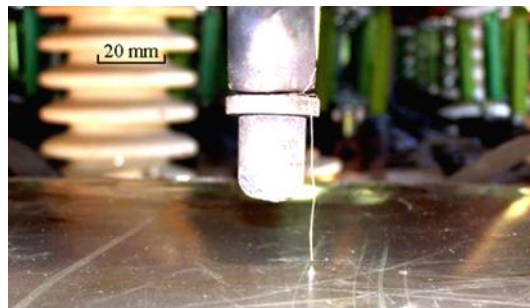


Рис. 3. Внешний вид ДЭС при испытаниях листовых образцов алюминиевой обшивки ЛА в ГТМ на электротермическую стойкость к прямому действию на них импульсной А- и длительной С- компонент тока искусственной молнии

В соответствии с [5, 7] считаем, что при измерении АВП импульсной А- компоненты тока молнии коэффициент преобразования  $K_{шA}$  для шунта ШК-300, соединенного триаксиальной кабельной линией связи длиной 60 м с регистрирующей аппаратурой, равен 11261 А/В, а при фиксации АВП длительной С- компоненты тока молнии коэффициент преобразования используемого шунта составляет  $K_{шC} = 5642$  А/В. Требуется по результатам опытного электротеплового воздействия на испытываемые листовые образцы алюминиевой обшивки ЛА имитируемых в мощном ГТМ импульсной А- и длительной С- компонент тока искусственной молнии с нормированными АВП, получаемых в сильноточных разрядных цепях генераторов ГИТ-А и ГИТ-С согласно рис. 2 с СПК атмосферного воздушно-искрового грозового разряда длиной до 25 мм в их ДЭС, определить основные характеристики зон проплавления (их радиусы на наружной  $r_n$  и внутренней  $r_v$  плоских поверхностях образцов и их глубины  $h_n$ ) в указанных листовых образцах обшивки ЛА и соответственно оценить по критерию  $h_n < h$  электротермическую стойкость испытываемых образцов к прямому действию на них рассматриваемых токовых компонент имитированного грозового разряда [9].

## 2. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКОЙ СТОЙКОСТИ ОБРАЗЦОВ АЛЮМИНИЕВОЙ ОБШИВКИ ЛА К ОСНОВНЫМ КОМПОНЕНТАМ ТОКА ИСКУССТВЕННОЙ МОЛНИИ

**1. Осциллограммы испытательных компонент тока искусственной молнии.** Согласно рис. 2 при подаче от генератора ГВПИ на управляющий электрод трехэлектродного воздушного разрядника  $F_1$  каскадного исполнения [5, 6] поджигающего импульса напряжения амплитудой 100 кВ положительной полярности предварительно заряженный до отрицательного напряжения  $U_{3A} = -27$  кВ ЕНЭ генератора ГИТ-А раз-

рывается на описанную в разделе 1 ДЭС с ИО и формирует в испытываемом листовом образце алюминиевой обшивки ЛА требуемую в соответствии с [1-4] импульсную А- компоненту тока молнии. На рис. 4 приведена типовая осциллограмма такого испытательного импульса тока, полученная с помощью измерительного коаксиального шунта ШК-300 и цифрового запоминающего осциллографа типа *Tektronix TDS 1012* (масштаб по вертикали – 5 В/клетка; масштаб по горизонтали – 50 мкс/клетка).

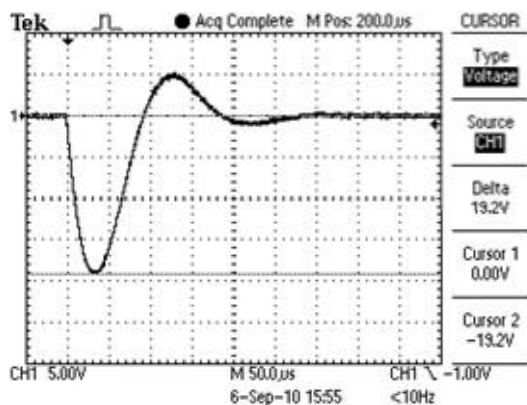


Рис. 4. Типовая осциллограмма импульсной А- компоненты тока искусственной молнии при разряде генератора ГИТ-А на ДЭС с воздушным зазором 25 мм и испытываемым листовым образцом обшивки ЛА толщиной 3 мм из алюминиевого сплава АМг2М ( $U_{3A} = -27$  кВ)

Из приведенной на рис. 4 осциллограммы импульсной А- компоненты тока молнии видно, что ее первая амплитуда  $I_{mA}$  будет примерно равной  $19,2 \text{ В} \times 11261 \text{ А/В} = 216,2 \text{ кА}$ . Данной амплитуде  $I_{mA}$  импульсного тока молнии соответствует время, равное  $t_{mA} = 32$  мкс. Переход через ось абсцисс первой отрицательной полуволны А- компоненты тока молнии происходит при времени  $t_{A1} = 90$  мкс, а ее второй положительной полуволны – при времени около  $t_{A2} = 180$  мкс. Амплитуда второй положительной полуволны рассматриваемого тока не превышает 56,3 кА. Импульсная А- компонента тока искусственной молнии, генерируемая ГИТ-А на принятой электрической нагрузке (образце), характеризуется достаточно сильным затуханием (логарифмический декремент колебаний составляет не менее 2,732 при коэффициенте затухания в разрядной цепи генератора ГИТ-А, равном около  $15,17 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}$ ). Численное значение интеграла действия для рассматриваемой импульсной А- компоненты имитированного тока молнии при ее длительности  $\tau_A = 500$  мкс оказывается равным  $J_{dA} = 2,03 \cdot 10^6 \text{ А}^2 \cdot \text{с}$ .

