



ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

Андрієнко В.М.	Определение энергетических показателей асинхронных двигателей при питании от статических преобразователей частоты	5
Байда Е.И.	Моделирование процесса отключения электромагнита постоянного тока с магнитной защёлкой	8
Загирняк М.В., Шведчикова И.А.	Разработка усовершенствованной конструкции магнитного сепаратора с использованием комбинированного подхода	12
Маляр В.С., Маляр А.В., Добушовська І.	Перенапряги в асинхронних двигунах з паралельно увімкненими конденсаторами	16
Милых В.И., Высочин А.И.	Принципы расчета магнитного поля в торцевой зоне турбогенератора в различных режимах его работы	19
Осташевский Н.А., Петренко А.Н.	Исследование теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя при изменении нагрузки	25
Поляков М.А., Ларионова Т.Ю.	Модели систем и системные характеристики сложных электрических аппаратов	30

Теоретична електротехніка

Баранов М.И.	Квантовофизическая природа поверхностного эффекта в металлическом проводнике с переменным электрическим током проводимости	34
---------------------	----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-----------

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Батыгин Ю.В., Головащенко С.Ф., Гнатов А.В., Смирнов Д.О.	Экспериментальные исследования магнитно-импульсного притяжения тонкостенных листовых металлов	41
Беспрозванных А.В., Набока Б.Г., Москвитин Е.С.	Обоснование электрофизических характеристик полупроводящих экранов силовых кабелей высокого напряжения со сшитой изоляцией	44

27 травня 2010 року передчасно пішов з життя талановитий та знаний вчений, доктор технічних наук, професор, багаторічний член редакційної колегії журналу "Електротехніка і Електромеханіка" **Набока Борис Григорович** – засновник наукової школи з електричної ізоляції та її діагностики. Він першим в Україні започаткував моніторинг старіння кабелів, що працюють на атомних електричних станціях. Його наукові висновки щодо оцінки технічного стану кабелів АЕС враховані МАГАТЕ.

Все, що пов'язано з електричною ізоляцією, викликало у Бориса Григоровича дослідницький інтерес. Своєю енергією, відданістю науковій справі він заряджав численних учнів: студентів, аспірантів, кандидатів та докторів наук. Він був відкритим та щирим до тих, хто потребував його допомоги.

Борис Григорович був і залишиться назавжди розумом, честю, сумлінням для друзів, колег та учнів!

Евдошенко Л.С.	Расчет многоканального режима коммутации искровых разрядников и сравнение его результатов с экспериментом	48
Петков А.А.	Формирование специальных импульсов тока при параллельной работе емкостных накопителей энергии	52

Електротранспорт

Сериков С.А.	Идентификация математической модели тягового электропривода автомобиля	56
--------------	------------------------------------------------------------------------	----

Електричні станції, мережі і системи

Веприк Ю.Н.	Задача математического моделирования стационарных режимов электрических систем в обобщенной постановке	61
-------------	--------------------------------------------------------------------------------------------------------	----

Безпека електрообладнання

Мясников В.Е.	Уплотнение ввода проводов в оболочку как фактор обеспечения пожарной безопасности электротехнического изделия	64
---------------	---------------------------------------------------------------------------------------------------------------	----

Ювілеї

Коліушко Г.М.	К 70-летию со дня рождения	67
---------------	----------------------------	----

Інформація

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

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

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

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

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

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

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПРИ ПИТАНИИ ОТ СТАТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Розглянуті особливості і труднощі реалізації методів розрахунку додаткових магнітних та електричних втрат асинхронних двигунів при їх роботі від статичних перетворювачів частоти, обумовлених вищими гармоніками напруги живлення, і можливості їх визначення на основі експериментальних досліджень.

Рассмотрены особенности и трудности реализации методов расчета добавочных магнитных и электрических потерь асинхронных двигателей при их работе от статических преобразователей частоты, обусловленных высшими гармониками питающего напряжения, и возможности их определения на основе экспериментальных исследований.

Применение частотно-регулируемых асинхронных двигателей (АД) является одним из альтернативных путей, наряду с вентилями двигателями, по решению задачи регулирования скорости в широком диапазоне в тех областях техники, где требование высокой надежности является одним из определяющих. На практике в настоящее время при частотном регулировании скорости находят применение как специально спроектированные частотно-регулируемые двигатели, так и двигатели общепромышленного применения. Особенность работы АД при питании от преобразователей частоты (ПЧ) состоит в том, что на выходе ПЧ форма кривой напряжения в зависимости от типа ПЧ в различной мере отклоняется от синусоидальной. Высшие гармоники питающего напряжения создают в двигателе высшие гармоники потока и тока, что вызывает рост добавочных электрических и магнитных потерь. Кроме того, в зависимости от требований, предъявляемых производственным механизмом, законы частотного регулирования различны, что приводит к изменению и основных потерь. В специально спроектированных АД принимаются такие конструктивные изменения, чтобы получить энергетические показатели на уровне серийных двигателей, питающихся от сети [1, 2]. Однако при питании серийных двигателей от ПЧ, чтобы избежать их перегрева, обусловленных повышенными потерями, приходится ограничивать установленную мощность на валу.

Методы расчета основных потерь асинхронных двигателей распространяются и на частотно-регулируемые двигатели, но при этом, в зависимости от требований, предъявляемых приводимым во вращение механизмом, нужно учитывать основной закон частотного регулирования:

$$\frac{U_{1i}}{U_{1i}} = \frac{f_{1i}}{f_{1i}} \sqrt{\frac{M_{2i}}{M_{2i}}} \quad (1)$$

Если способ реализуется системой управления при постоянном моменте, когда токи в обмотках постоянны, то основные электрические потери остаются постоянными [4].

В режиме работы при постоянной мощности на валу $P_2 = \text{const}$ закон частотного регулирования (1) приводится к виду:

$$\frac{U_{1i}}{U_{1i}} = \sqrt{\frac{f_{1i}}{f_{1i}}}$$

В соответствии с этой закономерностью при увеличении частоты рост напряжения отстает от частоты. Аналитически можно показать, что основные электрические и магнитные потери в этом режиме при уменьшении частоты ниже номинальной заметно возрастают.

В настоящей работе изложены трудности реализации методов расчета составляющих добавочных потерь и возможности их экспериментального определения.

Добавочные потери подразделим на следующие составляющие:

- поверхностные и пульсационные потери;
- добавочные магнитные потери от высших гармоник магнитного поля;
- добавочные электрические потери в обмотках от высших гармоник тока.

Расчет поверхностных и пульсационных потерь при питании от сети на практике выполняют по методике, изложенной в [3]. Расчет по этой методике основан на определении пульсаций основной гармоники индукции в зазоре и в зубцах статора и ротора в зависимости от величины открытия паза. Распространение расчетных формул на высшие гармоники питающего напряжения лишено практического смысла, и можно также ограничиться расчетом этих составляющих потерь при пульсациях основных гармоник индукций при всех частотах.

При расчете добавочных электрических и магнитных потерь должен быть известен гармонический состав напряжения на выходе ПЧ, который можно получить экспериментально с помощью анализатора гармоник. В работе [2] при расчете магнитных потерь от высших гармоник магнитного поля принято, что форма кривой напряжения на выходе ПЧ прямоугольная, при которой амплитуды высших гармоник напряжения обратно пропорциональны, а частоты прямо пропорциональны порядку гармоники v :

$$U_v = \frac{U_1}{v}; \quad f_v = v \cdot f_1$$

Для определения магнитных потерь от высших гармоник магнитного поля так же, как и для основной гармоники, используется соотношение: $B_v \equiv U_v / f_v$. Суммарные магнитные потери, созданные высшими гармониками магнитного поля, при каждой частоте равны:

$$\sum_{v=3}^{v=k} P_{Fevi} = \sum_{v=3}^{v=k} \frac{1}{v^{2,7}} P_{Feli}$$

где k – порядок наиболее высокой нечетной гармоники, p_{Fei} – магнитные потери от основной гармоники при напряжении U_{1i} , соответствующем закону частотного регулирования и частоте f_{1i} :

$$p_{Fei} = p_{Fe(50)} \cdot \left(\frac{U_{1i}}{U_{1N}} \right)^2 \cdot \frac{1}{\alpha^{0,7}},$$

где $\alpha = f_{1i} / f_{1N}$. При соединении обмотки в звезду кратные трем гармоники нужно исключить.

При использовании современных ПЧ с ШИМ высшие гармоники напряжения и соответственно добавочные магнитные потери проявляются в меньшей мере. Даже при использовании экспериментальных данных от анализатора гармоник разложение кривой напряжения при каждой частоте является трудоемкой задачей и лишено практического смысла.

Наибольшие трудности возникают при расчете добавочных электрических потерь от высших гармоник тока. При известном гармоническом составе напряжения на выходе ПЧ определение амплитуд высших гармоник тока сопряжено с большими погрешностями, так как точный учет вытеснения тока при расчете активных и индуктивных сопротивлений токам высших гармоник практически невозможен. Даже если при наличии сложной измерительной аппаратуры возможно получение спектрального состава тока, расчет электрических потерь, созданных высшими гармониками тока весьма затруднителен, так как для этого требуются величины активных сопротивлений. Очевидна трудоемкость такого метода, который может быть использован только при научных исследованиях.

Практический метод расчета добавочных электрических потерь рассмотрен в [2]. При пренебрежении намагничивающим током основные гармоники тока определяются по схеме замещения:

$$I_1 \approx I_2' = \frac{U_{1i}}{\sqrt{(r_1 + r_2' / s)^2 + \alpha^2 \cdot (x_{\sigma 1} + x_{\sigma 2}')^2}}. \quad (2)$$

Можно считать, что при известном гармоническом составе напряжения на выходе ПЧ имеет место аналогичный состав тока. Тогда токи высших гармоник определяются по формулам, аналогичным (2):

$$I_{1v} \approx I_{2v}' = \frac{U_{iv}}{\sqrt{(r_1 + r_2'_{\xi v} / s_v)^2 + \alpha^2 \cdot v^2 \cdot (x_{\sigma 1} + x_{\sigma 2}'_{\xi})^2}},$$

где $r_2'_{\xi v}$, $x_{\sigma 2}'_{\xi}$ – параметры ротора с учетом вытеснения для каждой гармоники; $s_v \approx 1$, $U_{iv} = U_{1i} / v$ – при прямоугольной форме кривой напряжения на выходе ПЧ.

Добавочные электрические потери при каждой частоте определяются суммированием потерь от всех нечетных гармоник, исключая кратные трем при соединении обмотки звездой:

$$p_{\text{д.а.}} = \sum_{v=3}^k p_{\text{д.а.}v} = m_1 \cdot I_{1v}^2 \cdot (r_1 + r_2'_{\xi v}) = \frac{m_1 \cdot U_{iv}^2 \cdot (r_1 + r_2'_{\xi v})}{[(r_1 + r_2'_{\xi v})^2 + \alpha^2 \cdot v^2 \cdot (x_{\sigma 1} + x_{\sigma 2}'_{\xi})^2]}.$$

Достаточно ограничиться порядком высшей гармоники $v = 11$ или $v = 13$.

Принятое в работе [2] допущение, что для учета вытеснения токами высших гармоник активное сопротивление ротора принимается пропорциональным частоте, считаем неприемлемым. К тому же, все высшие гармоники тока протекают по одним и тем же стержням ротора. Поэтому можно принять, что коэффициенты вытеснения для всех высших гармоник одинаковы и равны коэффициентам при скольжении $s = 1$.

Совершенствование расчетных методик возможно только на основе экспериментальных исследований. В работе [4] рассмотрена возможность определения параметров частотно-регулируемых двигателей на основе экспериментальных исследований, проведенных в лаборатории электрических машин Бранденбургского ТУ (Германия). Для этого снимались рабочие характеристики двигателя мощностью 4,5 кВт фирмы Сименс (1РН 6101 4НФ56) при питании от сети и от ПЧ. Измерения момента и частоты вращения производилось измерительным валом типа ТМ 211. Для достижения высокой точности частота вращения контролировалась также тахометром ДНО 907 фирмы JAQUET, а измерения напряжений, токов и мощностей производились во всех трех фазах.

Полученные экспериментальные данные можно использовать для того, чтобы определить влияние формы кривой напряжения на выходе ПЧ и импульсов несущей частоты на потери в двигателе. Для этого были рассчитаны при всех нагрузках суммарные потери Σp как разность мощностей потребляемой P_1 и на валу P_2 как при питании от сети, так и от ПЧ. Полученные результаты при питании от сети представлены в табл. 1, а при питании от ПЧ – в табл. 2.

Как видно из приведенных данных, при нагрузках в пределах 0,7-1,05 номинальной суммарные потери при питании от ПЧ превышают значения потерь при питании от сети на 1,0-1,2 %, несмотря на то, что испытуемый двигатель относится к специально спроектированным, предназначенным для работы от ПЧ или от управляемого инвертора при векторном управлении. Разность величин потерь при питании от ПЧ и от сети может быть обусловлена только потерями от высших гармоник.

Неожиданным оказался тот факт, что на холостом ходу и при нагрузках ниже 0,4 номинальной суммарные потери при питании от сети больше, чем при питании от ПЧ. Снятые характеристики холостого хода при обоих видах питания подтвердили это обстоятельство при напряжениях, превышающих 0,8 номинальное. Это превышение составляет несколько процентов от потерь холостого хода, так что потери холостого хода в обоих случаях можно считать практически равными. Можно предположить, что это отличие обусловлено изменением формы кривой напряжения при разных его значениях и влиянием импульсов несущей частоты на процесс перемагничивания стали. Влияние импульсов несущей частоты, прежде всего, состоит в том, что они вызывают добавочные электрические потери в изоляции обмоток и появление перенапряжений, что приводит к понижению надежности частотно-регулируемых двигателей [5].

Таблица 1

U_1 , В	I_1 , А	P_1 , Вт	M_2 , Нм	n , 1/м	P_2 , Вт	Σp , Вт
188,8	6,46	430	0	1496	0	430
188,2	6,66	1158	5,0	1488	779,1	378,9
188,7	7,26	1924	10,0	1477	1546,7	377,3
188,4	8,13	2780	15,0	1465	2301,2	478,8
188,4	9,33	3661	20,0	1452	3041,2	619,9
188,3	10,7	4548	25,0	1437	3762,1	785,9
188,2	12,2	5491	30,0	1422	4467,2	1024
187,9	13,0	5925	32,0	1412	4731,7	1193

Таблица 2

U_1 , В	I_1 , А	P_1 , Вт	M_2 , Нм	n , 1/м	P_2 , Вт	Σp , Вт
191,5	5,73	353	0	1502	0	353
191,1	6,03	1092	5,0	1490	780,2	311,8
191,2	6,83	1919	10,0	1478	1547,8	371,2
191,3	7,93	2785	15,0	1464	2299,6	485,4
191,0	9,23	3668	20,0	1449	3034,8	633,2
191,3	10,7	4589	25,0	1432	3749,0	840
190,8	12,6	5590	30,0	1411	4432,8	1157
190,8	13,3	5951	32,0	1406	4711,0	1239

ВЫВОД

Аналитический расчет добавочных магнитных потерь с определенными допущениями возможен при известном гармоническом составе напряжения на выходе преобразователя частоты. Но расчет добавочных электрических потерь от высших гармоник тока аналитическими средствами крайне затруднителен, и для их определения требуется привлечение экспериментальных методов, один из которых рассмотрен в данной работе.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Петрушин В.С. Асинхронные двигатели в регулируемом электроприводе. – Одесса: Наука и техника. 2006. – 319 с.
2. Радин В. И., Брускин Д. Э., Зорохович А. Е. Электрические машины. Асинхронные машины. М.: Высшая школа, 1988. – 328 с.
3. Под ред. Копылова И. П. Проектирование электрических машин. – М.: Энергия, 1980. – 495 с.
4. Андриенко В.М., Клиндер К. Исследование параметров управляемых асинхронных двигателей // Электричество. – 2006. – №8. – с. 41-44.
5. Рехенберг К., Фишер Ц. Определение перенапряжений в частотно-регулируемых асинхронных машинах низкого напряжения // Техн. электродинамика. – 2001. – №3. – С. 59-62.

Поступила 26.10.2009

Андриенко Валентин Михайлович, к т.н., доц.
Национальный технический университет Украины
"Киевский политехнический институт"
Украина, 03056, Киев, пр. Победы, 37
НТУУ "КПИ", кафедра электромеханики
тел. (044) 241-76-38

Andriyenko V.M.

Determination of asynchronous motor power indexes under feeding from static frequency converters.

Realization difficulties and features of calculation methods for additional magnetic losses in asynchronous motors under their operation from static frequency converters are analyzed, the losses conditioned by feeding voltage ultraharmonics and feasibility of their determination through experimental research.

Key words – asynchronous motors, frequency converter, additional magnetic losses, calculation.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ОТКЛЮЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТА ПОСТОЯННОГО ТОКА С МАГНИТНОЙ ЗАЩЁЛКОЙ

У статті розглянуто питання математичного моделювання відключення електромагнітного механізму з магнітною защёлкою за допомогою розряду на катушку відключення ємнісного накопичувача енергії. Наведено динамічні характеристики електромагнітного механізму. Дані якісні та кількісні оцінки отриманих результатів.

В статье рассматривается вопрос математического моделирования процесса отключения электромагнитного механизма магнитной защёлкой при помощи разряда на отключающую катушку ёмкостного накопителя энергии. Приведены динамические характеристики электромагнитного механизма. Даны количественные и качественные оценки полученных результатов.

ВВЕДЕНИЕ

В ранее опубликованных статьях были рассмотрены вопросы математического моделирования динамики срабатывания форсированного электромагнитного механизма постоянного тока с магнитной защёлкой, в которых рассматривалась математическая модель системы и получены количественные характеристики. Следующим важным этапом изучения физических процессов в таком электромагните является процесс отключения. Ввиду того, что во включенном состоянии катушка электромагнита обесточена, а удержание якоря осуществляется за счет энергии постоянного магнита, отключение таких систем осуществляется, как правило, путем разряда на катушку ёмкостного накопителя энергии соответствующей полярности. Для успешного отключения такого электромагнита необходимо правильно выбрать ёмкость и напряжение конденсатора с учетом электрических и магнитных параметров катушки, а так же динамических характеристик движущихся элементов. В противном случае, ампервитков отключения может быть недостаточно для перераспределения магнитных потоков, либо за время разряда конденсатора якорь не успеет отойти на расстояние, обеспечивающее его дальнейшее движение. Получить ответы на все поставленные вопросы можно только на основании соответствующей математической модели представляющую собой мультифизическую задачу по расчету магнитных, электрических и механических процессов, происходящих в электромагните.

Основная сложность данной задачи заключается в необходимости моделирования электромагнитного поля в неоднородной и нелинейной среде.

Решение данной задачи актуально, так как позволяет понять физику процессов, происходящих в такой системе, а так же определить оптимальные параметры системы.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Постановка задачи заключается в проведении расчета динамики отключения электромагнитного механизма с магнитной защёлкой, катушка которого включается на ёмкостной накопитель с учетом проводимости и нелинейных свойств материала магнитопровода. Цель данной работы – получить динамические характеристики отключения спроектированного электромагнита и определить параметры емкости,

обеспечивающие процесс отключения устройства.

В работе: проведен расчет электромагнитного поля в нелинейной среде с учетом проводимости материала магнитопровода; проведен расчет движения якоря с учетом изменяющегося электромагнитного поля; проведен расчет электрической цепи с учетом изменяющегося магнитного поля и движения якоря.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ФОРМУЛИРОВКА ЗАДАЧИ

Вид электромагнита в осесимметричной системе показан на рис. 1. Наличие воздушного шунта обусловлено встречными направлениями потоков постоянного магнита и катушки в режиме отключения и гарантирует неразмагничивание постоянного магнита в процессе отключения.



Рис. 1. Расчетная модель ИДМ

Уравнения векторного магнитного потенциала в нестационарной постановке для задачи с осевой симметрией без учета токов смещения известны.

Предполагается, что электрическая проводимость σ постоянного магнита и окружающего пространства практически равны нулю. Ток катушки распределен равномерно по сечению. Свойства постоянного магнита задаются остаточной индукцией B_r и относительной магнитной проницаемостью, определяемой на основании B_r и H_c . Плотность тока катушки определяется на основании уравнения для электрической цепи. Так как катушка намотана равномерно распределенным по сечению проводом, то пренебрегая неравномерностью тока в отдельном проводящем витке для электрической цепи можно записать уравнение:

$$R \cdot \frac{dq(t)}{dt} + \frac{w}{S} \cdot \iiint_V \frac{\partial A_\Phi}{\partial t} \cdot dV = U_{c0} - \frac{q(t)}{C}, \quad (1)$$

где $q(t)$ – количество электричества; R – активное сопротивление катушки; w – число витков катушки; S – площадь поперечного сечения катушки; V – объем катушки; U_{c0} – напряжение на емкости; C – емкость конденсатора.

Уравнения движения якоря известны и были подробно рассмотрены в предыдущих статьях. Отличием данной системы является лишь то, что в качестве движущих сил выступает сила пружины отключения.

Для однозначности решения задача должна быть дополнена начальными условиями, которые для уравнений поля запишутся в виде:

$$A_\Phi(0, r, z) = f(r, z), \quad (2)$$

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

ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ РАСЧЕТА

В качестве основных исходных данных были заданы: приведенная масса якоря – 0,3 кг; активное сопротивление катушки – 100 Ом; число витков – 3000; напряжение на емкости – 90 В; емкость – $50 \cdot 10^{-6}$ Ф; противодействующая сила – 100 Н.

Для ферромагнитного сердечника и якоря задавалось значение относительной магнитной проницаемости в функции модуля магнитной индукции. Расчеты динамики проводились для электрической проводимости материала электромагнита равной 10 MS/m.

РЕШЕНИЕ ПОСТАВЛЕННОЙ ЗАДАЧИ

Решение задачи проводилось численными методами (метод конечных элементов) в нестационарном режиме на деформируемой сетке решателем с автоматическим (в зависимости от получаемого результата) выбором временного шага для временного интервала (0–0,07 с). Расчеты проводились для хода якоря 5 мм и 10 мм.

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА

На рис. 2 показана картина начального распределения магнитного поля в электромагните, из которого следует:

- магнитный поток равномерно распределен по площади поперечного сечения магнитопровода;
- практически весь поток постоянного магнита протекает через рабочие воздушные зазоры;
- магнитный поток, замыкающийся через шунт, незначителен.

На рис. 3 показано распределение вертикальной составляющей магнитной индукции в среднем сечении электромагнита в начальный момент времени. Данные рис. 3 подтверждают предположение о равномерности распределения магнитного потока по сечению магнитопровода.

На последующих рисунках показаны результаты расчета динамики отключения электромагнитного механизма с магнитной защёлкой.

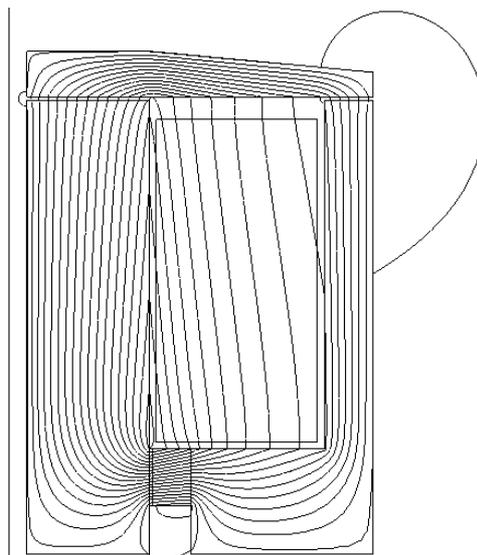


Рис. 2. Начальное распределение поля в электромагните

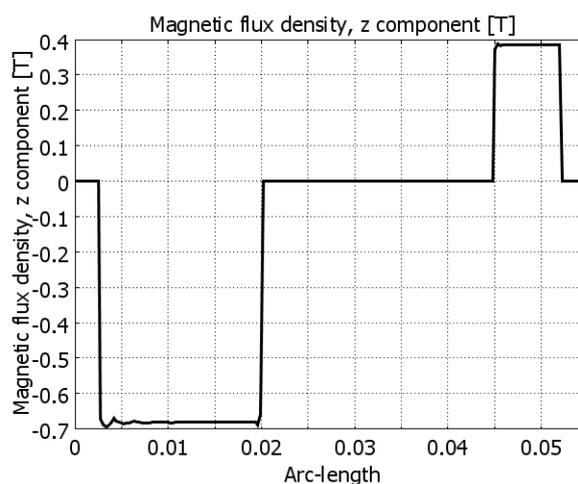


Рис. 3. Начальное распределение поля в электромагните

На рис. 4 показано изменение электромагнитной силы, удерживающей якорь электромагнита, которая изменяется от 220 Н до 5 Н. Так как начальная сила, удерживающая якорь, равняется 220 Н (см. рис. 2), то для отключения электромагнита необходимо иметь определенное значение ёмкости, заряженной до определенного напряжения. Для данной конструкции электромагнита были подобраны минимальное значение напряжения заряда ёмкости – 90 В и минимальное значение ёмкости конденсатора – 50 мкФ. При уменьшении указанных параметров срабатывание электромагнита не наблюдается.

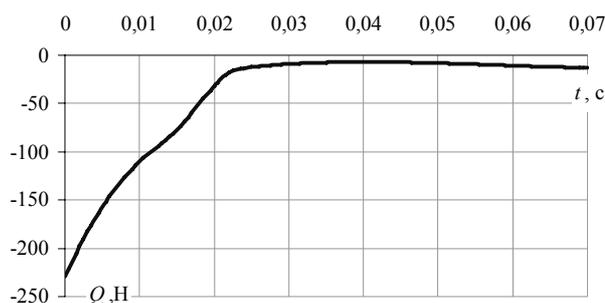


Рис. 4. Значение электромагнитной силы в функции времени

На рис. 5 показано временное изменение тока катушки, а на рис. 6 – изменение напряжения на конденсаторе.

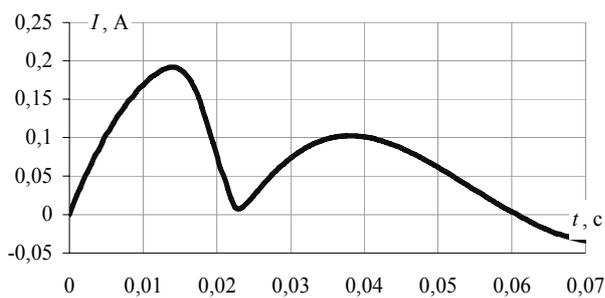


Рис. 5. Временная зависимость тока катушки при ходе якоря 5 мм

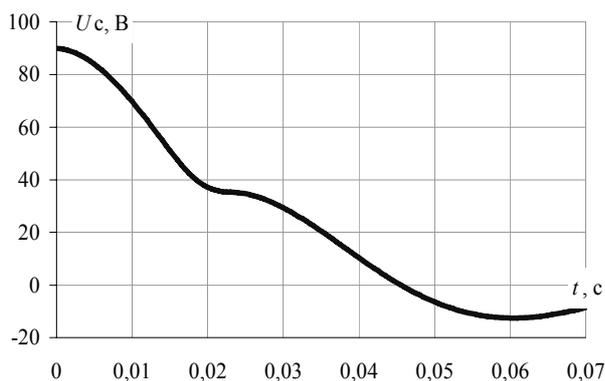


Рис. 6. Зависимость напряжения на ёмкости от времени при ходе якоря 10 мм

На рис. 7 показано значение хода от времени, а на рис. 8 – значение противоЭДС катушки.

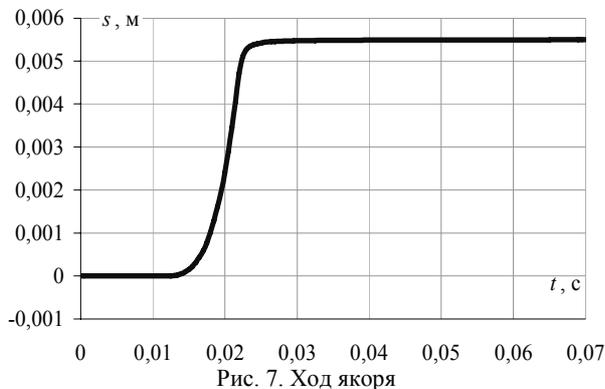


Рис. 7. Ход якоря

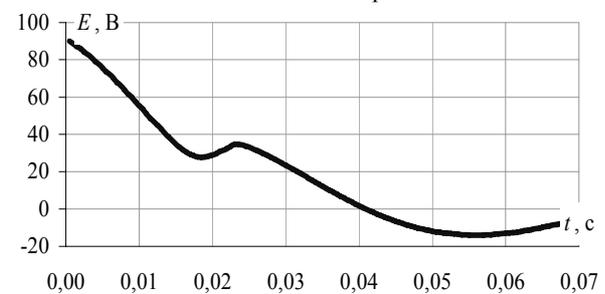


Рис. 8. ЭДС, наводимая в катушке

Анализ графиков показывает, что в конце хода якоря противоЭДС движения уравновешивает напряжение на конденсаторе, а после остановки якоря немного его подзаряжает.

С точки зрения изучения физических процессов,

происходящих в ферромагнитном магнитопроводе при встречном направлении магнитных потоков, создаваемых постоянным магнитом и катушкой, интерес представляет распределение осевой составляющей магнитной индукции в различные моменты времени.

На рис. 9-13 показано распределение осевой составляющей магнитной индукции в среднем сечении электромагнита в различные моменты времени от начала процесса разряда конденсатора на катушку.

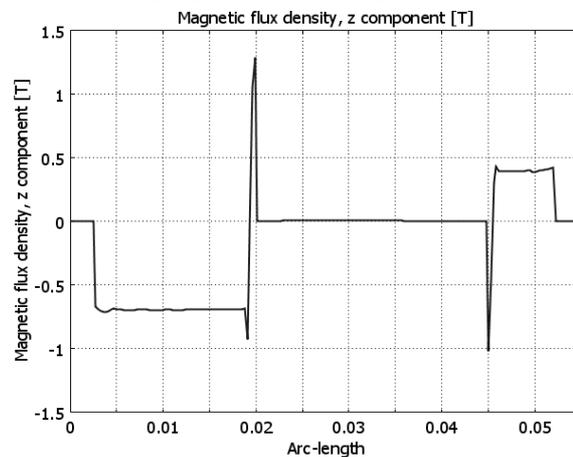


Рис. 9. Распределение магнитной индукции по сечению через 5 мс после начала процесса

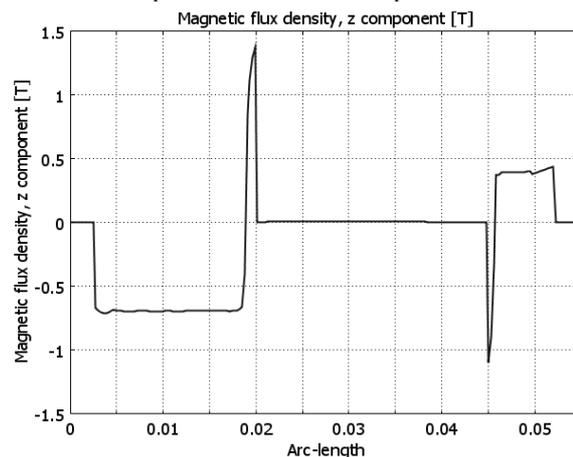


Рис. 10. Распределение магнитной индукции по сечению через 10 мс после начала процесса

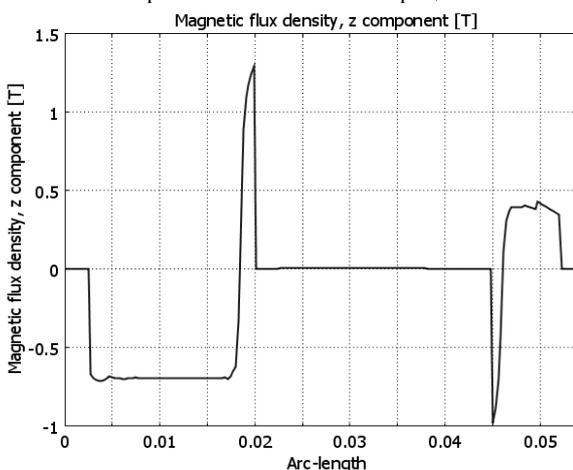


Рис. 11. Распределение магнитной индукции по сечению через 20 мс после начала процесса

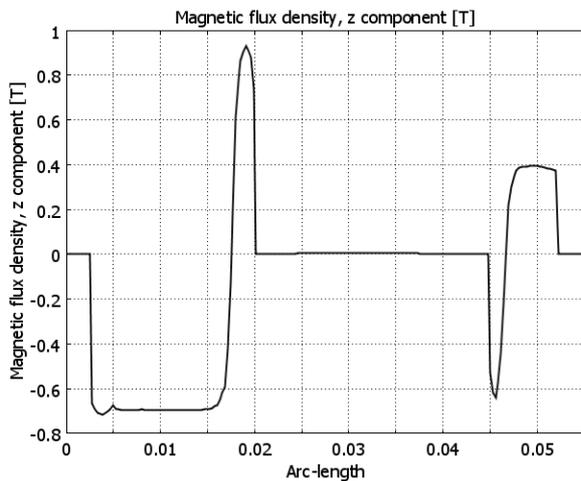


Рис. 12. Распределение магнитной индукции по сечению через 50 мс после начала процесса

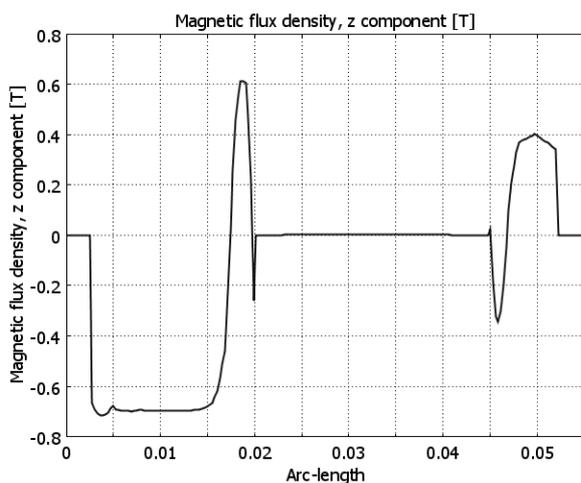


Рис. 13. Распределение магнитной индукции по сечению через 70 мс после начала процесса

Такое распределение магнитной индукции обусловлено поверхностным электромагнитным эффектом. На рис. 14 показано распределение плотности вихревых токов в том же сечении магнитопровода в момент времени 70 мс после начала процесса.

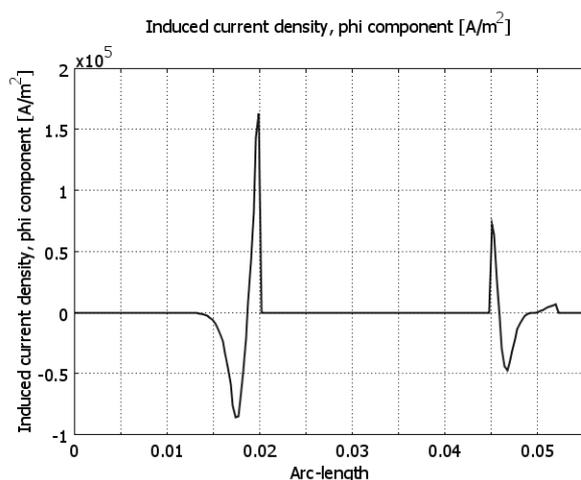


Рис. 14. Распределение плотности вихревых токов по сечению магнитопровода через 70 мс

В заключении, необходимо отметить, что увеличение хода якоря с 5 до 10 мм незначительно (на 2 мс) увеличивает время отпущания электромагнита за счет достаточно высокой скорости движения якоря. Более существенно изменяется характер тока катушки, показанный на рис. 15.

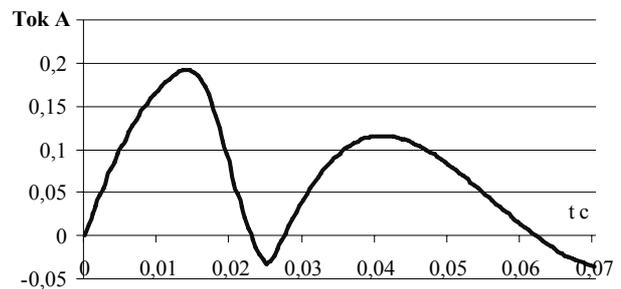


Рис. 15. Временная зависимость тока катушки при ходе якоря 10 мм

Как следует из рис. 15, ток катушки электромагнита меняет направление, в большей степени осуществляя процесс подзарядки ёмкости.

ВЫВОДЫ

На базе разработанной математической модели динамики отключения электромагнита постоянного тока с магнитной защелкой были проведены (и могут проводиться в дальнейшем, но с другими начальными данными) расчеты по определению времени отпущания якоря, оптимизации значений ёмкости и напряжения её заряда. Построенная математическая модель дает возможность более полно понять процессы, происходящие в такого рода системах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. COMSOL multiphysics.

Поступила 20.01.2010

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

Bayda E.I.

Modeling of cutting of a DC electromagnet with a magnetic latch.

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

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

РАЗРАБОТКА УСОВЕРШЕНСТВОВАННОЙ КОНСТРУКЦИИ МАГНИТНОГО СЕПАРАТОРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОМБИНИРОВАННОГО ПОДХОДА

Показано доцільність використання комбінованого підходу, що оснований на поєднанні методологічних інструментів внутрішньо- та міжвидового синтезу, при удосконаленні конструкції дискового магнітного сепаратора.

Показана целесообразность использования комбинированного подхода, основанного на сочетании методологических инструментов внутри- и межвидового синтеза, при совершенствовании конструкции дискового магнитного сепаратора.

ВВЕДЕНИЕ

Реализация процедуры направленного синтеза новых структурных разновидностей магнитных сепараторов связана с использованием методологических инструментов генетического синтеза, который наряду с генетической систематикой является одним из основных направлений генетической электромеханики [1]. Два вектора эволюции электромеханических систем (микро- и макроэволюция) определяют соответственно и два основных подхода к решению задач генетического синтеза: межвидовой и внутривидовой синтез. Постановка и решение задач направленного поиска и генерации новых структур с использованием генетических моделей видообразования составляет сущность генетического внутривидового синтеза электромеханических систем. Основу генетических алгоритмов внутривидового синтеза образуют генетические операторы синтеза (скрещивания, репликации, инверсии, мутации) [2]. В основе межвидового синтеза лежит перенос генотипических и фенотипических признаков структуры-прототипа на гомологически подобные структуры [3].

На практике при совершенствовании известных конструкций магнитных сепараторов применение методологических инструментов каждого из указанных подходов в отдельности не всегда гарантирует получение приемлемого результата. В этих условиях актуальны исследования, направленные на разработку комбинированных методологических подходов к решению задач направленного синтеза.

С учетом вышесказанного, в настоящей статье выносятся на обсуждение результаты исследований по применению комбинированного подхода при разработке усовершенствованной конструкции магнитного сепаратора.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Постановку и решение задачи направленного синтеза с использованием комбинированного подхода будем осуществлять на примере совершенствования конструкции дискового магнитного сепаратора, применяемого для очистки от ферромагнитных примесей тонкоизмельченных сыпучих материалов, транспортируемых ленточными конвейерами.

Исследуемый магнитный сепаратор (рис. 1) включает ферромагнитный диск 1, установленный с возможностью вращения в горизонтальной плоскости над поверхностью транспортируемого сыпучего материала, концентрические кольцевые магниты 2, закрепленные на диске и в межполюсном рабочем зазоре которых образуется магнитное поле с относительно

высоким градиентом напряженности [4].

Анализ генетической информации рассматриваемого сепаратора (рис. 1) показывает, что данный тип устройства принадлежит к подсемейству магнитных сепараторов вращательного движения, к Виду тороидальных плоских (ТП), продольно симметричных у-ориентированных структур (генетический код ТП 0.2у). Представленный на рис. 1 вариант конструкции магнитного сепаратора является генетически чистым, т.е. состоит только из индуктора, являющегося источником магнитного поля, и может быть отнесен к хромосомному уровню структурной организации [5].

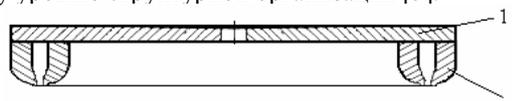


Рис. 1. Исходная конструкция магнитного сепаратора

Основными недостатками такого магнитного сепаратора (рис. 1) являются:

1. Низкая эффективность рабочего процесса сепарации из-за использования только одной пары кольцевых магнитов.

2. Сложность разгрузки извлеченных ферромагнитных включений, в т.ч. за счет их остаточной намагниченности. Для очистки поверхности магнитов требуется остановка рабочего процесса сепарации.

Задача повышения эффективности рабочего процесса сепарации относится к хромосомному уровню и может быть решена за счет использования многополюсной магнитной системы. Решение данной задачи связано с синтезом генетической модели структурообразования генома базового Вида ТПО.2у, к которому принадлежит исходная структура магнитного сепаратора.