На рис. 5 представлена типовая осциллограмма длительной С- компоненты тока искусственной молнии, полученной в рассматриваемой согласно рис. 2 электрической схеме разряда генератора ГИТ-С при  $d_B = 25$  мм и  $U_{3C} = -4,2$  кВ с помощью измерительного коаксиального шунта ШК-300 и цифрового запоминающего осциллографа типа *Tektronix TDS 1012* (масштаб по вертикали – 50 мВ/клетка; масштаб по горизонтали – 100 мс/клетка). Из данных рис. 5 следует, что в этом случае амплитуда  $I_{mC}$  отрицательной аperiодической волны длительной С- компоненты

имитированного тока молнии оказывается равной около  $0,154 \text{ В} \times 5642 \text{ А/В} = 0,869 \text{ кА}$ . Этой токовой амплитуде  $I_{mC}$  соответствует время, равное  $t_{mC} = 11$  мс. Длительность протекания по испытываемому листовому образцу алюминиевой обшивки ЛА сформированной в разрядной цепи ГИТ-С длительной С- компоненты тока искусственной молнии равна около  $\tau_C = 1000$  мс, а переносимое ею количество электричества (заряд) составляет примерно  $Q_C = 216$  Кл.

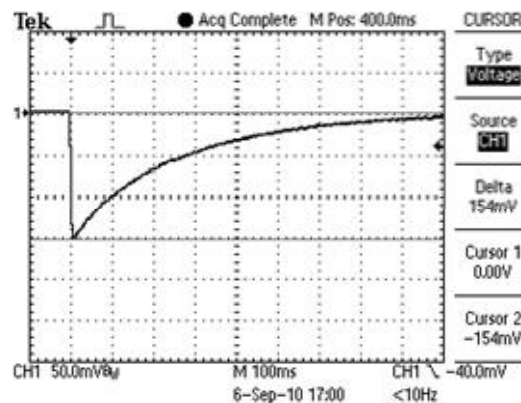


Рис. 5. Типовая осциллограмма длительной С- компоненты тока искусственной молнии при разряде генератора ГИТ-С на ДЭС с воздушным зазором 25 мм и испытываемым листовым образцом обшивки ЛА толщиной 3 мм из алюминиевого сплава АМг2М ( $U_{3C} = -4,2$  кВ)

Заметим, что в ходе проведенных испытаний образцов алюминиевой обшивки ЛА на молниестойкость экспериментально зафиксированные АВП используемых компонент имитированного в цепях ГИТ-А и ГИТ-С тока молнии при неизменных значениях их зарядных напряжений  $U_{3A} = -27$  кВ и  $U_{3C} = -4,2$  кВ изменялись из-за варьирования толщин  $h$  листовых образцов в пределах от 1 до 5 мм не более чем на 2 %.

**2. Особенности проплавления листовых образцов алюминиевой обшивки ЛА от действия тока искусственной молнии.** На рис. 6 приведен типовой внешний вид термического повреждения испытываемых листовых образцов алюминиевой обшивки ЛА при воздействии на них лишь импульсной А- компоненты тока молнии с нормированными АВП.

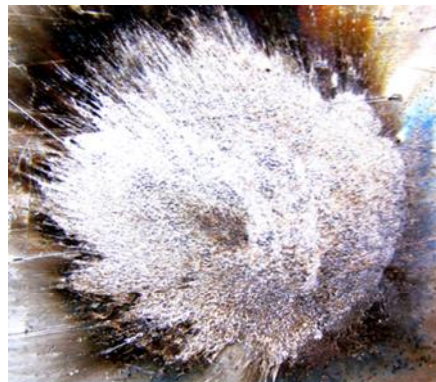


Рис. 6. Типовой внешний вид зоны частичного проплавления образца обшивки ЛА из алюминиевого сплава АМг2М толщиной 3 мм при воздействии на него в воздухе СПК импульсной А- компоненты тока искусственной молнии



В результате выполненных экспериментов было установлено, что при действии в атмосферном воздухе СПК от импульсной А- компоненты тока молнии ( $I_{mA} = 216,2$  кА;  $t_{mA} = 32$  мкс;  $\tau_A = 500$  мкс;  $J_{dA} = 2,03 \cdot 10^6$  А<sup>2</sup>·с) на исследуемые образцы обшивки ЛА из алюминиевых сплавов АМг2М, А0М и АД5М на их наружной поверхности, обращенной к ДЭС и взрывающимся медным проволочкам ЭВП, возникает лунка частичного проплавления тарельчатой формы наружным радиусом  $r_n = 30,5$  мм и глубиной около  $h_n = 100$  мкм. Измерение геометрических размеров лунок проплавления в испытываемых листовых образцах выполнялось при помощи специального микрометра и стандартного штангенциркуля, показанных на рис. 7 и 8.