Задача по улучшению разгрузки извлеченных ферромагнитных включений относится к системному уровню и может быть решена с использованием закона гомологических рядов (ЗГР) [3]. В этом случае выполняется последовательный перенос некоторых существенных признаков базовых структур (структур-прототипов), отвечающих за создание условий, направленных на улучшение условий разгрузки, на синтезированные гомологически подобные структуры из генома базового Вида ТПО.2у.

Таким образом, отмеченные особенности исходной конструкции магнитного сепаратора задают общее направление процедуры синтеза и позволяют определить обобщенную целевую функцию F_S синтеза в следующем виде

$$F_S = (p'_{Si}, p''_{Si}), \quad (1)$$

где p'_{si} – совокупность характерных признаков синтезируемых структур, отвечающих на хромосомном уровне за эффективность рабочего процесса сепарации; p''_{si} – совокупность характерных признаков синтезируемых структур, отвечающих на системном уровне за создание условий, направленных на улучшение условий разгрузки извлеченных ферромагнитных тел.

Практическая реализация комбинированного подхода предполагает следующую последовательность алгоритмических процедур:

- определение набора парных электромагнитных хромосом (структур), образующих геном базового Вида $ТП 0.2y$, и удовлетворяющих в пределах принятых ограничений целевой функции F_S синтеза;

- выбор структур-прототипов и определение инвариантных признаков этих структур, удовлетворяющих целевой функции F_S синтеза;

- последовательный перенос существенных признаков структур-прототипов на синтезированные гомологически подобные структуры из генома базового Вида $ТП 0.2y$;

- визуализация и систематизация результатов синтеза.

Таким образом, задача направленного синтеза усовершенствованной конструкции дискового магнитного сепаратора с использованием комбинированного подхода может быть сформулирована следующим образом: по известным исходной структуре, принадлежащей к базовому Виду $ТП 0.2y$, и обобщенной целевой функции $F_S = (p'_{si}, p''_{si})$ синтезировать конечное множество структур, удовлетворяющих функции F_S .

ГЕНЕТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СТРУКТУРООБРАЗОВАНИЯ ГЕНОМА БАЗОВОГО ВИДА $ТП 0.2y$

Определение области существования, синтез и расшифровка порождающих хромосомных наборов, определяющих Видовое и популяционное разнообразие класса магнитных сепараторов с открытой рабочей зоной, выполнено в работе [2].

Для реализации процедуры синтеза генома базового Вида $ТП 0.2y$ необходимо определить существенные признаки $p'_{si} = (i = 1, 2, \dots)$ синтезируемых структур, удовлетворяющие целевой функции F_S синтеза. К таким признакам следует отнести: p'_{s1} – многополюсный индуктор магнитного поля; p'_{s2} – радиально-лучевую последовательность пространственной компоновки полюсов индуктора.

Для корректного решения задачи на область синтеза Q_S накладываются следующие ограничения L_1 :

1. Генетический оператор f_R репликации отвечает за количественный состав пространственных композиций (структур), образованных соответственно из k_R -го количества пар полюсов индуктора, где k_R – коэффициент репликации, удовлетворяющий условию $k_R \leq 2$.

2. Генетический оператор f_E электромагнитной инверсии моделирует процессы в многополюсном индукторе, связанные с изменением полярности полюсов.

3. Из рассмотрения исключается хромосомный набор третьего поколения, представленный порождающими структурами S_{31} и S_{32} , образованными композицией операторов мутации $f_{M(1)}$ и электромагнитной инверсии f_E [2].

Исходной пространственной структурой при реализации процедуры синтеза (табл. 1) является хромосома-репликатор первого поколения S_0 ($k_R = 1$), отвечающая за наследственные признаки двухполюсных систем (индукторов) магнитных сепараторов, к которым принадлежит и исходная структура магнитного сепаратора (рис. 1). С учетом p'_{s2} и принятых ограничений хромосома-репликатор S_0 может быть представлена пространственной композицией структурного изомера S_{X1} с радиально-лучевой последовательностью пространственной компоновки полюсов индуктора [6]

$$f(S_0) \rightarrow (S_{X1}), \quad (2)$$

где f – функция геометрического преобразования.

В структуре генома базового Вида $ТП 0.2y$ с открытой рабочей зоной за наследственные признаки многополюсных ($k_R = 2$) систем магнитных сепараторов отвечает реплицированная хромосома S_{21}

$$S_{21} = k_R S_0. \quad (3)$$

Порождающая структура S_{22} определяет структурное наполнение популяции P_{22} реплицированных инверсных структур

$$(f_E(S_{21}) \rightarrow S_{22} \rightarrow P_{22}) \subset S_{ТП0.2y} \quad (4)$$

При $k_R = 2$ пространственная структура изомера (структура S_{X2}) может быть получена путем параллельного переноса S_{X1} вдоль рабочей поверхности диска индуктора. Результаты расшифровки генома базового Вида $ТП 0.2y$ сведены в табл. 1.

Таблица 1

Результаты расшифровки генома				
Исходные структуры	Оператор синтеза	Порождающие структуры	Структурный код изомера	Визуализация результатов синтеза
Исходная структура магнитного сепаратора				
$ТП 0.2y$	–	S_0	S_{X1}	
Синтезированные структуры из области Q_S				
S_0	$f_{R(1)}$ – репликация по индуктору ($k_R = 2$)	S_{21}	S_{X2}	
S_{21}	f_E – электромагнитная инверсия	S_{22}	S_{X2}	

Таким образом, структуру генома базового Вида $ТП 0.2y$ магнитных сепараторов с открытой рабочей зоной (область Q_S синтеза) с учетом принятых ограничений можно представить двумя поколениями электромагнитных хромосом, удовлетворяющих заданной функции F_S цели. При этом хромосома-репликатор первого поколения S_0 с учетом p'_{s1} не входит в область синтеза Q_S

$$Q_S = \{S_{21}, S_{22}\} \subset S_{ТП0.2y}. \quad (5)$$

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНВАРИАНТНЫХ ПРИЗНАКОВ СТРУКТУР-ПРОТОТИПОВ

В качестве выходной информации для постановки задачи направленного поиска и синтеза новых структур магнитных сепараторов с использованием ЗГР приняты две базовые структуры (структуры-прототипы): структура S_{P1} шкивного электромагнитного сепаратора (рис. 2, а) [7] и структура-прототип S_{P2} дискового магнитного сепаратора (рис. 2,б) [8]. Структуры-прототипы представлены в виде информационной (формульная часть описания изобретений [7, 8]) и геометрической (рисунки, поясняющие работу устройства и содержащиеся в [7, 8]) моделей (рис. 2).

Особенностью структуры S_{P1} является наличие разгрузочных узлов, выполненных в виде диамагнитных вставок 2, расположенных в полюсах магнитной системы 1 сепаратора (рис. 2,а). При этом по окружности барабана в местах расположения диамагнитных вставок создаются зоны с ослабленным магнитным полем, где происходит отрыв и удаление извлеченных ферромагнитных тел. В результате этого исключается возможность скопления ферромагнитных предметов в зоне разгрузки и предотвращается возможное разрушение транспортной ленты.

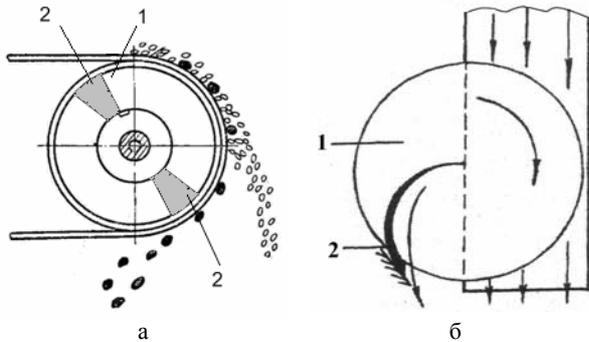


Рис. 2. Базовые структуры магнитных сепараторов: а) шкивной электромагнитный сепаратор [7]; б) магнитный сепаратор дискового типа [8]

Особенностью структуры S_{P2} является наличие немагнитного вращающегося разгрузочного диска 1 и скребка 2, установленного под разгрузочным диском 1 (рис. 2,б). Немагнитный диск также служит защитным экраном для магнитной системы (на рис. 2,б не показана), а скребок 2 препятствует чрезмерному налипанию ферромагнитных частиц к поверхности диска 1, улучшая условия разгрузки.

Таким образом, наличие диамагнитных вставок в базовой структуре S_{P1} , а также немагнитного разгрузочного диска и скребка в структуре S_{P2} позволяет улучшить условия разгрузки извлеченных ферромагнитных включений.

Анализ генетической информации электромагнитного шкива (рис. 2,а) [7] показывает, что данный тип устройства принадлежит к подсемейству магнитных сепараторов вращательного движения, к Виду цилиндрических (ЦЛ) и характеризуется электромагнитной асимметрией как в продольном (x), так и поперечном (y) направлении распространении волны электромагнитного поля (2.2). Выявленные особенности структуры-прототипа S_{P2} позволяют отнести ее к базовому Виду цилиндрических y-ориентированных структур (генетический код 2ЦЛ 2.2y) семейства магнитных сепараторов.

Анализ генетической информации дискового магнитного сепаратора (рис. 2,б) [8] показывает, что данный тип устройства принадлежит к подсемейству магнитных сепараторов вращательного движения, к Виду тороидальных плоских (ТЛ) и характеризуется электромагнитной асимметрией как в продольном (y), так и в поперечном (x) направлении распространении волны электромагнитного поля (2.2). Выявленные особенности структуры-прототипа S_{P2} позволяют отнести ее к базовому Виду тороидальных плоских асимметричных y-ориентированных структур (генетический код ТЛ 2.2y) семейства магнитных сепараторов.

Для определения Видового состава Q_T гомологически подобных структур необходимо выделить существенные признаки структур-прототипов S_{P1} и S_{P2} , удовлетворяющие целевой функции (1) синтеза. К существенным признакам p''_{s1} структур-прототипов, определяющим инвариантные свойства структуры гомологического ряда, следует отнести: p''_{s1} – наличие вращающегося индуктора, магнитные полюса которого разделены диамагнитными вставками ($p''_{s1} \in S_{P1}$); p''_{s2} – возможность размещения в пространстве между индуктором и транспортируемым материалом подвижного немагнитного разгрузочного экрана ($p''_{s2} \in S_{P2}$); p''_{s3} – возможность размещения под немагнитным разгрузочным экраном скребка ($p''_{s2} \in S_{P2}$).

Для корректного решения задачи синтеза на область Q_T синтеза также накладываются ограничения L_2 :

1. Синтез осуществляется в пределах первого большого периода генетической классификации ($P' \subset \langle S_o \rangle$), где $\langle S_o \rangle$ – упорядоченное множество первичных источников электромагнитного поля в периодической структуре генетической классификации).

2. На данном этапе решения задачи синтеза из рассмотрения исключаются электромагнитные системы с неподвижным индуктором, а также сложные варианты совмещенных систем с многоэлементными и гибридными структурами.

ПЕРЕНОС СУЩЕСТВЕННЫХ ПРИЗНАКОВ СТРУКТУР-ПРОТОТИПОВ

НА СИНТЕЗИРОВАННЫЕ СТРУКТУРЫ ГЕНОМА

Перенос структурных признаков может быть осуществлен только в пределах соответствующего структурного ряда топологически родственных Видов. Переносятся только те структурные признаки, которые инвариантны относительно геометрической формы первичного источника поля [1].

Перенос структурного признака p''_{s1} структуры-прототипа S_{P1} (генетический код 2ЦЛ2.2y) осуществляется на топологически родственные структуры базового Вида ТЛ 0.2y из области синтеза Q_S . Этот процесс сопровождается усложнением структур, принадлежащих области Q_S , и их дисимметризацией. Согласно принципу дисимметризации Кюри [1] структуры, полученные в результате параллельного переноса признака p''_{s1} , будут иметь более высокую группу электромагнитной симметрии (2.2) по отношению к группе электромагнитной симметрии (0.2) исходных структур из области Q_S .

Таким образом, в результате переноса существенного признака p''_{s1} структуры-прототипа S_{P1} получена совокупность структур $\{S_{S11}, S_{S12}\}$, относящихся к базовому Виду ТЛ 2.2y,

$$(p''_{S1} \rightarrow Q_S) \rightarrow \{S_{S11}, S_{S12}\} \subset S_{III.2.y}. \quad (6)$$

Результаты синтеза структур приведены на рис. 3, в т.ч.: структура S_{S11} (рис. 3,а), структура S_{S12} (рис. 3,б).

Перенос совокупности структурных признаков $(p''_{S2}, p''_{S3}) \in S_{P2}$; (генетический код структуры-прототипа $III.2.y$) осуществляется на топологически родственные структуры из ряда $\{S_{S11}, S_{S12}\} \subset S_{III.2.y}$ (рис. 3)

$$[(p''_{S2}, p''_{S3}) \rightarrow \{S_{S11}, S_{S12}\}] \rightarrow \{S_{S21}, S_{S22}\} \subset S_{III.2.y}. \quad (7)$$

Конечные результаты синтеза структур будут иметь вид (рис. 4), в т.ч.: структура S_{S12} (рис. 4,а), структура S_{S22} (рис. 4,б). На рис. 4 показаны: 1 – индуктор; 2 – немагнитная вставка; 3 – скребок; 4 – немагнитный разгрузочный экран.

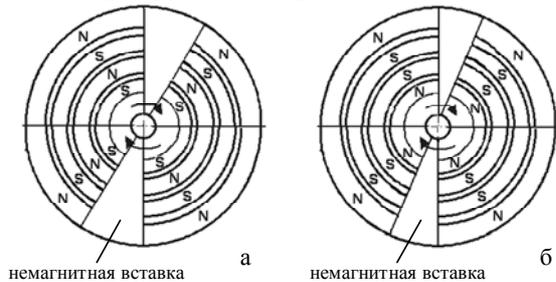


Рис. 3. Результаты синтеза структур:
а) структура S_{S11} ; б) структура S_{S12}

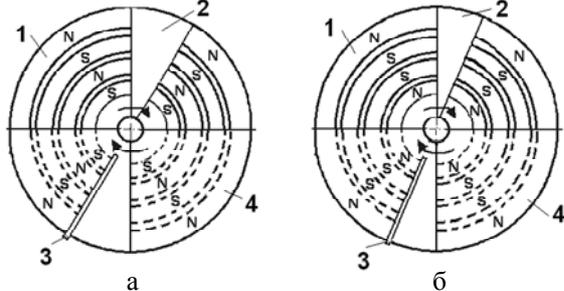


Рис. 4. Конечные результаты синтеза структур:
а) структура S_{S21} ; б) структура S_{S22} .

Таким образом, в результате реализации процедуры комбинированного синтеза получено упорядоченное множество альтернативных структур $\{S_{S11}, S_{S12}\}$ дискового магнитного сепаратора (рис. 4), изоморфное с множеством конечных структур и имеющее очевидные преимущества перед исходной конструкцией магнитного сепаратора (рис. 1). При этом критерием выбора предпочтительной структуры, позволяющим упорядочить элементы множества $\{S_{S11}, S_{S12}\}$, является интенсивность магнитного поля в рабочей зоне сепаратора, оценка которой выходит за рамки настоящей статьи.

По результатам исследований выполнено патентование синтезированной структуры S_{S22} дискового магнитного сепаратора [9], что подтверждает целесообразность практического применения принятой методики синтеза.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена последовательность алгоритмических процедур для реализации комбинированного подхода при совершенствовании конструкции дискового магнитного сепаратора. С использованием указанного подхода синтезированы две усовершенствованные конструкции, новизна одной из которых подтверждена патентом.

Результаты исследований составляют основу для проведения дальнейших системных исследований класса магнитных сепараторов и могут быть использованы при создании генетических банков инноваций.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шинкаренко В.Ф. Основы теории эволюции электромеханических систем. – К.: Наукова думка, 2002. – 288 с.
2. Шведчикова И.А. Определение внутривидового структурного разнообразия магнитных сепараторов // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – 2009. – Вип. 5(58). – Частина 1. – С.18-22.
3. Шинкаренко В.Ф. Направленный поиск и синтез структур специальных электрических машин с использованием закона гомологических рядов электромеханических систем / В.Ф. Шинкаренко, В.В. Чумак, А.А. Макаров // Вісн. Східноукр. нац. ун-ту. – 2001. – № 3. – С. 103-108.
4. А.с. 94773 СССР, МКИ³ В 03 С 01/16. Дисковый магнитный сепаратор / А.Я. Сочнев (СССР). – №434699/9113; заявл. 18.09.50.
5. Шинкаренко В.Ф. Уровни представления знаний и классы решаемых задач в технологии генетического предвидения // Електротехніка і електромеханіка. – 2009. – № 6. – С. 31-36.
6. Шведчикова И.А. Синтез структурных изомеров многополюсных систем магнитных сепараторов // Вісник Кременчуцького державного університету імені Михайла Остроградського. – 2010. – Вип. 1(60). – Частина 1. – С. 17-20.
7. А.с. 179696 СССР, МКИ³ В 03 С 01/10. Электромагнитный шкив / Д.С.Чертков, Л.С.Красиловский, А.И. Ильченко и др. (СССР). – №885315/22-3; заявл. 27.11.64; опубл. 28.11.66, бюл. № 6.
8. Пат. 21724 Україна, МПК В03С 1/24 (2007.01). Дисковый магнитный сепаратор "ДМС" / Баралюк В.І., Москаленко С.В., Шатірішвілі О.В. та інші. – № u2007700182, заявл. 09.01.07, опубл. 15.03.07, бюл. № 3.
9. Рішення про видачу деклараційного патенту на корисну модель, МПК (2009) В 03 С 1/24. Дисковый магнитный сепаратор / І.О. Шведчикова, С.М.Голубева, Н.О. Сухаревська. - Заявник СНУ ім. В. Даля, № U200908746; заявл. 20.08.09.

Поступила 20.03.2010

Загирняк Михаил Васильевич, д.т.н, проф.
Кременчугский государственный университет имени Михаила Остроградского
кафедра "Электрические машины и аппараты"
Украина, 39600, Кременчуг, ул. Первомайская, 20
тел. (05366) 3-62-19, e-mail: mzagirn@kdu.poltava.ua

Шведчикова Ирина Алексеевна, к.т.н, доц.
Восточноукраинский национальный университет им. В. Даля
кафедра "Приборы"
Украина, 91034, Луганск, кв. Молодежный, 20а
тел. (0642) 41-71-20, e-mail: formula@cci.lg.ua

Zagirnyak M.V., Shvedchikova I.A.

Development of an improved magnetic separator design based on a combined approach.

Expediency of application of a combined approach based on the combination of methodological instruments of intra- and interspecific synthesis for a disc magnetic separator design improvement is demonstrated.

Key words – species genome, homology, intraspecific synthesis, interspecific synthesis, combined approach.

ПЕРЕНАПРУГИ В АСИНХРОННИХ ДВИГУНАХ З ПАРАЛЕЛЬНО УВІМКНЕНИМИ КОНДЕНСАТОРАМИ

Розглядається питання дослідження перенапруг в асинхронних двигунах, які працюють з паралельно увімкненими косинусними конденсаторами у разі вимкнення напруги живлення. Отримані часові залежності координат режиму з урахуванням насичення та витіснення струму в стержнях ротора на підставі чисельного розрахунку перехідних процесів.

Рассмотрен вопрос исследования перенапряжений в асинхронных двигателях, работающих с параллельно включенными косинусными конденсаторами в случае выключения напряжения питания. Получены временные зависимости координат режима с учетом насыщения и вытеснения тока в стержнях ротора на основе численного расчета переходных процессов.

ВСТУП

Асинхронні двигуни (АД) з короткозамкненим ротором найбільш поширені в сучасних електроприводах. Водночас вони є основними споживачами реактивної енергії, що призводить до зниження коефіцієнта потужності в системі електропостачання. Ситуація погіршується тим, що здебільшого вони працюють недовантаженими. Тому питання компенсації реактивної енергії з метою зменшення реактивних струмів у мережі є актуальним. В асинхронних електроприводах може застосовуватися індивідуальна компенсація реактивної потужності шляхом безпосереднього приєднання до затискачів двигуна конденсаторної батареї. У світовій практиці такий спосіб є досить поширеним.

Якщо зсув фаз між напругою та струмом АД складає φ_1 (коефіцієнт потужності – $\cos\varphi_1$), то для підвищення коефіцієнта потужності установки до $\cos\varphi_2$, необхідна потужність конденсаторів визначається за формулою

$$Q_c = P \cdot (tg\varphi_1 - tg\varphi_2), \quad (1)$$

де $tg\varphi_1 = Q_1 / P_1$.

Вибір значення ємності конденсаторів за формулою (1) потребує додаткових досліджень, тому що при цьому, як і в будь-якій схемі з конденсатором та нелінійною індуктивністю, можуть виникати резонансні явища [1, 4]. Крім того, в результаті від'єднання джерела живлення при паралельно увімкнених до АД конденсаторах за певних значень моменту інерції, ємності конденсаторів та моменту навантаження можуть виникати коливні процеси з частотою, яка визначається параметрами системи конденсатори-двигун, а це спричиняє значні перенапруги [1], і, як наслідок, супроводжується значними струмами. І перше, і друге є небезпечним не тільки для двигуна, але й для іншого обладнання, зокрема для конденсаторів. Задача дослідження таких процесів досить складна, оскільки ротор двигуна при втраті напруги живлення продовжує обертатись. Тривалість часу гальмування залежить від багатьох чинників, і перш за все від моменту інерції системи електроприводу та величини навантаження.

Проблеми, які виникають внаслідок ферорезонансних перенапруг в мережах у разі використання для компенсації реактивної потужності батарей конденсаторів мають неабияке практичне значення, оскільки вони нерідко спричиняють аварії. Очевидно, що для

запобігання різним негативним явищам необхідно проводити комплекс досліджень не на реальних об'єктах, що є не тільки надто коштовно, але й нерідко неможливо взагалі, а на їх математичних моделях.

Отже, вибір косинусних конденсаторів для компенсації реактивної потужності в мережі потребує всесторонніх досліджень з урахуванням умов роботи установки на етапі проектування засобами математичного моделювання, що дає змогу здійснювати багатоваріантний аналіз шляхом комп'ютерного симулювання.

Для дослідження резонансних нелінійних електричних кіл можуть застосовуватись наближені аналітичні методи, якісні і чисельні [1-3]. Аналітичні методи потребують низки спрощуючих допущень, а це може призвести до невідповідних не тільки кількісних, але й якісних результатів [7]. Якісні методи аналізу пов'язані з використанням фазового простору змінних, які визначають стан системи. Більш повний аналіз методів дослідження резонансних явищ здійснений в [2].

СУТЬ МЕТОДУ

В статті розглядається алгоритм розрахунку перехідних процесів в АД, який працює в режимі компенсації реактивної потужності з увімкненими паралельно до статора косинусними конденсаторами. Алгоритм розрахунку полягає в наступному.

Рівняння електричної рівноваги статорного кола АД, складені за першим та другим законами Кірхгофа за відсутності нейтрального проводу у нерухомих відносно статора трифазних осях мають вигляд [6]

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(\Psi_A - \Psi_C) &= u_{AC} - r_A i_A + r_C i_C \\ \frac{d}{dt}(\Psi_B - \Psi_C) &= u_{BC} - r_B i_B + r_C i_C \\ i_A + i_B + i_C &= 0, \end{aligned} \quad (2a)$$

де $u_{AC} = \sqrt{3} U_m \sin(\omega_0 t - \pi/6)$; $u_{BC} = \sqrt{3} U_m \sin(\omega_0 t - 2)$ – лінійні напруги живлення фаз статора; $\Psi_A, \Psi_B, \Psi_C, i_A, i_B, i_C, r_A, r_B, r_C$ – потокозчеплення, струми та активні опори фаз статора.

Рівняння електричної рівноваги перетвореної до трифазних осей короткозамкненої обмотки ротора у нерухомих трифазних осях мають вигляд

$$\frac{d}{dt}(\psi_a - \psi_c) = -r_a i_a + r_c i_c - \frac{\omega}{\sqrt{3}}(2\psi_b - \psi_c - \psi_a)$$

$$\frac{d}{dt}(\psi_b - \psi_c) = -r_b i_b + r_c i_c - \frac{\omega}{\sqrt{3}}(\psi_c - 2\psi_a + \psi_b) \quad (26)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0,$$

де $\psi_\xi, i_\xi, r_\xi, (\xi = a, b, c)$ – потокозчеплення, струми та активні опори контурів ротора; $\omega = \omega_0(1 - s)$ – швидкість обертання ротора в ел. рад/с.

Рівняння динаміки ротора запишемо у вигляді

$$\frac{J}{p_0} \frac{d\omega}{dt} = M_e - M_{\hat{a}}, \quad (3)$$

де електромагнітний момент M_e АД в трифазних осях обчислюється за формулою [6]

$$M_e = -\frac{p_0}{\sqrt{3}} L_\mu \times$$

$$\times ((i_{\mu B} - i_{\mu C}) \cdot i_A + (i_{\mu C} - i_{\mu A}) \cdot i_B + (i_{\mu A} - i_{\mu B}) \cdot i_C)$$

де $i_{\mu A}, i_{\mu B}, i_{\mu C}$ – проєкції зображуючого вектора i_μ струмів на відповідні осі; L_μ – диференціальний індуктивний опір АД, який визначається з кривої намагнічування $\psi_\mu = \psi_\mu(i_\mu)$ головного магнітного шляху у відповідності з [5].

При з'єднанні конденсаторів зіркою розрахункова схема для дослідження динамічного гальмування наведена на схемі рис. 1. В результаті відмикання двигуна від мережі струми i'_A, i'_B, i'_C в лінії живлення рівні нулю, а струми конденсаторів рівні струмам фаз з протилежним знаком

$$i_{Ak} = -i_A; \quad i_{Bk} = -i_B; \quad i_{Ck} = -i_C,$$

а отже достатньо систему ДР, яка складається з рівнянь (2), (3) доповнити двома рівняннями

$$\frac{du_{AC}}{dt} = \frac{i_C - i_A}{C}, \quad \frac{du_{BC}}{dt} = \frac{i_C - i_B}{C}, \quad (4)$$

які дають змогу на кожному крокові інтегрування визначати значення лінійних напруг u_{AC}, u_{BC} в рівняннях (2а).

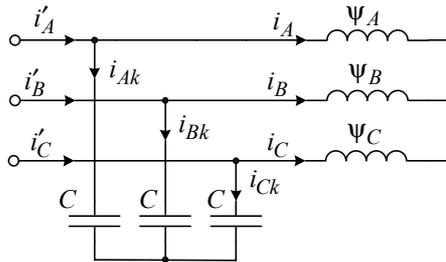


Рис. 1. Вмикання косинусних конденсаторів

Для розрахунку перехідного процесу під час динамічного гальмування необхідно систему рівнянь (2), (3) електромеханічної рівноваги разом із рівняннями (4) проінтегрувати чисельним методом до повної зупинки АД ($\omega = 0$), обчислюючи на кожному крокові повну матрицю диференціальних індуктивностей у трифазних осях згідно з викладеним в [6]. Для цього необхідно визначити початкові умови – значення координат режиму в момент переривання живлення АД. Ці умови для інтегрування системи ДР визначаються вектором $i = (i_A, i_B, i_C, i_a, i_b, i_c)^T$ струмів контурів та швидкості ω обертання ротора. Для їх знаходження

немає необхідності інтегрувати систему (2), (3) ДР до усталення процесу, оскільки їх можна отримати шляхом розв'язування нелінійної системи алгебричних рівнянь, якою описуються усталені режими в ортогональних осях. Зокрема, в усталених режимах за умови постійного моменту навантаження електромагнітні процеси в перетворених до осей x, y [6] контурів статора і ротора АД описуються системою алгебричних рівнянь, яка в матрично-векторній формі має вигляд

$$u - \Omega \psi - Ri = 0, \quad (5)$$

де

$$\Omega = \begin{bmatrix} & -\omega_0 & & \\ \omega_0 & & & \\ & & & \omega - \omega_0 \\ & & \omega_0 - \omega & \end{bmatrix};$$

$\psi = (\psi_{sx}, \psi_{sy}, \psi_{rx}, \psi_{ry})^T$; $i = (i_{sx}, i_{sy}, i_{rx}, i_{ry})^T$; $u = (u_{sx}, u_{sy}, 0, 0)^T$; $R = \text{diag}(r_{sx}, r_{sy}, r_{rx}, r_{ry})$ – відповідно вектори потокозчеплення, струмів та напруг і діагональна матриця активних опорів контурів (верхній індекс "r" означає транспонування);

Систему рівнянь (5) можна розв'язати ітераційним методом Ньютона, вибравши відповідне початкове наближення або методом продовження по параметру [6]. Елементами матриці Якобі у цьому разі будуть диференціальні індуктивності контурів АД в осях x, y .

Активна (P_1) та реактивна (Q_1) потужності, які споживає двигун, визначаються через перетворені до осей x, y координати за формулами [7]

$$P_1 = 1,5 \cdot (u_{sx} \cdot i_{sx} + u_{sy} \cdot i_{sy}),$$

$$Q_1 = 1,5 \cdot (u_{sy} \cdot i_{sx} - u_{sx} \cdot i_{sy}).$$

Для підтримання коефіцієнта потужності установки на рівні $\cos\phi_2$, необхідна величина ємності конденсаторів визначається за формулою

$$C = \frac{Q_1 - P_1 \cdot \text{tg}\phi_2}{1,5 \cdot \omega_0 \cdot U_m^2}. \quad (6)$$

Перехід від значень струмів в ортогональних осях x, y до реальних струмів у фазних координатах, які входять до рівнянь (2) та (3) як початкові умови, здійснюється за відомими формулами [6].

Як приклад, на рис. 2 наведено результати розрахунку напруги, а на рис. 3 – швидкості обертання ротора та струму фази АД 4AP160S4Y3 ($P = 15$ кВт, $U = 220/380$ В) з паралельно увімкненими конденсаторами при втраті напруги живлення.

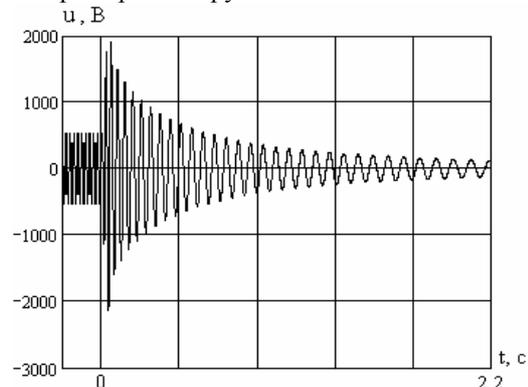


Рис. 2. Залежність лінійної напруги АД з паралельно увімкненими конденсаторами при втраті напруги живлення

Як розрахунок початкових умов в осях x , y так і перехідного процесу в фазних координатах після втрати напруги живлення здійснюється з урахуванням насичення магнітопроводу та витіснення струму в стержнях ротора АД, яке враховується шляхом розбиття стержнів разом з короткозамикаючими кільцями по висоті на кілька шарів згідно з викладеною в [5] методикою.

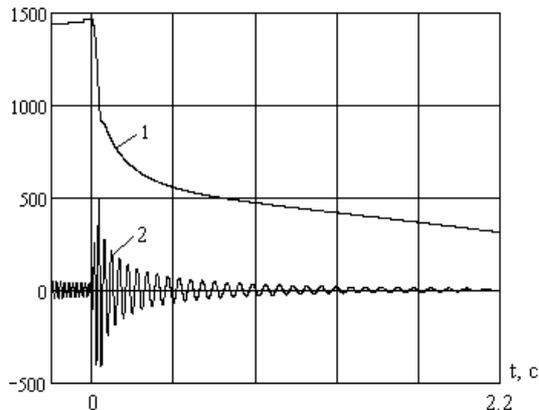


Рис. 3. Залежність швидкості обертання ротора (1) та струму (2) фази двигуна з паралельно увімкненими конденсаторами при втраті напруги живлення

ВИСНОВКИ

Запропоновано алгоритм розрахунку перенапруг, які виникають в результаті вимкнення напруги живлення асинхронного двигуна, який працює з паралельно увімкненими конденсаторами, що дає змогу досліджувати процеси в асинхронних електроприводах з урахуванням насичення магнітопроводу АД та витіснення струму в стержнях ротора.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Долгинов А.И. Перенапряжения в электрических системах. – М.–Л.: Госэнергоиздат, 1962. – 512 с.
2. Кузнецов В.Г. Сучасні методи аналізу ферорезонансних процесів в електричних мережах / Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І. // Праці ін-ту електродинаміки НАНУ. – К.:ІЕД НАНУ. – 2002. – Вип. 3(3). – С. 27-31.

3. Маляр В.С. Чисельний метод аналізу періодичних режимів ферорезонансних електричних кіл / Маляр В.С., Маляр А.В. // Технічна електродинаміка. – 2005. – № 1. – С. 13-16.
4. Тугай Ю.І. Оцінка можливостей виникнення ферорезонансного процесу в електричній мережі // Технічна електродинаміка. – 2006. – Темат. вип., т.5. – С. 13-16.
5. Фильц Р.В. Алгоритм расчета переходных процессов в асинхронной машине с учетом насыщения и вытеснения тока / Фильц Р.В., Онышко Е.А., Плахтына Е.Г. // Преобразователи частоты для электропривода. – Кишинев: Штиинца. – 1979. – С. 11-22.
6. Фильц Р.В. Математические основы теории электромеханических преобразователей. – К.: Наукова думка, 1979. – 208 с.
7. Шидловська Н.А. Аналіз помилки, що виникає в разі заміни нелінійної індуктивності лінійною при резонансі напруг / Шидловська Н.А., Кравченко О.П. // Праці Інституту електродинаміки НАН України. Енергетика. – 2005. – № 3(12). – С. 3-8.

Надійшла 05.02.2010

Маляр Василь Сафронівч., *д.т.н., проф.*
кафедра теоретичної та загальної електротехніки
тел. (032) 258-21-19, e-mail: svmalyar@polynet.lviv.ua
Маляр Андрій Васильович, *к.т.н., доц.*
кафедра електроприводу і автоматизації
промислових установок
тел. (032) 258-26-20, e-mail: svmalyar@lp.edu.ua
Добушовська Ірина, *магістр*
кафедра автоматизації теплових та хімічних процесів
тел. (032) 258-25-16
Національний університет "Львівська політехніка"
79013, Україна, м. Львів, вул. С.Бандери, 12

Malyar V.S., Malyar A.V., Dobushovska I.

Overvoltage in asynchronous motors with parallel capacitors.

The paper deals with research on overvoltage in asynchronous motors with cosine capacitors connected in parallel in the condition of supply voltage cut-off. The mode coordinates versus time adjusted for saturation and displacement of current in the rotor rods are plotted on the basis of numerical calculation of transient processes.

Key words – asynchronous motor, parallel cosine capacitors, overvoltage, supply voltage cut-off, mode coordinates time dependence.

ПРИНЦИПЫ РАСЧЕТА МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ТОРЦЕВОЙ ЗОНЕ ТУРБОГЕНЕРАТОРА В РАЗЛИЧНЫХ РЕЖИМАХ ЕГО РАБОТЫ

Представлений загальний підхід до чисельного розрахунку магнітного поля в торцевій зоні турбогенератора і його особливості залежно від режиму збудження. Загальний підхід заснований на використанні методу плоско-ортогональних розрахункових моделей, коли магнітне поле в торцевій зоні розраховується в подовженому перерізі турбогенератора, але при цьому враховуються результати попереднього розрахунку і в його поперечному перерізі.

Представлен обций подход к численному расчету магнитного поля в торцевой зоне турбогенератора и его особенности в зависимости от режима возбуждения. Обций подход основан на использовании метода плоско-ортогональных расчетных моделей, когда магнитное поле в торцевой зоне рассчитывается в продольном сечении турбогенератора, но при этом учитываются результаты предшествующего расчета и в его поперечном сечении.

ВВЕДЕНИЕ

К проблемам эксплуатации мощных турбогенераторов (ТГ) относится повышенный нагрев концевых частей сердечника статора [1-3]. Научное обоснование мер по преодолению этой проблемы базируется на расчете магнитных полей в торцевой зоне ТГ.

Аналитические методы расчета [1, 2, 4] этих магнитных полей не позволяют учесть многообразие влияющих факторов. Задача анализа магнитного поля в указанной зоне по силам численным методам. При этом компромиссный вариант постановки задачи [3, 5], являющий собою нечто промежуточное между двух- и трехмерной постановкой, позволяет учесть необходимый набор влияющих факторов при достаточно приемлемых трудозатратах. Этот квази-трехмерный вариант построен на расчете магнитного поля в продольном сечении электрической машины [6] и в совокупности с методом плоско-ортогональных расчетных моделей [7, 8] позволяет косвенно учитывать структуру ее поперечного сечения.

Учитывая поэтапное совершенствование и адаптацию применительно к ТГ метода плоско-ортогональных расчетных моделей в [6-8, 3, 5, 9] и в других авторских работах, целью данной работы является целостное представление этого расчетно-теоретического подхода с последующими усовершенствованиями, а также аспектов его применения в различных расчетных режимах возбуждения ТГ.

Для иллюстраций теоретических положений и практических аспектов их реализации будем использовать мощный ТГ. Структура его торцевой части представлена на рис. 1, а поперечное сечение – частично на рис. 2. К основным параметрам ТГ относятся: радиус ротора – 0,56 м; немагнитный зазор – 0,09 м; расчетная длина – 5,8 м; внешний диаметр сердечника статора – 2,68 м; относительное укорочение шага обмотки статора $\beta = 4/5$. ТГ имеет номинальные фазные напряжение $U_{SN} = 11547$ В и ток $I_{SN} = 11038$ А, коэффициент мощности $\cos\varphi = 0,85$.

ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ РАСЧЕТА МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ТОРЦЕВОЙ ЧАСТИ ТГ

Начнем с наиболее простого и удобного для иллюстраций режима холостого хода (ХХ), когда магнитное поле в ТГ возбуждается обмоткой его ротора.

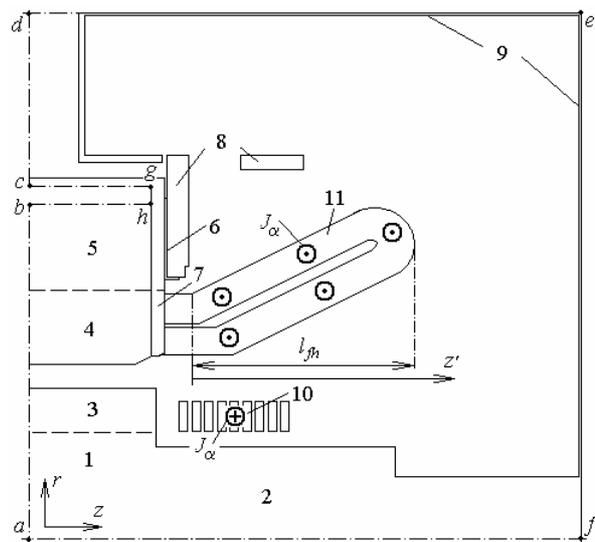


Рис. 1. Модель торцевой зоны турбогенератора:

- 1 – бочка ротора; 2 – вал; 3 – зубцовая часть ротора;
- 4, 5 – зубцовая часть и спинка статора; 6 – медный экран;
- 7 – нажимные пальцы; 8 – нажимной фланец; 9 – корпус;
- 10, 11 – лобовые части обмоток ротора и статора

Исходным является расчет магнитного поля в поперечном сечении ТГ, где можно оперировать радиальной r и угловой α координатами. Оно достигалось численно методом конечных элементов (МКЭ) с использованием программы FEMM [10]. Картина силовых линий магнитного поля представлена на фрагменте области расчета на рис. 2. В целом расчеты магнитного поля в поперечном сечении соответствует постановке, представленной в [11].

Проведенный расчет позволяет перейти к магнитному полю в продольном сечении ТГ, изображенном на рис. 1. Это сечение совпадает с координатной плоскостью (r, z) , являющейся плоскостью симметрии ротора: на рис. 2 она проходит по линии a_0b_0 .

Примем, что расчетная модель с геометрией продольного сечения (рис. 1) в ортогональной к нему плоскости имеем профиль, соответствующий "слою" магнитного поля между двумя рядом расположенными силовыми линиями a_0b_0 и a_1b_1 в поперечном сечении (рис. 2). Таким образом, расчетная модель со структурой продольного сечения имеет толщину $d(r)$, зависящую от радиальной координаты r .