Рис. 7. Внешний вид специального микрометра, примененного при определении глубины проплавления  $h_n$  в листовых образцах алюминиевой обшивки ЛА от поражающего действия на них в воздухе СПК тока искусственной молнии

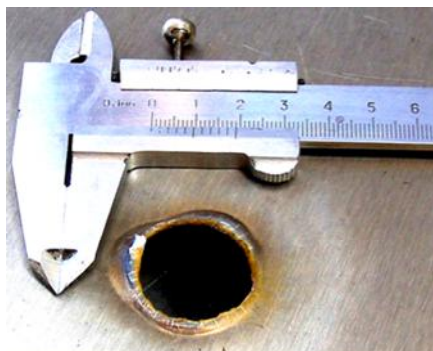


Рис. 8. Внешний вид внутренней зоны сквозного проплавления образца из алюминиевого сплава АМг2М толщиной 1 мм от действия длительной С- компоненты тока молнии

На рис. 8 представлен общий вид зоны термического повреждения для образца из алюминиевого сплава АМг2М толщиной 1 мм (со стороны его внутренней поверхности) от действия на него в атмосферном воздухе СПК лишь длительной С- компоненты тока искусственной молнии с нормированными АВП ( $I_{mC} = 0,869$  кА;  $t_{mC} = 11$  мс;  $\tau_C = 1000$  мс;  $Q_C = 216$  Кл).

На рис. 9 приведен общий вид зоны электротермического повреждения от действия в атмосферном воздухе СПК длительной С- компоненты тока искусственной молнии с нормированными АВП для листового образца из алюминиевого сплава АМг2М толщиной 1 мм со стороны его наружной поверхности.

Из данных рис. 8 и 9 видно, что в рассматриваемом случае отдельного электротермического воздействия длительной С- компоненты тока молнии с при-

нятыми АВП округлая лунка сквозного проплавления для исследуемого образца из алюминиевого сплава АМг2М ( $h = 1$  мм) характеризуется наружным  $r_n = 12,75$  мм и внутренним  $r_b = 12$  мм радиусами. При совместном воздействии на указанный образец алюминиевой обшивки ЛА толщиной 1 мм вначале импульсной А-, а затем длительной С- компонент тока молнии с нормированными АВП общие виды возникающей в нем зоны сквозного проплавления представлены на рис. 10 (для наружной поверхности образца) и рис. 11 (для внутренней поверхности образца). При этом на наружной поверхности образца округлая лунка сквозного проплавления имеет примерно радиус  $r_n = 13$  мм, а на его внутренней поверхности – радиус  $r_b = 12,25$  мм.

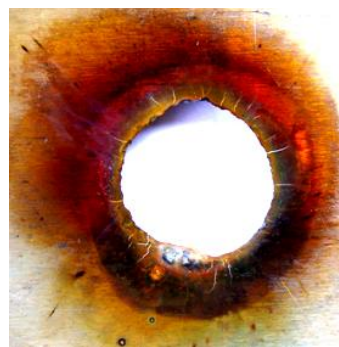


Рис. 9. Внешний вид наружной зоны сквозного проплавления образца из алюминиевого сплава АМг2М толщиной 1 мм от действия длительной С- компоненты тока молнии

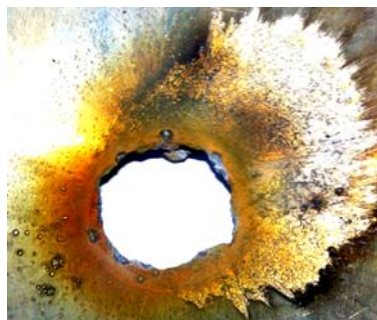


Рис. 10. Внешний вид наружной зоны сквозного проплавления образца из алюминиевого сплава АМг2М толщиной 1 мм от совместного воздействия на него импульсной А- и длительной С- компонент тока искусственной молнии

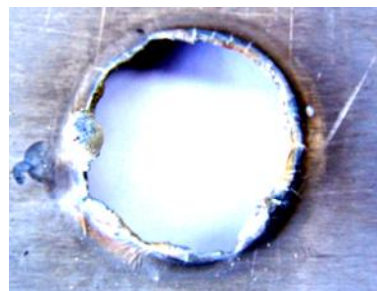


Рис. 11. Внешний вид внутренней зоны сквозного проплавления образца из алюминиевого сплава АМг2М толщиной 1 мм от совместного воздействия на него импульсной А- и длительной С- компонент тока искусственной молнии

Из данных рис. 8-11 следует, что результаты проплавления листового образца обшивки ЛА из алюминиевого сплава АМг2М толщиной 1 мм от совместного действия в атмосферном воздухе на него указанных выше А- и С- компонент тока искусственной молнии с нормированными АВП фактически не отличаются от электротермических результатов раздельного действия на его стенку вначале импульсной А-, а затем длительной С- компоненты тока молнии.

Результаты проплавления листового образца обшивки ЛА из алюминиевого сплава АМг2М толщиной 2 мм от совместного действия на него импульсной А- и длительной С- компонент тока искусственной молнии с принятыми нами АВП представлены на рис. 12 (для наружной поверхности образца) и рис. 13 (для внутренней поверхности образца). На основании обследования зоны поражения исследуемого образца испытательным током молнии было установлено, что в этом случае имеет место сквозное проплавление образца. Округлая лунка конической формы сквозного проплавления в своем основании, расположенном на наружной плоской поверхности образца, приближенно характеризуется наружным радиусом  $r_n = 3$  мм (см. рис. 12). Срезанная вершина данной лунки, выходящая на внутреннюю плоскую поверхность образца, имеет внутренний радиус округлой зоны проплавления, равный около  $r_b = 1,75$  мм (см. рис. 13).