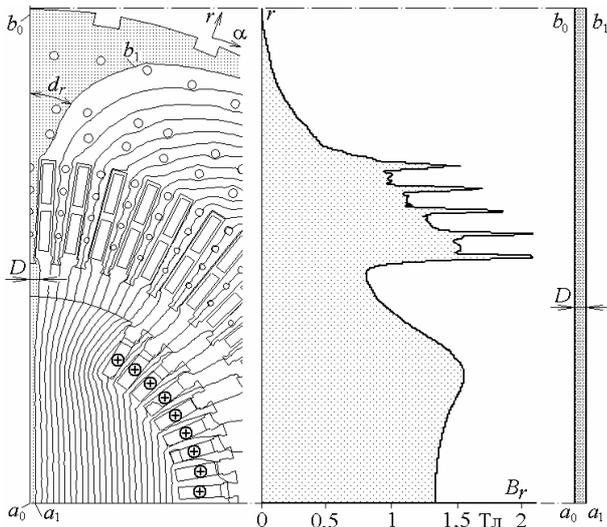


Рис. 2. Поперечное сечение ТГ и картина магнитного поля в режиме ХХ

В продольном сечении с неоднородной толщиной $d(r)$ структура области расчета геометрически задается [6-8] распределениями удельного магнитного сопротивления (УМС) ν_d (это величина, обратная магнитной проницаемости) и составляющей плотности тока J_α , ортогональной рассматриваемой плоскости. Эти величины являются двухкоординатными функциями, т.е. $\nu_d(r, z)$ и $J_\alpha(r, z)$.

Изменением значений УМС модель с неоднородной толщиной $d(r)$ приведем к плоской модели постоянной толщины D (рис. 2):

$$\nu_D(r, z) = \nu_d(r, z) \cdot \xi(r), \quad (1)$$

где используется функция приведения

$$\xi(r) = \frac{D}{d(r)}. \quad (2)$$

При определении $\xi(r)$ оперировать с $d(r)$ неудобно, и в [5, 6] для этого использовалось распределение векторного магнитного потенциала (ВМП), хотя при использовании нерегулярной конечно-элементной структуры и это становится проблематичным. В этом случае оказалось удобным перейти от выражения (2) к универсальному выражению

$$\zeta(r) = \frac{B_r(r)}{B_{r,\delta}}, \quad (3)$$

где $B_r(r)$ – распределение радиальной составляющей магнитной индукции в поперечном сечении вдоль радиальной линии, проходящей внутри выделенного на рис. 2 слоя; $B_{r,\delta}$ – значение B_r на базовом радиусе r_δ , где толщина d равна толщине D приведенной плоской модели. Пример кривой $B_r(r)$ показан на рис. 2 – ей фактически подобна функция $\zeta(r)$. Радиус r_δ из практических соображений желательнее принять на среднем уровне зазора, хотя на итоговые результаты расчетов магнитного поля в продольном сечении это не повлияет. Также желательнее, чтобы указанная радиальная линия прошла в зубце и спинке сердечника статора по железу, минуя немагнитные включения – каналы: иначе в области расчета на рис. 1 придется включать соответствующие дополнительные участки.

Функция приведения по (3) естественна в преде-

лах осевой длины сердечников ТГ, так как получена по магнитному полю, рассчитанному на рис. 2 именно в них. Вне сердечников в торцевой зоне (рис. 1) эта функция определяется по формуле

$$\xi(r) = \frac{r_\delta}{r}, \quad (4)$$

что соответствует расширяющемуся пропорционально r пространству распространения магнитного поля (фактически, введение в торцевой зоне такой функции приведения соответствует использованию здесь плоско-меридианной расчетной модели [12]).

Сформированная по (1) эквивалентная модель является плоской. Поэтому магнитное поле в продольном сечении описывается двумерным дифференциальным уравнением

$$\frac{\partial}{\partial r} \left[\nu_{D,z} \frac{\partial A_\alpha}{\partial r} \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[\nu_{D,r} \frac{\partial A_\alpha}{\partial z} \right] = -J_\alpha, \quad (5)$$

где A_α – составляющая ВМП, ортогональная плоскости (r, z) .

Для шихтованного сердечника статора в (5) введена двухкоординатная анизотропия УМС с учетом коэффициента заполнения сталью k_{Fe} :

$$\nu_{D,r} = \frac{\nu_0 \nu_D}{\nu_0 k_{Fe} + \nu_D (1 - k_{Fe})}; \quad (6)$$

$$\nu_{D,z} = \nu_D k_{Fe} + \nu_0 (1 - k_{Fe}), \quad (7)$$

а на остальных участках $\nu_{D,r} = \nu_{D,z} = \nu_D$.

В расчетном продольном сечении ТГ (рис. 1) структура магнитного поля формируется посредством комплекса граничных условий для ВМП A_α .

Принимаем, что за достаточно удаленные границы de и ef магнитное поле не выходит, поэтому на линии def имеем условие Дирихле

$$(A_\alpha)_{def} = C_{const}, \quad (8)$$

где C_{const} – некоторая, заранее задаваемая постоянная (например, нулевая).

Левая граница ad области расчета относится на достаточное расстояние от торца магнитопровода, поэтому здесь можно допустить отсутствие аксиальной составляющей магнитной индукции и, следовательно, для ВМП это выливается в условие Дирихле с постоянством A_α . Но линии ab и cd разделены, так называемой, зоной "стока" магнитного поля $bhgc$, поэтому на каждой из них имеется своя константа:

$$(A_\alpha)_{cd} = C_{const}, \quad (9)$$

$$(A_\alpha)_{ab} = C_{var}. \quad (10)$$

В (9) – это уже принятая в (8), так как точка d является общей для линий cd и de . А на линии ab возникает новая константа C_{var} , которую еще необходимо определить в процессе расчета поля.

На рис. 2 магнитное поле в выделенный слой $a_0 b_0 a_1 b_1$ входит через нижнюю границу. Соответственно на рис. 1 на границе af обеспечим аналогичный "вход" посредством условия Неймана

$$\left(\frac{\partial A_\alpha}{\partial r} \right)_{af} = 0, \quad (11)$$

что обеспечивает перпендикулярность силовых линий магнитного поля данной границе.

В верхней части выделенного слоя $a_0b_0a_1b_1$ (рис. 2) магнитное поле делает поворот и уходит в направлении α , что на рис. 1 соответствует "стоку" поля за плоскость рассматриваемого продольного сечения. Такой "сток" обеспечим совокупностью условий Неймана на линиях bh , hg и gc , ограничивающих условно выделенную зону стока, а именно:

$$\left(\frac{\partial A_\alpha}{\partial r}\right)_{bh} = 0; \left(\frac{\partial A_\alpha}{\partial z}\right)_{hg} = 0; \left(\frac{\partial A_\alpha}{\partial r}\right)_{gc} = 0. \quad (12)$$

Условие (10) для линии ab не является исчерпывающим. Здесь еще необходимо установить связь магнитных полей поперечного и продольного сечений дополнительным условием [6]:

$$\int_a^b \left(v_{D,r} \frac{\partial A_\alpha}{\partial z} \right) dr = U_{mag}, \quad (13)$$

где U_{mag} – падение магнитного напряжения на длине a_0b_0 силовой линии магнитного поля в поперечном сечении ТГ (рис. 2).

Уравнение (5) с учетом соответствующего комплекса граничных условий решалось на ЭВМ численно методом конечных разностей по авторской программе с использованием в области расчета (рис. 1) прямоугольной расчетной сетки. В результате расчета получается распределение ВМП $A_\alpha(r, z)$ и определяются составляющие магнитной индукции

$$B_{z,D} = \frac{\partial A_\alpha}{\partial r}; \quad B_{r,D} = -\frac{\partial A_\alpha}{\partial z}, \quad (14)$$

которые соответствуют плоскостной модели (рис. 1) с однородной толщиной D (рис. 2).

Возврат к реальному слою с неравномерной толщиной $d(r)$ в пределах всей области расчета (рис. 1) осуществляется компенсирующим преобразованием (1) пересчетом магнитной индукции, компенсирующим преобразованием (1):

$$B_{r,d} = B_{r,D} \cdot \xi(r); \quad B_{z,d} = B_{z,D} \cdot \xi(r). \quad (15)$$

Чтобы получить магнитную индукцию непосредственно для стальных листов в шихтованном сердечнике статора, необходимо компенсировать преобразования (6), (7), но только для радиальной ее составляющей, сохраняя аксиальную:

$$B_{r,d,s} = B_{r,d} \frac{v_{D,r}}{v_D}; \quad B_{z,d,s} = B_{z,d}. \quad (16)$$

По составляющим определяется модуль магнитной индукции

$$B_d = \sqrt{B_{r,d}^2 + B_{z,d}^2}, \quad (17)$$

куда в шихтованном сердечнике непосредственно для стальных листов вместо $B_{r,d}$ подставляется $B_{r,d,s}$.

Таким образом, модуль магнитной индукции получается как при выдаче итоговых результатов, так и в процессе итерационного пересчета распределения УМС в ферромагнитном сердечнике, что делается, как обычно, с использованием кривой намагничивания соответствующего материала [6, 8].

К наиболее существенным проблемам расчета магнитного поля в торцевой зоне ТГ относится учет реакции вихревых токов в электропроводящих элементах конструкции и, в первую очередь, в медном

экране (рис. 1). Пока используем первое приближение её решения – заданием соответствующих значений УМС в их сечениях. Так для экрана задано УМС $100 \cdot v_0$, для нажимных пальцев $(1,1-1,2) \cdot v_0$, для фланца $1,5 \cdot v_0$, где $v_0 = 795800$ м/Гн – УМС вакуума.

Для расчета магнитного поля в продольном сечении ТГ (рис. 1) остается задать плотности тока J_ϕ в лобовых частях обмоток в соответствии с их магнитодвижущими силами (МДС), что рассмотрим применительно к конкретным режимам возбуждения ТГ.

ПРИНЦИПЫ ЗАДАНИЯ МДС В ЛОБОВЫХ ЧАСТЯХ ОБМОТОК В РАЗЛИЧНЫХ РЕЖИМАХ

В режиме XX в обмотке ротора плотность тока получается равномерным распределением по сечению ее лобовых частей МДС

$$F_f = N_f I_f, \quad (18)$$

где I_f , N_f – ток и число витков обмотки на полюс.

Пример рассчитанной картины магнитного поля в режиме XX, возбужденного МДС обмотки ротора F_f с учетом формирующего действия всех приведенных выше граничных условий, представлен на рис. 3. Здесь и в других случаях для построения картины поля используется преобразованное распределения ВМП $A_\alpha(r, z) - C_{var}$, а на силовых линиях показаны нормированные значения ВМП [6], причем за базу принято максимальное значение ВМП $A_{\alpha,max}$.

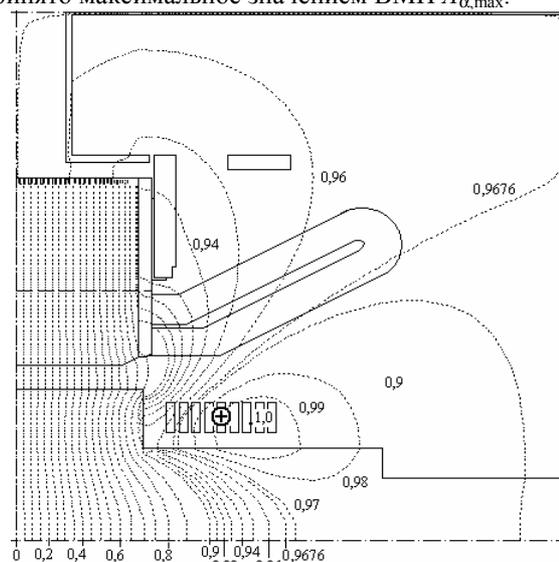


Рис. 3. Картина магнитного поля в режиме XX в продольном сечении ТГ ($A_{\alpha,max} = 0,4367$ Вб/м)

Для расчета магнитного поля обмотки статора (ОС) задается амплитуда МДС тангенциальных токов (направленных перпендикулярно плоскости rz) лобовой части обмотки статора в соответствии с [1]:

$$F_s = \sqrt{2} \frac{m_s}{\pi p} I_s N_s K_{W_s}, \quad (19)$$

где m_s , p – числа фаз и пар полюсов; I_s , N_s , K_{W_s} – ток, число витков и обмоточный коэффициент фазной обмотки статора.

Однако, в отличие от обмотки ротора, плотность тока по лобовой части обмотки статора распределяется неравномерно – с тем условием, что по длине вы-

лета l_{fn} этой части (рис. 1) ее МДС наращивается от 0 до F_s таким образом [1]:

$$F_\phi(z) = F_s \sin \frac{\pi z'}{2l_{fn}}, \quad (20)$$

где z' – частная координата вдоль этой длины.

Пример рассчитанной картины магнитного поля при действии только обмотки статора представлен на рис. 4. Ее МДС задана такой, чтобы обеспечить примерно такой же уровень магнитного поля, как и обмотка ротора в режиме ХХ. При расчете приняты все те же формирующие поле граничные условия и функция приведения (3), (4).

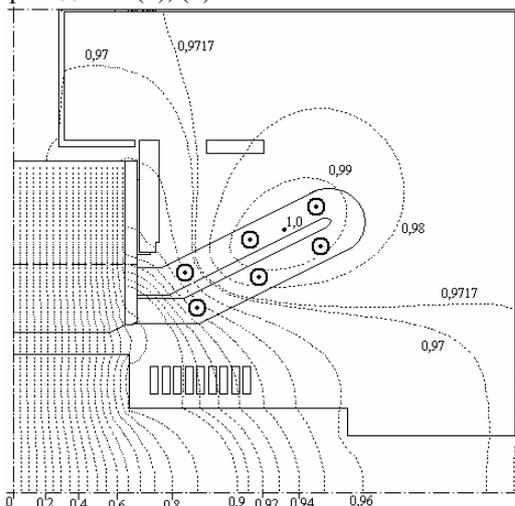


Рис. 4. Картина магнитного поля обмотки статора в продольном сечении ТГ ($A_{\alpha, \max} = 0,4412$ Вб/м)

В режиме нагрузки (РН), да и в режиме короткого замыкания (КЗ), задача усложняется: надо задавать токи сразу в обмотках ротора и статора. При этом необходимо учесть фазовый, α , и пространственный сдвиг их МДС. Принцип этого, предложенный в [5], покажем на примере РН, используя векторную диаграмму на рис. 5,а, где обозначены (в дополнение к уже представленным величинам) векторы: E_f , E_s – ЭДС в обмотке статора от условно разделенного действия магнитных полей, возбужденных обмотками ротора и статора; F_l , E_l – условные результирующие МДС ($F_l = F_f + F_s$) и ЭДС в обмотке статора в режиме нагрузки; φ – фазовый сдвиг между I_s и E_i ; θ – угол нагрузки; β – угол сдвига осей намагничивания обмоток ротора и статора.

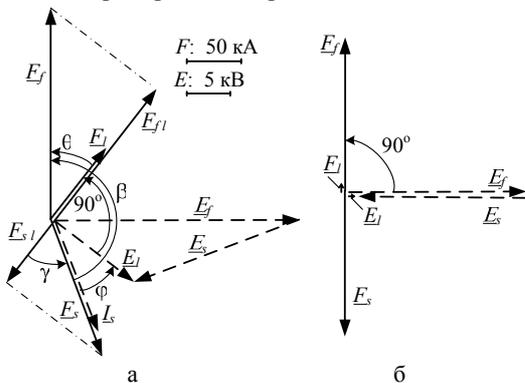


Рис. 5. Векторные диаграммы МДС и ЭДС обмоток ротора и статора в РН и КЗ

Фазовые соотношения в ТГ определяются приближенно по методике, изложенной в [13], и уточняются в соответствии с [14] на основе численных расчетов магнитных полей в поперечном сечении ТГ. Пример картины магнитного поля в режиме нагрузки, рассчитанного МКЭ по программе FEMM, представлен на рис. 6. Здесь показана пространственная ориентация векторов МДС, соответствующая их фазовым соотношениям на рис. 5,а. Упомянутые угловые параметры имеют взаимосвязь

$$\beta = \varphi + \theta + 90^\circ \quad (21)$$

и дают основу для расчета магнитного поля в торцевой зоне ТГ в режиме нагрузки.

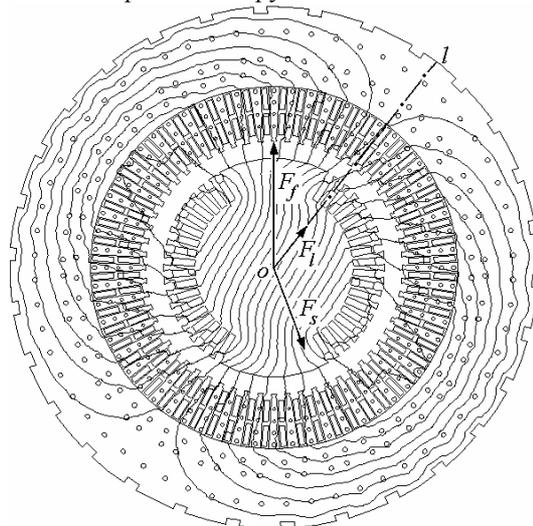


Рис. 6. Магнитное поле в поперечном сечении ТГ в РН

Общая ось намагничивания ТГ в режиме нагрузки ориентирована по направлению вектора F_l , поэтому расчетное продольное сечение на рис. 6 пройдет по линии ol . Именно к этому направлению приведем МДС обмоток ротора и статора и с этой целью на векторной диаграмме (рис. 5,а), где определен еще один угол $\gamma = 90^\circ - \varphi$, спроецируем векторы МДС F_f и F_s на ось, по которой направлена МДС F_l :

$$F_{fl} = F_f \cos \theta; \quad F_{sl} = F_s \cos \gamma. \quad (22)$$

Эти МДС должны задаваться при расчете магнитного поля с разными знаками и распределяться по лобовым частям обмоток ротора и статора так, как это представлено для МДС F_f (19) и F_s (19), (20).

Величина U_{mag} для формирования граничного условия (13) при расчете магнитного поля в продольном сечении в режиме нагрузки должна определяться как падение магнитного напряжения на линии ol в поперечном сечении (рис. 6) после расчета магнитного поля в соответствующем режиме.

Пример рассчитанной картины магнитного поля в режиме нагрузки под действием МДС по (22) с учетом формирующего действия всех приведенных выше граничных условий, представлен на рис. 7.

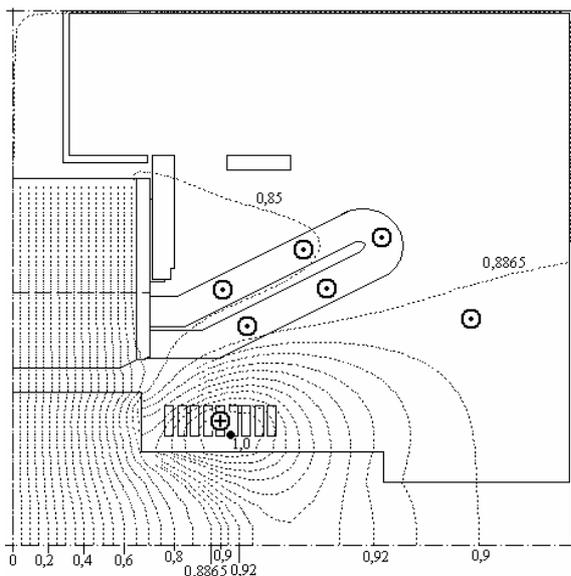


Рис. 7. Картина магнитного поля в продольном сечении в режиме номинальной нагрузки ($A_{\alpha, \max} = 0,5032$ Вб/м)

Расчет магнитного поля в режиме КЗ является частным случаем режима нагрузки и в целом проводится аналогично, но при особых фазовых соотношениях величин, проиллюстрированных векторной диаграммой на рис. 5,6. Здесь МДС F_f и F_s находятся практически в противофазе и разнятся на весьма малую МДС F_l . Последняя необходима для создания магнитного поля, возбуждающего ЭДС E_l , компенсирующую падение напряжения на активном сопротивлении обмотки статора и индуктивном сопротивлении ее лобового рассеяния [14].

Картина магнитного поля в режиме КЗ при номинальном токе возбуждения и подобранной МДС обмотки статора, так, чтобы результирующее напряжение на зажимах ТГ равнялось нулю, представлена на рис. 8, а соответствующая картина магнитного поля в продольном сечении – на рис. 9.