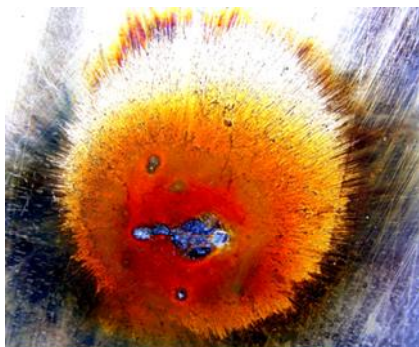


Рис. 12. Внешний вид наружной зоны сквозного проплавления образца из алюминиевого сплава АМг2М толщиной 2 мм от совместного воздействия на него импульсной А- и длительной С- компонент тока искусственной молнии

На рис. 13 рядом с конусом проплавления на внутренней плоской поверхности образца хорошо виден в полутоне округлый пояс зоны подплавления его материала, составляющий по ширине до 0,5 мм.

Выполненные эксперименты показали, что для листового образца из алюминиевого сплава АМг2М с толщиной стенки  $h = 2$  мм результаты электротермического воздействия на него импульсной А- и длительной С- компонент тока искусственной молнии с АВП, указанными выше в п. 1 раздела 2, в режимах то ли раздельного, то ли совместного протекания по нему данных токовых компонент молнии по геометрическим характеристикам зон проплавления в его стенке практически не отличаются друг от друга.

На рис. 14 и 15 приведены результаты воздействия на листовую образец обшивки ЛА из алюминиевого сплава А0М толщиной 3 мм только длительной С-

компоненты тока искусственной молнии с нормированными АВП ( $I_{mC} = 0,87$  кА;  $t_{mC} = 11$  мс;  $\tau_C = 1000$  мс;  $Q_C = 217$  Кл), касающиеся соответственно зон его проплавления от прямого действия ее СПК на наружной (рис. 14) и внутренней (рис. 15) поверхностях.



Рис. 13. Внешний вид внутренней зоны сквозного проплавления образца из алюминиевого сплава АМг2М толщиной 2 мм от совместного воздействия на него импульсной А- и длительной С- компонент тока искусственной молнии

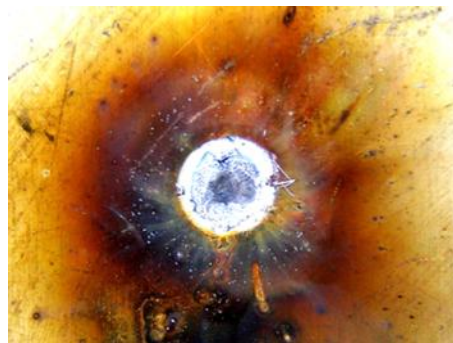


Рис. 14. Внешний вид наружной зоны сквозного проплавления образца из алюминиевого сплава А0М толщиной 3 мм от действия длительной С- компоненты тока молнии



Рис. 15. Внешний вид внутренней зоны сквозного проплавления образца из алюминиевого сплава А0М толщиной 3 мм от действия длительной С- компоненты тока молнии

Обработка результатов прямого электротермического воздействия на данный образец длительной С- компоненты имитированного тока молнии показала, что при этом округлая лунка сквозного проплавления в нем имеет коническую форму с наружным  $r_n = 2,65$  мм и внутренним  $r_b = 0,75$  мм радиусами. На рис. 14 хорошо видна центральная светлая округлая зона пе-



регрева и расплавления материала алюминиевого образца на наружной поверхности его стенки (с температурой свыше 658 °С [9, 10]), соответствующая основанию конуса проплавления диаметром до 5,3 мм.

На внутренней поверхности листового образца ( $h = 3$  мм) из алюминиевого сплава А0М вокруг вышедшего наружу конуса проплавления отчетливо просматривается округлый светлый пояс зоны подплавления материала этого образца, ширина которого по радиусу составляет до 0,6 мм (см. рис. 15).

Данные рис. 16 и 17 демонстрируют результаты электротермического совместного действия на листовом образце толщиной 4 мм из алюминиевого сплава А0М импульсной А- ( $I_{mA} = 218$  кА;  $t_{mA} = 32$  мкс;  $\tau_A = 500$  мкс;  $J_{dA} = 2,06 \cdot 10^6$  А<sup>2</sup>·с) и длительной С- ( $I_{mC} = 0,869$  кА;  $t_{mC} = 11$  мс;  $\tau_C = 1000$  мс;  $Q_C = 216$  Кл) компонент тока искусственной молнии. Зоны термического повреждения данного образца обшивки ЛА характеризуются сквозной округлой лункой проплавления с наружным  $r_n = 2,65$  мм (см. центральную светлую округлую зону поражения образца на рис. 16) и внутренним  $r_v = 0,55$  мм (см. центральную округлую зону поражения образца на рис. 17) радиусами.

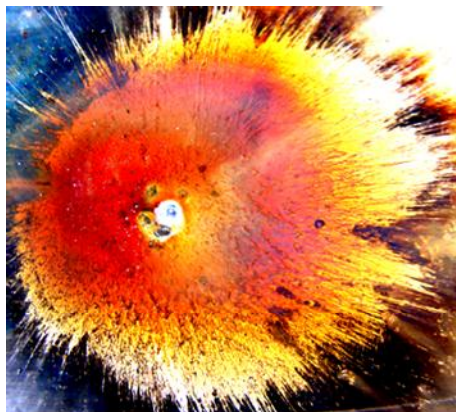


Рис. 16. Внешний вид наружной зоны сквозного проплавления образца из алюминиевого сплава А0М толщиной 4 мм от совместного воздействия на него импульсной А- и длительной С- компонент тока искусственной молнии



Рис. 17. Внешний вид внутренней зоны сквозного проплавления образца из алюминиевого сплава А0М толщиной 4 мм от совместного воздействия на него импульсной А- и длительной С- компонент тока искусственной молнии

Необходимо отметить, что в ходе проведенных экспериментальных исследований была достоверно установлена следующая особенность поведения образца из сплава А0М в условиях прямого удара в него СПК рассматриваемых компонент тока молнии: результаты совместного действия на исследуемый алюминиевый образец толщиной 4 мм указанных А- и С- компонент тока искусственной молнии мало отличаются от результатов раздельного электротермического действия на его стенку вначале А- компоненты тока молнии, а затем С- компоненты тока молнии с аналогичными нормированными согласно [1-4] АВП.

На рис. 18 и 19 приведены опытные данные по проплавлению листового образца из алюминиевого сплава АД5М толщиной 5 мм в режиме совместного воздействия на него импульсной А- ( $I_{mA} = 220$  кА;  $t_{mA} = 32$  мкс;  $\tau_A = 500$  мкс;  $J_{dA} = 2,1 \cdot 10^6$  А<sup>2</sup>·с) и длительной С- ( $I_{mC} = 0,869$  кА;  $t_{mC} = 11$  мс;  $\tau_C = 1000$  мс;  $Q_C = 216$  Кл) компонент тока искусственной молнии. В этом случае имеет место частичное проплавление стенки образца, характеризующееся округлой конической лункой проплавления с наружным радиусом около  $r_n = 2,55$  мм (см. центральную светлую расплавленную часть очага поражения испытываемого образца на рис. 18).



Рис. 18. Внешний вид наружной зоны частичного проплавления образца из алюминиевого сплава АД5М толщиной 5 мм от совместного воздействия на него импульсной А- и длительной С- компонент тока искусственной молнии



Рис. 19. Внешний вид внутренней зоны частичного проплавления образца из алюминиевого сплава АД5М толщиной 5 мм от совместного воздействия на него импульсной А- и длительной С- компонент тока искусственной молнии

При этом в указанном образце ( $h = 5$  мм) из сплава АД5М вершина конуса проплавления практически упирается в плоскость внутренней поверхности его стенки, что приводит к визуально заметным на ней следам существенного джоулевого нагрева прилегающих к этой поверхности слоев материала исследуемого в разрядных цепях ГТМ листового образца обшивки ЛА (см. рис. 19). Сквозного проплавления стенки данного алюминиевого образца не наблюдается.

Раздельное воздействие на листовой образец из алюминиевого сплава АД5М толщиной 5 мм рассматриваемых основных компонент тока искусственной молнии не приводит к новым экспериментальным результатам его (образца) проплавления.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. На основании проведенной серии экспериментов на открытом атмосферном воздухе с помощью мощного генератора тока искусственной молнии [5-8], воспроизводящего в соответствии с действующими международными нормативно-техническими документами [1-4] его основные компоненты с необходимыми АВП, установлено, что испытываемые листовые образцы из алюминиевых сплавов АМг2М и А0М толщиной 1, 2, 3 и 4 мм без защитных покрытий и размером в плане  $0,5 \times 0,5$  м<sup>2</sup> требованиям электротермической стойкости к имитированному току молнии с нормированными импульсной А- и длительной С- компонентами не удовлетворяют. Листовые образцы из алюминиевого сплава АД5М толщиной 5 мм без защитных покрытий с аналогичными габаритными размерами данным требованиям удовлетворяют.

2. Полученные результаты могут быть определенным образом использованы в авиастроительной и ракетно-космической отраслях Украины и ряда других развитых зарубежных стран при решении проблемы обеспечения молниестойкости металлической обшивки ЛА.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. SAE ARP 5412/ED-84. Нормативный документ "Рекомендуемая практика авиационно-космических работ. Идеализированные составляющие внешнего тока" (США). – 1985. – С. 30-39.
2. SAE ARP 5416/ED-84. Нормативный документ "Рекомендуемая практика авиационно-космических работ. Условия воздействия молнии на летательные аппараты и соответствующие формы испытательных сигналов" (США). – 1997. – 145 с.
3. КТР-ВВФ/ДО-160D/ED-14D. Квалификационные требования "Условия эксплуатации и окружающей среды для бортового авиационного оборудования. Требования, нормы и методы испытаний". Раздел 23.0. "Прямое воздействие молнии". – М.: Изд-во госстандартов Российской Федерации, 2004. – С. 258-273.

4. MIL-STD-464A. Военный стандарт США "Электромагнитные и экологические эффекты воздействия молнии. Требования интерфейса и критерии проверки систем", 2002. – 162 с.
5. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. и др. Генератор тока искусственной молнии для натуральных испытаний технических объектов // Приборы и техника эксперимента. – 2008. – № 3. – С. 81-85.
6. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. и др. Высоковольтные сильноточные воздушные разрядники генератора тока искусственной молнии // Приборы и техника эксперимента. – 2008. – №6. – С.58–62.
7. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. и др. Мощная высоковольтная электрофизическая установка для имитации полного тока молнии и ее применение в области молниезащиты технических объектов // Электротехника і електромеханіка. – 2008. – № 3. – С. 69-75.
8. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. и др. Мощный импульсный генератор тока молнии: разработка и примеры применения / Физика импульсных разрядов в конденсированных средах: Материалы Международной научной конференции (17-21 августа 2009 г.). – Николаев: КП "Миколаївська обласна друкарня", 2009. – С. 113-115.
9. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 2-х томах. Том 2, Кн. 2: Теория электрофизических эффектов и задач. – Харьков: Изд-во "Точка", 2010. – 407 с.
10. Нильсен Х., Хуфнагель В., Ганулис Г. Алюминиевые сплавы (свойства, обработка, применение): Справочник / Пер. с нем. – М.: Металлургия, 1979. – 680 с.