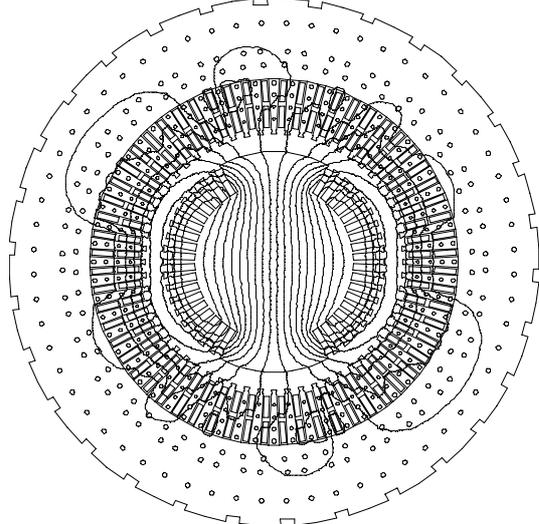


Рис. 8. Картина магнитного поля в поперечном сечении ТГ в режиме короткого замыкания

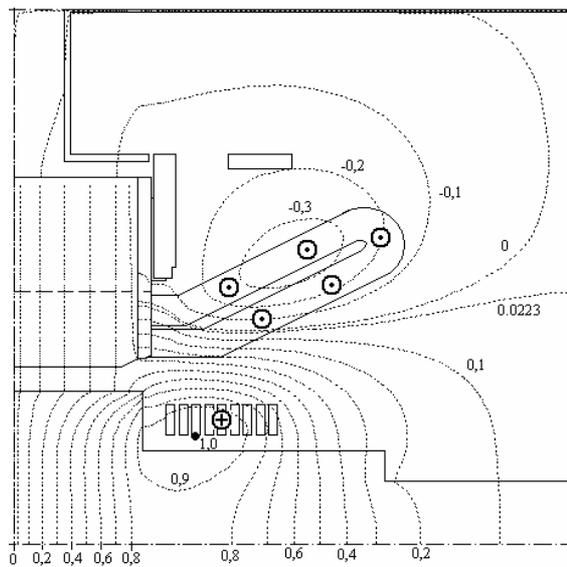


Рис. 9. Картина магнитного поля в продольном сечении ТГ в режиме короткого замыкания ($A_{\alpha, \max} = 0,0404$ Вб/м)

Представленные принципы расчета магнитного поля в торцевой зоне ТГ открывают широкие возможности для его детального анализа и последующих расчетов вихревых токов и дополнительных потерь мощности в электропроводящих элементах конструкции, что должно явиться предметом отдельных публикаций. Здесь же представим только некоторые параметры магнитного поля, свидетельствующие об их реалистичных значениях, которые близко соответствуют расчетным данным в активной части ТГ и экспериментальным данным, получаемым на целом ряде ТГ [1] непосредственно в торцевой зоне.

Для реалистичного восприятия представляемых результатов в табл. 1 даны значения МДС для обозначенных ранее разных режимов возбуждения ТГ: XX, ОС, КЗ и РН.

Таблица 1
МДС в лобовых частях обмоток, кА

Режим	F_f	F_s	F_{fl}	F_{sl}
XX	68,3	0	68,3	0
ОС	0	64,9	0	64,9
КЗ	68,3	64,9	68,3	64,9
РН	195,9	135,5	154,9	71,4

В табл. 2 даны значения магнитной индукции в зазоре вблизи левой границы области расчета (рис. 1) для разных режимов возбуждения ТГ. Эти результаты получены расчетами, представленными картинам полей на рис. 3, 4, 7 и 9. Они полностью соответствуют значениям магнитной индукции в зазоре, полученным расчетами магнитных полей в поперечном сечении ТГ в аналогичных режимах.

Таблица 2
Магнитная индукция в зазоре для разных режимов

Режим	XX	ОС	КЗ	РН
B_z , Тл	0,815	0,792	0,044	0,890

В табл. 3 даны значения магнитной индукции внутри крайнего пакета сердечника статора (его толщина – 7 мм) для тех же режимов возбуждения, при-

чем отдельно для зубцов и спинки статора – ярма. Здесь обозначены варианты магнитной индукции: $B_{d, s \text{ av}}$ – среднее и $B_{d, s \text{ max}}$ – максимальные значения модуля в стальных листах; $B_{z \text{ av}}$, $B_{z \text{ max}}$ – среднее и максимальные значения аксиальной составляющей, представляющей обычно наибольший интерес [1-5].

Таблица 3
Магнитная индукция внутри крайнего пакета для различных режимов, Тл

Вариант		$B_{d, s \text{ av}}$	$B_{d, s \text{ max}}$	$B_{z \text{ av}}$	$B_{z \text{ max}}$
XX	Зубцы	1,723	2,332	0,272	1,900
ОС		1,770	2,376	0,376	1,967
КЗ		1,025	1,610	0,097	0,254
РН		1,732	2,320	0,186	1,856
XX	Ярмо	0,469	1,482	0,004	0,068
ОС		0,566	1,599	0,008	0,122
КЗ		0,343	1,261	0,002	0,032
РН		0,370	1,347	0,002	0,031

ВЫВОДЫ

Представлен системный подход к численно-полевым расчетам в торцевой зоне турбогенератора в различных режимах его возбуждения, который позволяет полностью отобразить форму и размеры электромагнитной системы, учитывает заполнение сталью сердечника статора и его магнитные свойства (кривые намагничивания), причем по двум осям анизотропии: радиальной и аксиальной.

Изложенные принципы расчета магнитного поля в торцевой зоне ТГ дают широкие возможности для получения целого спектра результатов, что открывает путь к дальнейшим исследованиям ТГ в той части, которая трудно поддается, либо вообще невозможна, в рамках классических подходов.

Отличительной особенностью и ценностью предложенных принципов расчета является то, что магнитное поле в концевой зоне ТГ получается не только на поверхности концевой части пакета, но и по всей глубине структуры концевых пакетов сердечника статора, где, собственно, и необходимо рассчитывать вихревые токи и потери мощности, предопределяющие тепловое состояние наиболее напряженных в этом отношении элементов концевой зоны ТГ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Постников И.М., Станиславский Л.Я., Счастливый Г.Г. и др. Электромагнитные и тепловые процессы в концевых частях мощных турбогенераторов. – К.: Наукова думка, 1971. – 360 с.
2. Вольдек А.И., Данилевич Я.Б., Косачевский В.И. и др. Электромагнитные процессы в торцевых частях электрических машин. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 216 с.
3. Данько В.Г., Милых В.И., Поляков И.В., Лівшиц О.Л., Черемісов І.Я. Деякі проблеми турбогенераторів з повітряним охолодженням // Вестник ХГПУ. – 2000. – № 84. – С. 73-76.
4. Титко А.И., Счастливый Г.Г. Математическое и физическое моделирование электромагнитных полей в электрических машинах переменного тока. – К.: Наукова думка, 1976. – 200 с.

5. Милых В.И., Дубинина О.Н. Численный расчет магнитного поля в концевой зоне турбогенератора в режиме нагрузки // Электротехника і електромеханіка. – 2003. – № 1. – С. 64-69.
6. Милых В.И. Расчет электромагнитного поля в продольном сечении электрической машины // Электротехника. – 1984. – № 12. – С. 41-46.
7. Милых В.И. Синтез магнитного поля электрических машин на основе плоско-ортогональных расчетных моделей // Электричество. – 1986. – № 5. – С. 27-32.
8. Милых В.И. Метод плоско-ортогональных расчетных моделей магнитного поля со сложной электромагнитной структурой // Известия ВУЗов. Электромеханика. – 1987. – № 11. – С. 53-57.
9. Милых В.И., Дубинина О.Н. Сравнительный анализ вариантов граничных условий при численном расчете магнитного поля в концевой зоне турбогенератора методом плоско-ортогональных расчетных моделей // Технічна електродинаміка. Тематич. випуск. Проблеми сучасної електротехніки. Ч. 5 // К.: ІЕД НАНУ. – 2002. – С. 10-15.
10. Meeker D. Finite Element Method Magnetics. Version 4.0. User's Manual, January 26, 2004 // <http://femm.berlios.de>.
11. Милых В.И., Полякова Н.В. Определение электромагнитных параметров электрических машин на основе численных расчетов магнитных полей // Электротехника і електромеханіка. – 2006. – № 2. – С. 40-46.
12. Милых В.И., Дубинина О.Н. Формирование расчетной модели магнитного поля в торцевой зоне турбогенератора на основе анализа факторов влияния // Вісн. Східноукр. нац. ун-ту. – 2001. – № 3 (37). – С. 48-55.
13. Милых В.И., Полякова Н.В. Анализ фазовых соотношений электромагнитных величин в турбогенераторе на основе численных расчетов магнитных полей // Электротехника і електромеханіка. – 2003. – № 4. – С. 59-64.
14. Милых В.И., Бадковский В.А. Принципы полнофакторного численно-полевого анализа режима нагрузки турбогенератора // Электротехніка і електромеханіка. – 2009. – № 4. – С. 33-37.

Поступила 01.04.2010

Милых Владимир Иванович, д.т.н., проф.,
Высочин Александр Иванович, аспирант
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

Milykh V.I., Vysotchin A.I.

Principles of calculation of magnetic field in the end area of a turbogenerator in different operating conditions.

The paper presents a general approach to numerical calculation of magnetic field in the end area of a turbogenerator and its behavior depending on excitation mode. The general approach is based on application of a plane-orthogonal computational model method with magnetic field in the end area calculated in the longitudinal section of the turbogenerator and results of the preceding calculation in the transversal section taken into account.

Key words – turbogenerator, end area, magnetic field, longitudinal section, transversal section, excitation mode.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛООВОГО СОСТОЯНИЯ ЧАСТОТНО-УПРАВЛЯЕМОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ИЗМЕНЕНИИ НАГРУЗКИ

У статті розглядаються питання теплового стану частотно-керуемого асинхронного двигуна в залежності від сумарних втрат, які є функцією частоти обертання і навантаження двигуна. Рішення цих питань базується на математичній моделі еквівалентної теплової схеми (ЕТС). Досліджуються додаткові втрати в осерді ротора при живленні двигуна синусоїдальною або ступінчастою формою напруги.

В статье рассматриваются вопросы теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя в зависимости от суммарных потерь, которые зависят от частоты вращения и нагрузки. Решение этих вопросов базируется на математической модели эквивалентной тепловой схемы (ЭТС). Исследуются дополнительные потери в сердечнике ротора при питании двигателя синусоидальной или ступенчатой формой напряжения.

ВВЕДЕНИЕ

Тепловое состояние частотно-управляемого асинхронного двигателя зависит от величины полных потерь (основных и дополнительных от высших гармоник напряжения), определяемых величиной нагрузки, законом регулирования и величиной коэффициента регулирования α и от условий охлаждения, которые при заданных исполнениях по степени защиты и способу охлаждения, также определяется коэффициентом регулирования α , т.е. частотой вращения двигателя. Кроме того, влияет также и режим работы двигателя: S1, S2 и т.д. Здесь и в дальнейшем примем длительный режим работы. Таким образом, тепловое состояние, т.е. температуры отдельных частей двигателя, являются сложными функциями многих параметров.

В данной статье приводятся результаты исследования теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя при изменении нагрузки в пределах $(0,25 - 1,25) \cdot P_{2ном}$ и неизменной величине коэффициента регулирования. Приняты условия закона пропорционального регулирования т.е. $\gamma = \alpha$ при $\alpha = 1$. Объектом исследования является асинхронный двигатель АИ160S4, исполнения IP44, ICO141, $P_{2ном} = 15$ кВт, $U_{1фном} = 380$ В, $f_{1ном} = 50$ Гц, $2p = 4$, режим работы – длительный.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛООВОГО СОСТОЯНИЯ

На основании разработанной математической модели теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя [1], для ЭТС, представленной на рис. 1, составлена система уравнений теплового баланса. Значения кондуктивных и конвективных тепловых сопротивлений определялись по [2]. Значения основных и дополнительных от высших гармоник напряжения потерь определялись по [3].

Целью является исследование структуры температурного поля и влияния на тепловое состояние двигателя дополнительных потерь от высших гармоник тока и магнитного потока. Для этого расчет температур узлов ЭТС проводился при ступенчатой (режим А) и синусоидальной (режим Б) формах питающего напряжения. Ступенчатая форма напряжения имеет место при питании двигателя от автономного инвертора напряжения без широтно-импульсной модуляции. В эксплуатации находится большое количество таких электроприводов.

Возникновение дополнительных магнитных потерь в сердечнике ротора $P_{\text{маг}2\text{в}}$ приводит к изменению типа теплового сопротивления спинки сердечника ротора ("стенка без потерь" и "стенка с потерями"). В связи с этим собственные и взаимные тепловые проводимости узлов ротора (14 – обмотка ротора, 15 – вал, 16 – спинка сердечника ротора на рис. 1) образуют так называемую вариативную часть матрицы коэффициентов системы уравнений. Нумерация узлов ЭТС и их связь с элементами конструкции двигателя приводится в [1]. Поэтому в системе уравнений эти проводимости приводятся в формульном виде, а их числовые значения приводятся ниже. Температуры окружающего воздуха во внешнем контуре охлаждения $\theta_{01}, \theta_{02}, \theta_{03}$ определялись на основе полных потерь и расхода воздуха по [2]. Мощности тепловыделения в узлах ЭТС для всех рассмотренных режимов приводятся в табл. 1.

Математическая модель [1], адаптированная к условиям поставленной задачи имеет вид:

1. $P_1 = 65,710 \cdot \theta_1 - 11,035 \cdot \theta_2 - 8,271 \cdot \theta_{10}$;
2. $P_2 = -11,035 \cdot \theta_1 + 218,056 \cdot \theta_2 - 11,035 \cdot \theta_3 - 159,23 \cdot \theta_6$;
3. $P_3 = -11,035 \cdot \theta_2 + 43,17 \cdot \theta_3 - 8,271 \cdot \theta_{11}$;
4. $P_4 = 215,81 \cdot \theta_4 - 172,41 \cdot \theta_5 - 37,523 \cdot \theta_7 - 5,878 \cdot \theta_{14}$;
5. $P_5 = -172,41 \cdot \theta_4 + 396,42 \cdot \theta_5 - 220,94 \cdot \theta_6 - 3,062 \theta_7$;
6. $P_6 = -159,23 \cdot \theta_2 - 220,94 \cdot \theta_5 + 380,18 \cdot \theta_6$;
7. $P_7 = -37,523 \cdot \theta_4 - 3,062 \cdot \theta_5 + 79,368 \cdot \theta_7 - 19,391 \cdot \theta_8 - 19,391 \cdot \theta_9$;
8. $P_8 = -19,391 \cdot \theta_7 + 25,252 \cdot \theta_8 - 5,861 \cdot \theta_{10}$;
9. $P_9 = -19,391 \cdot \theta_7 + 25,253 \theta_9 - 5,861 \cdot \theta_{11}$;
10. $P_{10} = -5,861 \cdot \theta_8 + 25,910 \cdot \theta_{10} - 8,271 \cdot \theta_1 - 3,699 \cdot \theta_{14} - 0,392 \cdot \theta_{15} - 7,686 \cdot \theta_{12}$;
11. $P_{11} = -8,271 \cdot \theta_3 - 5,861 \cdot \theta_9 + 25,910 \cdot \theta_{11} - 7,686 \cdot \theta_{13} - 3,699 \cdot \theta_{14} - 0,392 \cdot \theta_{15}$;
12. $P_{12} = -7,686 \cdot \theta_{10} + 12,531 \cdot \theta_{12}$;
13. $P_{13} = -7,686 \cdot \theta_{11} + 10,108 \cdot \theta_{13}$;
14. $P_{14} = -5,878 \cdot \theta_4 - 3,699 \cdot \theta_{10} - 3,699 \cdot \theta_{11} + \lambda_{14,14} \cdot \theta_{14} - \lambda_{14,16} \cdot \theta_{16}$;
15. $P_{15} = -0,392 \cdot \theta_{10} - 0,392 \cdot \theta_{11} + \lambda_{15,15} \cdot \theta_{15} - \lambda_{15,16} \cdot \theta_{16}$;
16. $P_{16} = -\lambda_{16,14} \cdot \theta_{14} - \lambda_{16,15} \cdot \theta_{15} + \lambda_{16,16} \cdot \theta_{16}$.

Результаты расчета температур узлов ЭТС в режимах А и Б представлены в табл. 2 и 3.

Таблица 2

Режим А

P_2	$0,25P_{2ном}$	$0,5P_{2ном}$	$0,75P_{2ном}$	$1,0P_{2ном}$	$1,25P_{2ном}$
№ узла					
1	29,48	30,34	32,61	36,84	39,99
2	37,85	40,38	46,95	59,39	68,88
3	33,81	35,69	40,44	50,10	56,29
4	44,94	48,96	59,58	79,36	94,90
5	42,97	46,55	55,90	73,36	87,06
6	41,35	44,55	52,85	68,36	80,49
7	48,91	54,16	68,74	96,27	118,88
8	50,42	56,15	72,32	102,91	128,32
9	51,18	57,06	73,62	105,00	130,90
10	43,48	46,96	56,24	73,25	85,57
11	46,74	50,87	61,82	82,26	96,66
12	38,80	40,93	46,62	57,06	64,61
13	44,54	47,68	56,01	71,55	82,50
14	63,13	71,18	91,56	127,37	148,45
15	62,69	70,62	90,68	125,97	146,82
16	63,02	71,03	91,27	126,87	147,86

Таблица 3

Режим Б

P_2	$0,25P_{2ном}$	$0,5P_{2ном}$	$0,75P_{2ном}$	$1,0P_{2ном}$	$1,25P_{2ном}$
№ узла					
1	27,81	28,67	30,94	35,17	38,32
2	33,83	36,37	42,94	55,37	64,86
3	31,13	33,02	37,77	47,43	53,61
4	37,93	41,95	52,57	72,36	87,90
5	36,95	40,53	49,88	67,35	81,04
6	36,15	39,36	47,65	63,16	75,30
7	39,93	45,19	59,76	87,29	109,90
8	40,47	46,21	62,38	92,97	118,38
9	41,02	46,90	63,46	94,84	120,74
10	35,58	39,05	48,34	65,34	77,66
11	37,92	42,05	52,99	73,42	87,83
12	33,95	36,08	41,77	52,21	59,76
13	37,83	40,98	49,29	64,83	75,73
14	39,80	47,86	68,25	104,09	125,19
15	39,60	47,39	67,12	101,87	122,47
16	39,69	47,60	67,63	102,88	123,71

Таблица 4

$P_2 = 0,25P_{2ном}$	Пазовая часть обмотки статора	Основные электрические потери	52,6 Вт
		Дополнительные электрические потери от ВГН	41,2 Вт
	Лобовые части обмотки статора	Основные электрические потери	78,4 Вт
		Дополнительные электрические потери от ВГН	61,4 Вт
$P_2 = 1,0P_{2ном}$	Обмотка ротора	Основные электрические потери с учетом $P_{доп}$ от основной гармоники напряжения	35,8 Вт
		Дополнительные электрические потери от ВГН	211 Вт
	Пазовая часть обмотки статора	Основные электрические потери	365 Вт
		Дополнительные электрические потери от ВГН	41,2 Вт
	Лобовые части обмотки статора	Основные электрические потери	544 Вт
		Дополнительные электрические потери от ВГН	61,4 Вт
Обмотка ротора	Основные электрические потери с учетом $P_{доп}$ от основной гармоники напряжения	469 Вт	
	Дополнительные электрические потери от ВГН	211 Вт	

Анализ данных табл. 2 и 3 позволяет установить следующее:

1. Возникновение дополнительных потерь от высших гармоник тока и магнитного потока при режиме А изменяет величины и соотношение между мощностями тепловыделения узлов ЭТС и тепловыми проводимостями ротора по сравнению с режимом Б. Это приводит к отличию величин и соотношения температур узлов ЭТС.

2. При неизменном значении коэффициента регулирования и принятом соотношении $\gamma = \alpha = 1$ дополнительные потери от высших гармоник магнитного потока $P_{магв}$ и дополнительные электрические потери от высших гармоник тока в обмотках статора и ротора $P_{эл1в}$, $P_{эл2в}$ не зависят от величины нагрузки двигателя [3].

3. Дополнительные магнитные потери $P_{магв}$ составляют 6 % от основных магнитных потерь [3] и не могут оказывать влияния на температуры сердечников двигателя. Отличие этих температур в режимах А и Б обусловлено дополнительными электрическими потерями $P_{эл1в}$ и $P_{эл2в}$ и изменением типа теплового сопротивления сердечника ротора в режиме А.

4. Так как дополнительные электрические потери $P_{эл1в}$ и $P_{эл2в}$ не зависят от величины нагрузки двигателя, то их влияние на температуры обмоток статора и ротора наиболее существенно при малых нагрузках, когда $P_{эл1в}$ соизмеримы с основными электрическими потерями обмотки статора $P_{эл1}$, а $P_{эл2в}$ значительно превосходят основные электрические потери обмотки ротора $P_{эл2}$. Последнее подтверждается значениями электрических потерь в пазовой и лобовых частях обмотки статора и в обмотке ротора представленными в табл. 4 для $P_2 = 0,25P_{2ном}$ и $P_2 = 1,0P_{2ном}$.

Значения составляющих потерь и их соотношение между собой определяют значения температур пазовой части – θ_7 , лобовых частей – θ_8 , θ_9 и обмотки ротора θ_{14} . Из табл. 2 и 3 следует, что по мере увеличения мощности P_2 , влияние дополнительных потерь на нагрев обмоток двигателя ослабевает. Так, при $P_2 = 0,25P_{2ном}$ значения θ_{14} в режимах А и Б – 39,80° и 63,13° соответственно, при $P_2 = 1,0P_{2ном}$ – 104,09° и 127,37° соответственно. В первом случае наличие $P_{эл2в}$ приводит к увеличению θ_{14} в 1,6 раза, во втором – в 1,22 раза.