Поступила 15.10.2010

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

*M.I. Baranov, V.I. Kravchenko, M.A. Nosenko*  
**Experimental researches of electro-thermal stability of metallic elements of aircraft to direct action of current of artificial lightning. Part 1: stability of the aluminium edging.**  
Experimental way are the results of melting got and according to electro-thermal stability executed from different aluminium alloys with the different thicknesses of sheet standards of edging of aircraft in the case of direct separate or joint action on them impulsive A- or protracted C- components of current of artificial lightning with the rationed peak-temporal parameters.  
**Key words – current of artificial lightning, metallic edging of aircraft, electro-thermal stability.**



## ОСОБЕННОСТИ МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОЙ ОБРАБОТКИ МЕТАЛЛОВ В ТЕХНОЛОГИЯХ СОВРЕМЕННОСТИ

*В рамках статті проведений аналіз особливостей магнітно-імпульсної обробки металів в сучасних оброблювальних технологіях. Розкрито суть ефекту гіперпластичності і проаналізовані наслідки від його прояви. Сформульовані умови тонкостінності оброблюваного об'єкту при магнітно-імпульсній дії на нього.*

*В рамках статті проведено аналіз особливостей магнітно-імпульсної обробки металів в сучасних оброблювальних технологіях. Розкрито суть ефекта гіперпластичності і проаналізовані наслідки від його прояви. Сформульовані умови тонкостінності оброблюваного об'єкту при магнітно-імпульсному впливі на нього.*

### ВВЕДЕНИЕ

**Постановка проблемы.** Опыт показал, что применение традиционных технологий с сугубо механическими действиями для решения технологических задач по деформации металлических изделий, например, обжим, раздача, штамповка, доведение изгиба заготовки до необходимого уровня четкости, внешнее устранение вмятин на поверхности корпусов транспортных средств существующими традиционными методами обработки становится уже неприемлемым [1]. Так, основной помехой становится недостаточная пластичность обрабатываемого металла. При достижении определенного уровня механических нагрузок, необходимых для реализации поставленной производственной задачи, в зоне нагрузки происходит разрыв металла.

Не менее значимой и актуальной проблемой магнитно-импульсной обработки является проблема эффективности силового воздействия на тонкостенные металлы. Последнее определение объектов обработки, как известно, объединяет в совокупности их геометрические и электрофизические характеристики, а также временные параметры действующего поля. Фактически, тонкостенность означает режим интенсивного проникновения. Здесь имеет место не только известное из классики ослабление сил магнитного давления, но и проявление целого ряда сопутствующих физических эффектов, обусловленных "прозрачностью" обрабатываемой заготовки [6].

**Анализ основных достижений и публикаций.** Как показано в работах по обработке давлением, высокоскоростное импульсное действие приводит к появлению нового качества в поведении обрабатываемого металла. Это новое качество получило название гиперпластичности [2, 3]. Практическое использование эффекта гиперпластичности позволяет деформировать без разрушения и штамповать изделия, производство которых невозможно известными методами.

Магнитно-импульсная штамповка практически реализует режим мощного силового воздействия во временном интервале микросекундного диапазона [4]. Важнейшей особенностью обрабатываемых методов такого рода является неразрывная связь между инструментом-индуктором и заготовкой, подлежащей деформированию [5]. Если при механической штамповке действенность пуансона непосредственно не связана с внутренними процессами в обрабатываемом металле, то магнитно-импульсное силовое действие

физически возможно только в случае существования электродинамической связи между током в обмотке индуктора-инструмента и током, который возбуждается в заготовке. Их взаимодействие приводит к появлению мощных пондеромоторных сил, величина которых, как известно, пропорциональна произведению амплитуд первичного (тока индуктора) и вторичного (индуцируемого) токов.

Одним из самых важных вопросов проектирования инструментов магнитно-импульсных методов является вопрос об эффективности силового воздействия на обрабатываемый металл, причём такого, которое даст прогнозируемый результат и не приведёт к разрушению формируемого изделия. Здесь необходимы новые предложения по конструкциям инструментов, обоснованные результатами совместного анализа электродинамических и механических процессов в системе "индуктор-заготовка" с последующими рекомендациями по практическому выполнению собственно индуктора – источника поля и взаимному размещению его и объекта обработки [5, 6].

К примеру, разработка магнитно-импульсных технологий в автомобилестроении инициирована задачей формовки углов ("заполнение углов") при штамповке задних панелей кузовного покрытия автомобилей, выпускаемых фирмой "Ford Motor Company" (рис. 1.) [3, 6].