Аналогичные соотношения температур для сердечника статора – θ_6 : при $P_2 = 0,25P_{2ном}$ – $36,15^\circ$ и $41,35^\circ$, при $P_2 = 1,0P_{2ном}$ – $63,16^\circ$ и $68,36^\circ$. В первом случае θ_6 увеличивается в 1,14 раза, во втором – в 1,08 раза. Сердечник ротора имеет "тесную" тепловую связь с обмоткой ротора, поэтому значения температур сердечника ротора θ_{16} в рассматриваемых режимах практически совпадает со значениями θ_{14} , как следует из табл. 2 и 3.

Переходя к усредненным по отдельным элементам конструкции двигателя значениям увеличения температур в режиме А по сравнению с режимом Б, получим: корпус – 3° ; сердечник статора – 6° ; обмотка статора – 10° ; обмотка и сердечник ротора – 23° ; подшипниковые щиты – 6° . Значения увеличений температур относятся к номинальной нагрузке двигателя, но будут справедливы и для нагрузок, отличающихся от номинальной в связи с линейностью математической модели и постоянством дополнительных потерь от ВГН.

Структура температурного поля двигателя может быть отражена с помощью аксиального и радиального распределения температур вдоль узлов ЭТС. Аксиальное (от щита к щиту) распределение температур для режимов А и Б при $P_2 = 0,25P_{2ном}$ и $P_2 = 1,0P_{2ном}$ представлено на рис. 2 а, б. При $P_2 = 0,25P_{2ном}$ в режиме Б распределение температур по ветви статора и ветви ротора практически совпадает и имеет слабовыраженную седлообразную форму. Здесь и в дальнейшем седлообразная форма распределения температур по ветви статора объясняется различными условиями теплоотдачи пазовой и лобовой частей обмотки статора. При той же мощности, но в режиме А, распределение температуры по ветви статора имеет седлообразную форму, а по ветви ротора – колоколообразную форму. Такая форма распределения объясняется тем, что ротор есть наиболее нагретая часть двигателя. При $P_2 = 1,0P_{2ном}$. Распределения температур подобны по форме в обоих режимах, отличие лишь в величинах температур.

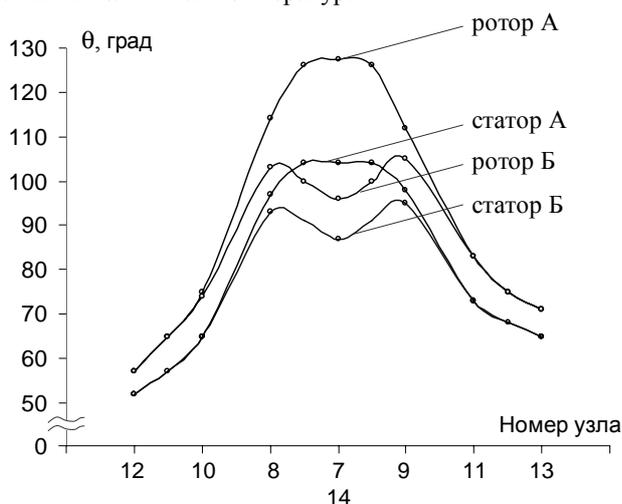


Рис. 2а. Аксиальное распределение температур вдоль узлов ЭТС (А – режим А; Б – режим Б; $P_2 = 0,25P_{2ном}$; $\gamma = \alpha = 1$)

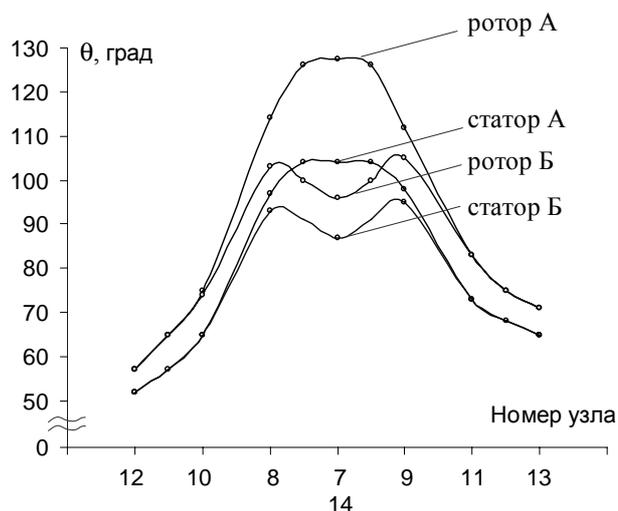


Рис. 2б. Аксиальное распределение температур вдоль узлов ЭТС (А – режим А; Б – режим Б; $P_2 = 1,0P_{2ном}$; $\gamma = \alpha = 1$)

В табл. 5 приведены отношения максимальной и минимальной температур узлов для ветви ротора – θ_{14}/θ_{12} , для ветви статора – θ_7/θ_{12} . Эти показатели характеризуют степень неравномерности распределения температур по ветвям ротора и статора в аксиальном направлении. Степень несимметрии в том же направлении будем определять отношением температур подшипниковых щитов – θ_{13}/θ_{12} , внутреннего воздуха – θ_{11}/θ_{10} и лобовых частей обмотки статора – θ_9/θ_8 . Ограничимся одним значением мощности $P_2 = 1,0P_{2ном}$, ввиду очевидного, монотонного распределения температур при $P_2 = 0,25P_{2ном}$ (за исключением ветви ротора в режиме А).

Таблица 5

Режим	Ветвь ротора θ_{14}/θ_{12}	Ветвь статора θ_7/θ_{12}	Щиты θ_{13}/θ_{12}	Внутр. воздух θ_{11}/θ_{10}	Лобовые части обм. статора θ_9/θ_8
Режим А	2,232	1,687	1,253	1,123	1,020
Режим Б	1,993	1,671	1,241	1,123	1,020

Наиболее существенна неравномерность распределения для ветви ротора, как уже отмечалось, обмотка ротора – наиболее нагретая часть двигателя в обоих режимах питания.

Неравномерность распределения для ветви статора и степень несимметрии для щитов, внутреннего воздуха и лобовых частей обмотки статора практически не зависит от режима питания, что свидетельствует о неизменности соотношения тепловых потоков в двигателе вне зависимости от их величин. Последнее вытекает из линейности системы уравнений теплового баланса и неизменности дополнительных потерь от ВГН.

Радиальное распределение температур вдоль узлов ЭТС (от вала к окружающему воздуху в среднем сечении) для режимов А и Б при $P_2 = 0,25P_{2ном}$ и $P_2 = 1,0P_{2ном}$ представлено на рис. 3.

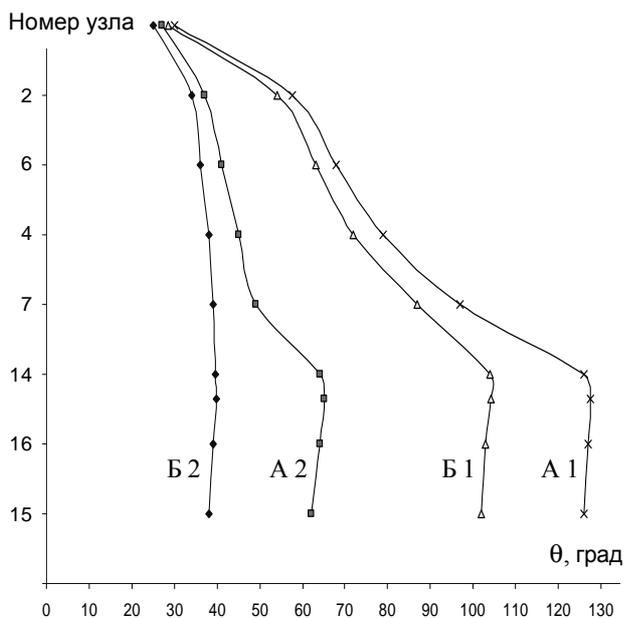


Рис. 3. Радиальное распределение температуры вдоль узлов ЭТС (А – режим А; Б – режим Б; А1, Б1 – $P_2 = 1,0P_{2ном}$; $\gamma = \alpha = 1$; А2, Б2 – $P_2 = 0,25P_{2ном}$; $\gamma = \alpha = 1$)

При $P_2 = 0,25P_{2ном}$ в режиме Б распределение равномерное монотонное, в режиме А в распределении появляется "скачок" температур для ротора, обусловленный дополнительными потерями $P_{эл2в}$. С учетом "тесной" тепловой связи вала 15, сердечника 16 и обмотки ротора 14, их температуры практически одинаковы независимо от величины мощности P_2 и режима питания двигателя (вертикальные участки кривых рис. 3).

При увеличении нагрузки двигателя растет наклон кривых распределения за счет влияния как основных, так и дополнительных от ВГН потерь $P_{эл1в}$ и $P_{эл2в}$. По мере удаления от места выделения $P_{эл1в}$ и $P_{эл2в}$ их влияние ослабевает, кривые распределения температур в режимах А и Б сближаются в базовом узле θ_{02} (окружающий воздух в наружном контуре охлаждения).

ВЫВОДЫ

Разработанная математическая модель теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя позволила исследовать влияние дополнительных, обусловленных высшими гармониками тока и магнитного потока, потерь на нагрев двигателя при различной величине нагрузки, а также исследовать аксиальное и радиальное распределение температур в двигателе.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Н.А. Осташевский, А.Н. Петренко. Математическая модель теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя в стационарных режимах // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. Тематический выпуск научно-технического журнала "Электротриформ". – 2009. – С. 266.
2. А.И. Борисенко, О.Н. Котиков, А.И. Жадан. Охлаждение промышленных электрических машин. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 296 с.
3. Н.А. Осташевский, В.Н. Иваненко, А.Н. Петренко. Потери частотно-управляемого асинхронного двигателя при различных законах регулирования и типах преобразователей частоты // Электротехника и электромеханика. – 2009. – № 3. – С. 37-41.

Поступила 04.01.2010

Осташевский Николай Александрович, к.т.н., проф.
 Национальный технический университет
 "Харьковский политехнический институт"
 Украина, 61002, г. Харьков, ул.Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ",
 кафедра "Электрические машины"
Петренко Александр Николаевич, инженер
 АО "СКБ Укрэлектромаш"
 Украина, 61050, г. Харьков, ул.Искринская, 37

Ostashevskiy N.A., Petrenko A.N.

Research on thermal state of a frequency-controlled induction motor under load variation.

The paper analyzes problems of thermal state of a frequency-controlled induction motor versus total loss that depends on rotation frequency and load. Solution to these problems is based on a equivalent thermal scheme mathematical model. Additional loss in the rotor core under the motor power supply with sine or step voltage is studied.

Key words - frequency-controlled induction motor, thermal state, load variation, total and additional loss.

МОДЕЛИ СИСТЕМ И СИСТЕМНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СЛОЖНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Розглядаються теоретичні та практичні питання побудови моделей складних електричних апаратів з використанням інструментарію загальної теорії систем. Наведені приклади моделей фізичних, технічних та кібернетичних систем у складних електричних апаратах

Рассматриваются теоретические и практические вопросы построения моделей сложных электрических аппаратов с использованием инструментария общей теории систем. Приведены примеры моделей физических, технических и кибернетических систем в сложных электрических аппаратах

ВВЕДЕНИЕ

Объект исследования – электрические аппараты (ЭА) как вид электротехнических устройств, предназначенных для управления потоками энергии для изменения режимов работы, регулирования параметров, контроля и защиты электротехнических систем и их составных частей. Основные виды ЭА это аппараты управления и защиты, аппараты автоматического регулирования, аппараты автоматики, выключатели высокого напряжения, токоограничивающие реакторы, ограничители перенапряжений, разъединители и отделители, измерительные трансформаторы и др. [1].

В известной литературе, в том числе практически во всех выпусках журнала "Електротехніка і електромеханіка", исследуются физические явления, лежащие в основе функционирования ЭА, научные основы создания, анализа, производства, обеспечения эффективной эксплуатации ЭА. При этом ЭА исследуются, как правило, с использованием описаний и технических, экономических характеристик технических устройств, реализующих заданные функции управления. Во многих исследованиях отмечается "вылизанность" конструкций современных ЭА и дальнейшее их совершенствование связывается с интеллектуализацией ЭА.

Технической базой для имплементации интеллекта в ЭА на основе программно-аппаратной реализации алгоритмов управления стали микроконтроллеры, промышленные контроллеры и персональные компьютеры, которые входят в состав сложного ЭА. Известны интеллектуальные датчики, реле, регуляторы, источники питания и другие интеллектуальные ЭА. Вместе с тем, авторам не известны работы по систематизации интеллекта, системным моделям и характеристикам ЭА.

Отсутствие классификации ЭА как систем различного вида, неопределенность системных характеристик ЭА затрудняет моделирование ЭА, анализ их эволюции и определение тенденций развития и, таким образом, является нерешенной научной проблемой.

ЦЕЛЬ ИССЛЕДОВАНИЙ

Предмет настоящего исследования – модели систем и системные характеристики сложных ЭА

Исследование выполнено с использованием методов теории систем [2]. В соответствии с этой теорией будем рассматривать ЭА как систему с определен-

ным уровнем организации, который описывается в категориях сложности и тезауруса.

Цель исследований: спроецировать методы и средства описания систем, разработанные в теории систем на предметную область ЭА.

Задачи исследования: выделить в сложных ЭА системы различных классов (физические, технические, кибернетические системы); определить системные характеристики сложных ЭА; раскрыть суть сложности и тезауруса ЭА; проследить эволюцию и определить тенденции развития сложных ЭА как систем.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

В соответствии с [2] системы классифицируют по уровню их организации. Наиболее низкий уровень организации имеют физические системы. Далее по мере роста уровня организации расположены классы технических, кибернетических, биологических, социальных и интеллектуальных систем.

Процесс разработки системной модели сложного ЭА включает разработку функционального, морфологического и информационного описания.

Функциональное описание отражает такие характеристики систем как параметры, характеристики и иерархию.

Морфологическое описание есть четверка

$$S_M = (\Sigma, V, \sigma, K),$$

где $\Sigma = \{\Sigma_i\}$ – множество элементов (подсистем) и их свойств; $V = \{V_j\}$ – множество связей; σ – структура; K – композиция.

Информационное описание определяет зависимость морфологических и физических свойств системы от качества и количества внутренней (о себе самой и среде) и внешней (поступающей из среды) информации. Связь между функциональным и информационным описаниями отражает эффективность и энтропию, закон изменения эффективности во времени отражает энтропийные свойства. Связь между морфологическим и информационным описаниями отражает изменение морфологических свойств во времени.

Рассмотрим в качестве примера системное описание такого распространенного элемента ЭА как электрический проводник. Этот проводник становится системой определенного класса после выбора человеком варианта использования проводника в ЭА. Вариант использования определяется существенными для человека действиями электрического тока (тепло-

выми, физическими, химическими, световыми, механическими и физиологическими) протекающего через проводник в процессе его использования в ЭА, характера взаимодействия с внешней средой, физическими эффектами и явлениями, возникающими в проводнике в результате этого взаимодействия.

На рис. 1 представлен вариант UML-диаграммы прецедентов электрического проводника. Актерами системы являются источник постоянного тока I вдоль проводника; источник постоянного напряжения U между проводником и корпусом ЭА; температура T_a окружающей среды, другие элементы конструкции ЭА, например корпус.

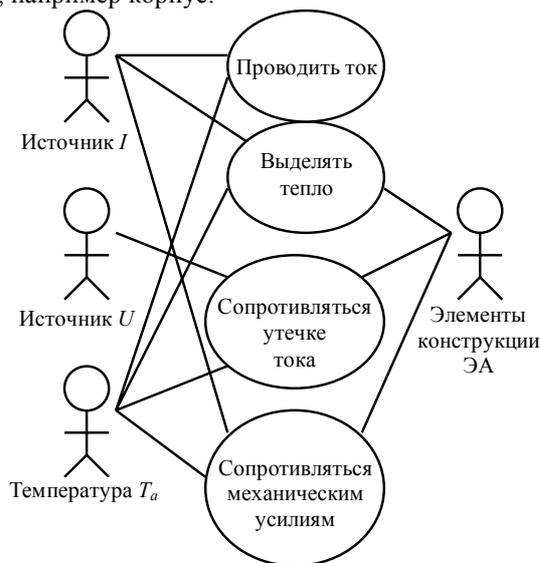


Рис. 1 Диаграмма прецедентов системы "электрический проводник"

В диаграмме рис. 1 учитываются далеко не все, встречающиеся в практике использования электрических проводников, прецеденты и актеры. Например, согласно эффекту Пельтье (термоэлектронные явления), проводник при определенных условиях, будет не выделять, а поглощать тепло. А в результате термомагнитного эффекта Нерста-Эттингсгаузена в проводнике, в котором имеется градиент температуры и который помещен в магнитное поле, появляется электрическое поле.

В соответствии с выбранными прецедентами, сформированы функциональные подсистемы проводника (рис. 2): электродинамическая (ЭДПС), термодинамическая (ТДПС), электромеханическая (ЭМПС).

Иерархия функционального описания системы "электрический проводник" заключается в том, что ее подсистемы являются физическими системами, взаимосвязь входных и выходных величин которых определяется фундаментальными законами физики. Например, в ЭДПС под действием тока I и температуры проводника T на ее выходе выделяется тепловая мощность

$$P = \frac{I^2}{R_{\text{пр}0}(1 + \alpha_T(T - T_0))},$$

где $R_{\text{пр}0}$ – электрическое сопротивление проводника при температуре T_0 ; α_T – температурный коэффициент сопротивления.

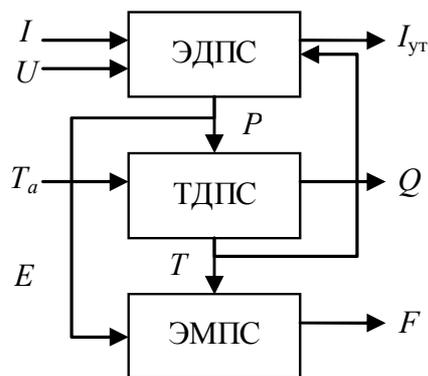


Рис. 2. Функциональное описание системы "электрический проводник"

Кроме того, при протекании по проводнику тока I вокруг него образуется электрическое поле с напряженностью E , а под действием электрического напряжения U между проводником и элементами конструкции ЭА возникает ток утечки $I_{\text{ут}}$. Подсистема ТДПС формирует тепловой поток Q от проводника к другим элементам конструкции ЭА и изменяет температуру проводника T на основе температуры окружающей среды T_a и уравнения теплового баланса. Подсистема ЭМПС определяет механическое усилие F на другие элементы конструкции ЭА.

Таким образом, функциональное описание системы, представленное на рис. 2, описывает взаимосвязи физических процессов в системе, ее внешние физические параметры I, U, T_a, F и параметры подсистем. Это описание системы адекватно отражает поведение системы в тех случаях, когда внешние физические параметры принадлежат к области допустимых значений. В противном случае, в системе могут возникнуть другие физические процессы. Например, пробой изоляции, испарение проводника. Диапазоны допустимых значений входных переменных определяются через параметры элементов конструкции проводника.

Вид функционала, описывающего эффективность системы "электрический проводник", связан с прецедентами системы. Эффективность пропускания тока проводником определяется по величине его электрического сопротивления. То есть, из двух проводников более эффективным считается проводник с меньшим электрическим сопротивлением. Отметим, что в нашем упрощенном примере не учтено, например, влияние на эффективность локальных уменьшений поперечного сечения проводника, которые практически не изменяют его сопротивления, но существенно снижают токонесущую способность. Выражение зависимости сопротивления проводника от его электрофизических параметров и есть функционал эффективности.

С течением времени эффективность проводника, как правило, уменьшается, то есть растет его сопротивление в результате химических реакций, механических и токовых перегрузок. Неопределенность значения электрического сопротивления проводника в некоторый момент времени t_1 , относительно его сопротивления в момент t_0 ($t_1 > t_0$), когда сопротивление проводника было измерено с достаточной степенью точности, определяет энтропийные свойства провод-

ника в части его способности проводить ток. С увеличением времени энтропия системы "электрический проводник" возрастает, что характерно для физических и технических систем.

Аналогично определим эффективность отвода тепла проводником (по величине превышения температуры проводника над температурой окружающей среды), эффективность сопротивления проводника утечкам тока (по величине сопротивления его изоляции) и другие.