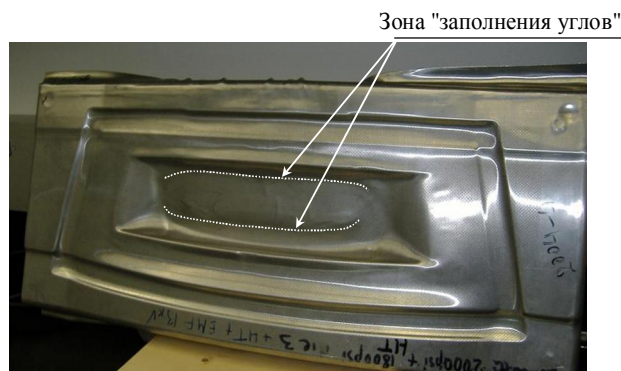


Рис. 1. Задняя панель автомобиля "Ford"

Первоначальное создание требуемой конфигурации панели производилось известными методами электрогидравлики. Но доведение штампуемого рисунка до уровня чёткости, необходимого в соответствии с требованиями конструкторов-разработчиков

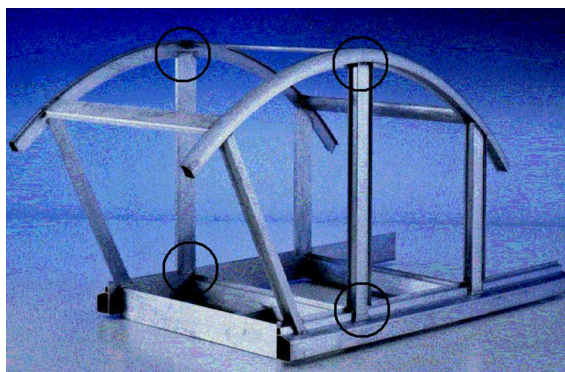
кузовного оформления проектируемого автомобиля, оказалось практически не осуществимым.

В этой связи и была поставлена задача о привлечении магнитно-импульсной технологии для штамповки угловых элементов рисунка задней панели автомобильного кузова в режиме, когда проявляется гиперпластичность обрабатываемого металла.

Фирмой "Volkswagen" инициированы работы по сочленению элементов несущих рамных конструкций автомобилей [7].

На рис. 2,а показана рама одной из моделей "Audi". Места предполагаемого магнитно-импульсного сочленения выделены круговыми контурами.

Образцы, иллюстрирующие первые попытки выполнения данной производственной операции, даны на рис. 2,б.



а



б

Рис. 2. Соединение элементов рамных конструкций автомобилей: а – рама одной из моделей "Audi"; б – первые попытки выполнения данной операции

Как видно из представленных экземпляров, расширяющее силовое воздействие на внутренние элементы осуществлялось по всей их поверхности в требуемой зоне сочленения. По этой причине имела место не целенаправленная "раздача" по углам, относительно равномерная по всему периметру деформируемой трубы.

При магнитно-импульсной обработке тонкостенных листовых металлов необходимо учитывать электродинамическую толщину обрабатываемого металла, т.е. "прозрачен" ли он для воздействующих импульсных электромагнитных полей.

"Прозрачность" самой заготовки связана с её геометрическими, электрофизическими параметрами размерами (толщина заготовки, удельная электропроводность) и с временными характеристиками воздействующего поля (частота). Если металлическая заготовка становится "прозрачной", то методы её обработки, основанные на классических представлениях о

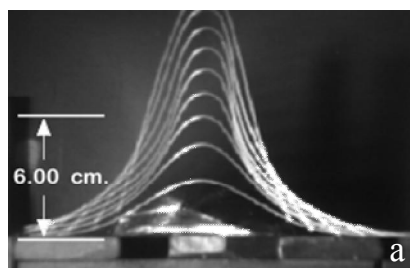
МИОМ с использованием скин-эффекта, теряют свою эффективность. Следовательно, при магнитно-импульсном воздействии на заготовку, возникает необходимость учитывать её электродинамическую тонкостенность, и в случае "прозрачности" – применять другие методы МИОМ, часть из которых была описана в [6].

**Цель работы** – анализ особенностей магнитно-импульсных методов силового воздействия в современных обрабатывающих технологиях в их связи с протекающими электродинамическими процессами. Первая из особенностей – это гиперпластичность металлов, вторая связана с тонкостенностью обрабатываемых объектов.

### ГИПЕРПЛАСТИЧНОСТЬ

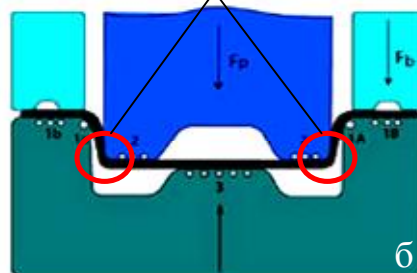
Новые очевидные преимущества магнитно-импульсных технологий в штамповочных производствах обусловлены эффектом гиперпластичности металлов, обнаруженным профессором Университета штата Огайо (США) Гленом Дейном в 2004 г. [3]. Подчеркнём, эффект работает как в случае массивных проводящих заготовок, так и в случае тонкостенных листовых металлов. В последнем варианте гиперпластичность должна позволить неразрушающую штамповку (без разрывов) геометрически довольно тонких изделий.

Суть эффекта заключается в следующем. При действии кратковременных импульсных нагрузок относительные деформации металлических образцов могут достигать до 200% (рис. 3,а).



а

Место разрыва заготовки



б

Рис. 3. Деформация листового металла:

а – высокоскоростное магнитно-импульсное деформирование листа алюминия, фоторегистрация процесса при последовательном силовом воздействии (интервал между импульсами составляет ~30 мс.);

б – формовка листового металла традиционным методом

С практической точки зрения этот эффект интересен тем, что новые легкие и достаточно жёсткие сплавы алюминия с разными добавками, появившиеся в современном автомобилестроении, не обладают достаточной пластичностью. Этот факт препятствует

их механической обработке известными традиционными методами.

На рис. 3,б проиллюстрирован один из традиционных методов механической штамповки, где обозначены места повреждения (разрыва) листовой заготовки при осуществлении заданной производственной операции.

Как полагает Глен Дейн, эффект гиперпластичности позволяет проводить магнитно-импульсную обработку как в сочетании с традиционными методами – для доведения заготовки до необходимого уровня чёткости заданного изделия, так и в отдельности, как самостоятельный метод высокоскоростной штамповки [1, 2]. При этом автор предложения утверждает, что благодаря эффекту гиперпластичности на готовом изделии практически отсутствует "морщине" и другие негативные следствия процесса деформирования.

Теперь о связи с электродинамикой магнитно-импульсного воздействия. Анализ проведём с помощью подходов, представленных в [4, 5].

Как известно, в общепринятых для традиционной МИОМ терминах магнитное давление на проводник пропорционально произведению возбуждающего тока в индукторе и тока, индуцированного в металле обрабатываемого объекта.

Проведенные расчёты и измерения показали, что силы магнитного давления имеют характерную убывающую форму распределения по толщине обрабатываемого металла. Этот факт отличает сугубо механическое воздействие (рис. 3,б) от магнитно-импульсного (рис. 3,а).

Для практики неравномерность пространственного распределения действующих сил должна означать и неравномерность проявления эффекта гиперпластичности по толщине обрабатываемого объекта, а, следовательно, должны появиться сложности даже при магнитно-импульсном силовом воздействии.

Отмеченное обстоятельство требует отдельного исследования, которое свяжет механику и электродинамику в обрабатываемом металле и даст рекомендации по выбору временных и амплитудных параметров, позволяющих при импульсной формовке изделий успешную реализацию эффекта гиперпластичности, конечным позитивным следствием которой будет:

- возможность объёмной штамповки изделий различной номенклатуры с фиксированным профилем и определенным уровнем четкости без разрывов и повреждений;
- вытягивание заданных участков металла, например, для удаления вмятин на его поверхности и придания ей формы, достаточно близкой к первоначальной, то есть, до появления повреждений.

### ТОНКОСТЕННОСТЬ

Как было ранее указано, реализация эффекта гиперпластичности металла при магнитно-импульсной обработке металлов открывает широкие возможности для штамповки без разрывов именно геометрически тонких металлических объектов.

Теперь собственно об электродинамике происходящих процессов. Анализ проведём с помощью основных представлений, изложенных в [6].

Физическая особенность процессов в обрабаты-

ваемом тонкостенном металле (в специальной литературе существует определение "прозрачный металл") обусловлена интенсивной диффузией и вытекающими отсюда следствиями, среди которых не только ослабление тангенциальной компоненты, но и появление мощной нормальной компоненты напряжённости магнитного поля. Подчеркнём, что в приближении идеальной проводимости, последняя строго обращается в нуль на поверхности проводника, а в классических расчётах – полагается пренебрежимо малой.

В то же время из априорных феноменологических соображений, очевидно, что влияние нормальной компоненты напряжённости распространяется на процессы возбуждения вихревых токов (уравнение Максвелла:  $\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{j}$ ), что в свою очередь приводит к изменению интегральной величины сил магнитного давления, и на процессы возникновения тангенциальных сил Лоренца. Эти силы при наличии каких-либо даже незначительных деформаций обуславливают появление вращающих механических моментов. А их действие должно существенно изменять картину действующих сил в целом и, как следствие, исказить формообразование изделия при магнитно-импульсной штамповке.

Для удобства и наглядности последующих рассуждений целесообразно определить параметр, устанавливающий степень "электродинамической" тонкостенности проводника, и который должен количественно связывать его геометрическую толщину, электропроводность металла и временные характеристики действующего поля.

Металлическую заготовку следует считать тонкостенной, если для нее выполняется условие [6, 8]:

$$\omega \cdot \tau \ll 1, \quad (1)$$

где  $\omega$  – угловая частота спектра действующего магнитного поля;  $\tau$  – характерное время диффузии поля в проводящий слой с электропроводностью –  $\gamma$  и толщиной –  $d$ ,  $\tau = \mu_0 \gamma d^2$ .

*Примечание.* Условие, подобное неравенству (1), широко используется в классической электродинамике [8]. Но в дополнение к определению, принятым в магнитно-импульсной обработке металлов, введение такого условия представляется весьма целесообразным.

Для выяснения физического значения условия тонкостенности преобразуем его так, чтобы выделить отношение толщины проводящего слоя –  $d$  к эффективной глубине проникновения поля –  $\delta$ .

После несложных преобразований в выражении (1) получаем эквивалентное неравенство:

$$\left(\frac{d}{s}\right) \ll \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad (2)$$

где  $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \gamma}}$ .

Соотношение (2) количественно показывает, что металлическая заготовка является тонкостенной с физической точки зрения, если ее толщина много меньше эффективной глубины проникновения поля в среду с идентичными параметрами.

Этот вывод хорошо известен, но теперь при его формулировке следует понимать, что помимо тривиального ослабления сил магнитного давления за счёт