При морфологическом описании процессы в системе проектируются на ее элементы. Структура системы "электрический проводник" приведена на UML диаграмме классов рис. 3.

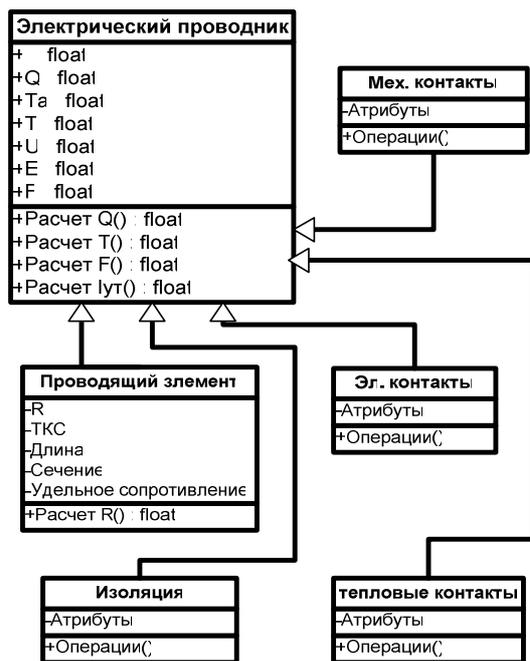


Рис. 3. Диаграмма классов системы "электрический проводник"

Как видно из диаграммы классов, система "электрический проводник" построена на гетерогенных элементах. Морфология системы стабильна, разрушение элементов в результате старения и действия внешних факторов приводит к отказу системы – ее неспособности выполнять системные функции.

Система "электрический проводник" не обладает тезаурусом, поэтому морфологического и функционального описания системы достаточно для описания результатов ее действий, и информационного описания не требуется.

Примерами систем с более сложной организацией служат регулятор системы охлаждения [3] и программный компонент идентификации тепловых параметров [4] силового маслонаполненного трансформатора. Такие трансформаторы в настоящее время оснащаются системой мониторинга и управления [5], которая содержит узлы, обладающие вычислительными ресурсами – промышленные контроллеры и компьютеры. Алгоритмы управления в таких узлах, в том числе алгоритмы регулятора и компоненты идентификации тепловых параметров, реализованы программно, распределены по нескольким узлам, выпол-

няются в режиме реального времени и являются элементами контроллерной системы управления (КСУ).

Иерархия в функциональном описании КСУ приведена в табл. 1.

Таблица 1

Иерархия функциональных уровней КСУ

Уровень	Элементы	Информационные массивы	Местоположение
Управление адаптацией	Производственная система	База знаний приложения, целевая функция	Память компьютера
Управление состояниями	Управляющие автоматы (УА)	Таблицы выходов и переходов УА	Память пользователя контроллера
Управление комплексными операциями	Входные, выходные, операционные автоматы (ОА)	Файлы (структуры) данных, файлы форсировки, файлы параметров ОА	
Управление типовыми операциями	Инструкции языка программирования	Структуры управления инструкций языка программирования	Системная память контроллера
Управление системными операциями	Операционная система (ОС) контроллера	Файл статуса (системных переменных) контроллера Системные переменные ОС	
Управление аппаратными средствами	Процессор, входные, выходные, сетевые модули, блок питания, операторский интерфейс	Системные регистры устройств (регистры данных, состояния, конфигурации)	Элементы электронной схемы

Уровни сопряжения с ОУ и управления аппаратными средствами описаны в [6]. Управление системными операциями контроллера осуществляется ОС контроллера со свойствами ОС реального времени и реализацией отдельных команд в виде программных автоматов.

Большинство инструкций языков программирования контроллеров имеют довольно сложный алгоритм выполнения, с внутренними состояниями, которые отображаются через элементы структур управления. С этой точки зрения их можно рассматривать как автоматы типовых операций пользователя и объединить в отдельный уровень управления.

На уровне управления комплексными операциями выделим множество входных и выходных ОА. Входные ОА выполняют операции над входными переменными различных типов, которые поступают с выходов входных модулей, выходов других ОА или из памяти процессора. Выходные ОА формируют значения выходных переменных контроллера.

Уровень управления состояниями системы управления представлен в структуре управления множеством УА. Каждый УА, как правило, управляет состояниями отдельной задачи, программы, процедуры, то есть автоматы используются параллельно.

Алгоритмы обработки данных и управления состояниями могут быть изменены во время эксплуатации путем адаптации. В ходе адаптации в системе управления накапливаются и оцениваются результаты управления, формируется прогноз изменения контролируемых и неконтролируемых параметров ОУ. На основании этих данных изменяются информационные массивы структур УА и параметры ОА, системные переменные контроллера, коммутируются информационные потоки на входах и выходах этих автоматов, то есть изменяется структура устройства управления объектом. Управление адаптацией можно выделить в отдельный уровень управления, который использует инструментарий систем искусственного интеллекта.

Элементы функционального описания объединяются в подсистемы с помощью прямых и обратных связей, как в пределах одного уровня, так и с элементами других уровней. При этом, один и тот же элемент может выступать в различных подсистемах как объект, средство и инструмент управления.

Подсистемы КСУ целенаправленны, то есть, способны к выбору поведения в зависимости от внутренней цели [1], что является признаком технических систем. Например, внутренняя цель регулятора охлаждения [7] – снижение затрат связанных с термическим износом изоляции трансформатора с учетом затрат на реализацию охлаждения.

КСУ имеет многоуровневый тезаурус, который отражает сведения системы о себе и окружающей среде. Такая информация может храниться, например, в статусном файле контроллера. Во время работы КСУ идет накопление тезауруса, путем сохранения в памяти системы и обработке текущих значений внешних и внутренних параметров. Например, регулятор охлаждения [3] использует прогноз тока нагрузки трансформатора, который постоянно уточняется путем обработки данных мониторинга [8]. А тепловые параметры трансформатора уточняются по мере накопления компонентом идентификации КСУ данных о работе трансформатора в различных режимах [4].

Таким образом, ЭА имеющие в своем составе программные компоненты, реализованные в среде КСУ, обладают свойствами кибернетических систем, а их составные части представляют собой технические системы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Моделирование ЭА и их элементов средствами теории систем с разработкой комплекса из функционального, морфологического информационного описаний, основано на учете сложности организации системы и ее тезауруса. Такие модели представляют интерес при проектировании адаптивных, самоорганизующихся ЭА, ЭА с программной реализацией алгоритма управления и использованием методов искусственного интеллекта для повышения эффективности ЭА.

Предложенные модели и характеристики систем сложных ЭА предполагается использовать при разработке алгоритмического и программного обеспечения систем мониторинга и управления трансформаторами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электрические и электронные аппараты. Под ред. Ю. К. Розанова. – М: Информэлектро, 2001. – 420 с.
2. Дружинин В.В., Конторов Д.С. Проблемы системологии. – Сов. радио, 1976.
3. Поляков М.А. Нечеткий регулятор охлаждения силового масляного трансформатора на основе прогноза изменения возмущающих факторов // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2007. – № 3. – С. 47-50.
4. 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.
5. Рассальский А.Н. Система мониторинга и управления силовых трансформаторов // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2005, № 2.
6. Part E.A. Programmable Controllers. An engineer's guide. Third edition. Oxford: Newness, 2003. – 429 p.
7. Поляков М.А. Управление охлаждением силового масляного трансформатора по критерию эффективности // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2008. – № 3. – С. 45-47.
8. 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.

Поступила 21.10.2009

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

Ларионова Татьяна Юрьевна

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

Polyakov M.A., Larionova T.Yu.

System models and system characteristics of complex electric apparatus.

The paper considers theoretical and practical problems concerning modeling of complex electric apparatus with application of general system theory tools. Examples of modeling of physical, engineering, and cybernetic systems in complex electric apparatus are given.

Key words – complex electric apparatus, modeling, general theory of systems, examples.

М.И. Баранов

КВАНТОВОФИЗИЧЕСКАЯ ПРИРОДА ПОВЕРХНОСТНОГО ЭФФЕКТА В МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДНИКЕ С ПЕРЕМЕННЫМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ТОКОМ ПРОВОДИМОСТИ

На основі фундаментальних положень квантової фізики в наближеному вигляді дано теоретичне обґрунтування гіпотези про квантовомеханічну природу прояву поверхневого ефекту у круглому металевому провіднику циліндричної форми із змінним електричним струмом провідності. Наведено, що імовірна радіальна зміна щільності подовжняно осцилюючих вільних електронів, що дрейфують в мікроструктурі провідника, може викликати прояв у ній скін-ефекту.

На основе фундаментальных положений квантовой физики в приближенном виде дано теоретическое обоснование гипотезе о квантовомеханической природе проявления поверхностного эффекта в круглом металлическом проводнике цилиндрической формы с переменным электрическим током проводимости. Показано, что вероятностное радиальное изменение плотности продольно осциллирующих дрейфующих свободных электронов в микроструктуре проводника может вызывать проявление в нем скин-эффекта.

Введение. В [1] автором было выдвинуто новое научное предположение (гипотеза) для возможного физического объяснения известного в классической электродинамике поверхностного эффекта (ПЭ) в металлическом проводнике с переменным электрическим током проводимости $i_{\text{пр}}(t)$, связанного с неравномерным распределением тока по поперечному сечению проводника. Данный электрофизический эффект в настоящее время в макроскопической теории электромагнитного поля, базирующейся на положениях классической физики, описывается фундаментальными уравнениями Максвелла [2], позволяющими с учетом соответствующих краевых условий в установившемся или нестационарном режимах протекания в проводнике тока проводимости $i_{\text{пр}}(t)$ с различными амплитудно-временными параметрами (АВП) устанавливать по его поперечному сечению распределения плотности тока $\delta_{\text{пр}}(t)$, напряженностей электрического $E(t)$ и магнитного $H(t)$ полей. О физическом механизме, лежащем в основе ПЭ в металлическом проводнике с переменным во времени t электрическим током проводимости $i_{\text{пр}}(t)$, классическая электродинамика умалчивает. Причиной тому является невозможность научного объяснения с позиций классической физики основополагающих первопричин, приводящих к проявлению ПЭ в проводнике с переменным током $i_{\text{пр}}(t)$. В связи с чем автор и попытался в [1] гипотетически дать в общих чертах возможное физическое объяснение явлению ПЭ в круглом металлическом проводнике цилиндрической формы с переменным аксиальным током $i_{\text{пр}}(t)$ с квантовомеханических позиций, основанных на представлении дрейфующего по кристаллической решетке проводника свободного электрона как квантового объекта в виде линейного гармонического электронного осциллятора, квантовано совершающего под действием внешней квазиупругой электрической силы $F_{ez}(t)$ продольные колебания с круговой частотой ω_{ez} . Указанная продольная сила $F_{ez}(t) = e_0 \cdot E_z(t)$, где $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл – электрический заряд электрона [3], а $E_z(t) = U_z(t) / l_{\text{пр}}$ – усредненная продольная напряженность электрического поля в металлической структуре проводника, определяется здесь переменным электрическим напряжением $U_z(t)$ между противоположными краями проводника длиной $l_{\text{пр}}$.

Суть выдвинутой в работе [1] гипотезы относительно ПЭ в металлическом проводнике с переменным током $i_{\text{пр}}(t)$ коротко заключается в следующем. В

связи с возможным заметным увеличением (сверх энергии уровня Ферми W_F [4]) полной квантованной энергии свободных электронов W_e из-за их продольных осциллирующих колебаний с круговой частотой ω_{ez} во внешнем переменном электрическом поле с продольной напряженностью $E_z(t)$ и ее приближением к работе выхода W_B [1, 5] вероятность радиального движения продольно дрейфующих электронов к наружной поверхности проводника возрастает. Это, как указывается в [1], обеспечивает переход свободных электронов на более высокие квантованные энергетические уровни, что способствует более вероятному выходу электронов из потенциальной энергетической ямы металла проводника и изменению по радиусу проводника концентрации n_{er} дрейфующих носителей элементарного электричества. Это согласно [1], возможно, и может приводить к проявлению ПЭ в металлическом проводнике с переменным током $i_{\text{пр}}(t)$. При приложении же к данному проводнику постоянного электрического напряжения и протекании в нем постоянного тока проводимости указанные продольные колебания элементарных носителей электричества в его металле отсутствуют, имеет место односторонний продольный дрейф его квантуемых по энергиям свободных электронов, не приводящий к скольким-нибудь ощутимым изменениям их пренебрежимо малой по сравнению с величиной W_F энергии электронов W_e . А раз так, то вероятностная концентрация n_{er} свободных электронов проводника, находящихся в основном на энергетическом уровне Ферми [3, 4], по его радиусу будет здесь практически неизменной и ПЭ в таком случае в металле проводника наблюдаться не будет. Выдвинутая автором в [1] гипотеза, касающаяся научных основ физического механизма проявления ПЭ в проводнике с переменным электрическим током проводимости $i_{\text{пр}}(t)$ различных АВП, нуждается в теоретическом обосновании.

Постановка квантовомеханической задачи двумерного волнового распределения свободных электронов в проводнике. Примем, что по сплошному круглому однородному металлическому проводнику цилиндрической формы наружным радиусом $r_{\text{пр}}$ и длиной $l_{\text{пр}}$ вдоль его продольной оси OZ протекает переменный во времени t электрический ток проводимости $i_{\text{пр}}(t)$ с различными АВП и с круговой частотой ω_{ez} (рис. 1). Считаем, что выполняется условие вида $l_{\text{пр}} \gg r_{\text{пр}}$, а исследуемый проводник неподвижно

размещен в изоляционной воздушной среде при нормальных атмосферных условиях (при температуре $\theta_0 = 0^\circ\text{C}$ и давлении $1,013 \cdot 10^5 \text{ Па}$ [3]).

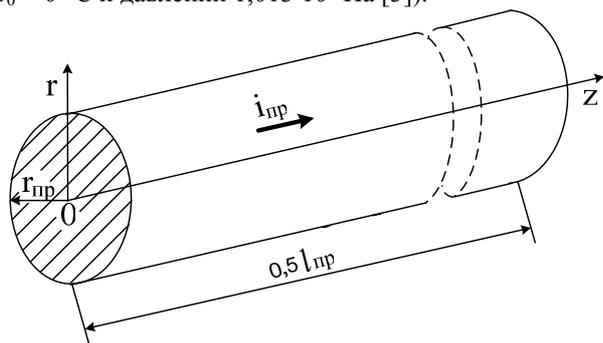


Рис. 1

Полагаем, что в проводнике для фиксированных значений текущего радиуса r и продольной координаты z его поперечного сечения $S_{\text{пр}} = \pi \cdot r_{\text{пр}}^2$ поведение в межатомном пространстве его металла дрейфующих нерелятивистских свободных электронов, характеризующихся корпускулярно-волновым дуализмом, приближенно подчиняется в цилиндрической системе координат временному двумерному волновому уравнению Шредингера и описывается на его основании волновыми $\psi(r, z, t)$ – функциями, схожими по своей физической сути с электронными волнами де Бройля [1, 6, 7]. Как известно, данные волновые $\psi(r, z, t)$ функции определяют в металлическом проводнике с переменным током проводимости $i_{\text{пр}}(t)$ временные закономерности радиально-продольного распределения дрейфующих свободных электронов и формируют в металлической структуре проводника его волновые электронные пакеты (ВЭП) [8]. Пусть ВЭП или квантованные дискретные наборы волновых $\psi(r, z, t)$ -функций рассматриваемого проводника распределяются вдоль его радиуса r и продольной координаты z в виде периодических макроскопических структур, содержащих относительно "горячие" и "холодные" участки проводника [1, 9]. Волновое продольное распределение дрейфующих свободных электронов для данной задачи ограничим лишь узкими аксиальными зонами квантованных продольных колебаний линейных электронных осцилляторов металла проводника, линейные размеры которых значительно меньше как габаритных поперечных, так и продольных размеров рассматриваемого проводника.

Исходя из известных положений квантовой физики, считаем, что свободные электроны в металле исследуемого проводника тождественны, не различимы друг от друга и подчиняются квантовой статистике Ферми-Дирака [3]. Кроме того, при решении данной квантовомеханической задачи принимаем, что полная квантованная дополнительная энергия свободных электронов $W_e \ll W_F$ определяется как их продольным, так и радиальным движением, а взаимодействия свободных электронов между собой и с ионами кристаллической решетки металла проводника отсутствуют (одноэлектронная модель Хартри-Фока) [1, 10]. Полагаем, что продольное движение свободных электронов в металле рассматриваемого проводника связано с их дрейфом за счет приложенного к его концам переменного электрического напряжения $U_z(t)$ [3], а их радиальное движение вызвано вероятно-

стным перемещением свободных электронов к наружной поверхности проводника из-за увеличения значений их энергии W_e [7]. Предполагаем, что последнее вызвано возможным получением электронами за счет их осциллирующих с круговой частотой ω_{ez} в соответствии с законом изменения приложенного к проводнику переменного электрического напряжения $U_z(t)$ продольных колебаний дополнительной квантованной энергии W_{ek} , где $k = 0, 1, 2, \dots$ – квантовое число для линейного электронного осциллятора [3, 10]. Считаем, что для свободного электрона потенциальная функция (энергия) $U(z)$ линейного гармонического квантового электронного осциллятора определяется известным соотношением вида [10]: $U(z) = m_e \cdot \omega_{ez}^2 \cdot z^2 / 2$, где $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31} \text{ кг}$ – масса покоя электрона [3]. Ограничимся приближенным квантовомеханическим решением, справедливым для потенциальной энергетической ямы металлического проводника с идеально отражающими свободные электроны граничными стенками [3, 7]. Используя указанные выше соображения, рассмотрим случай, когда потенциал V_{er} силового радиального поля, в котором движутся вдоль радиальной координаты r свободные электроны металла проводника, равен нулю. Требуется с учетом принятых допущений в приближенном виде выполнить квантовомеханическую оценку волнового радиально-продольного распределения дрейфующих свободных электронов в рассматриваемом металлическом проводнике с переменным электрическим током $i_{\text{пр}}(t)$ и дать найденному двумерному распределению электронов согласно их волновым $\psi(r, z, t)$ -функциям физическую интерпретацию, объясняющую с позиций квантовой физики возможность проявления ПЭ в металле проводника из-за продольных квантованных осциллирующих колебаний в нем с круговой частотой ω_{ez} его продольно дрейфующих свободных электронов.

Основные волновые уравнения и расчетные соотношения для дрейфующих электронов проводника. Для рассматриваемой квантовомеханической задачи временное двумерное уравнение Шредингера, определяющее волновые радиально-продольные распределения дрейфующих и осциллирующих с круговой частотой ω_{ez} в продольном силовом поле с потенциальной энергией $U(z)$ нерелятивистских свободных электронов в металле рассматриваемого проводника с переменным аксиальным электрическим током $i_{\text{пр}}(t)$, принимает следующий вид [4, 11]:

$$i \frac{\hbar}{2\pi} \cdot \frac{\partial \psi(r, z, t)}{\partial t} = - \frac{\hbar^2}{8\pi^2 m_e} \Delta \psi(r, z, t) + U(z) \cdot \psi(r, z, t), \quad (1)$$

где $\psi(r, z, t)$ – двумерная волновая пси-функция, описывающая во времени t радиально-продольные распределения дрейфующих свободных электронов в металлической структуре проводника; Δ – оператор Лапласа; $\hbar = 6,626 \cdot 10^{-34} \text{ Дж} \cdot \text{с}$ – постоянная Планка; $i = \sqrt{-1}$ – мнимая единица.

При решении линейного однородного дифференциального уравнения (1) воспользуемся известным методом разделения переменных [12]. Решение уравнения (1) тогда можно представить в таком обобщенном виде:

$$\psi(r, z, t) = \varphi(r) \cdot \eta(z) \cdot q(t), \quad (2)$$

где $\varphi(r)$, $\eta(z)$, и $q(t)$ – соответственно радиальная, про-

дольная и временная волновые функции.

После подстановки (2) в уравнение (1), деления его левой и правой частей на величину $\varphi(r) \cdot \eta(z) \cdot q(t)$ и раскрытия лапласиана в цилиндрических координатах получаем следующие три обыкновенных дифференциальных уравнения, приближенно описывающих пространственно-временное поведение свободного электрона в металле исследуемого проводника:

$$\frac{dq(t)}{dt} + i \frac{2\pi W_e}{h} q(t) = 0; \quad (3)$$

$$\frac{d^2\varphi(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d\varphi(r)}{dr} + \frac{8\pi^2 m_e W_{er}}{h^2} \varphi(r) = 0; \quad (4)$$

$$\frac{d^2\eta(z)}{dz^2} + \frac{8\pi^2 m_e}{h^2} (W_{ez} - \frac{m_e \omega_{ez}^2}{2} z^2) \cdot \eta(z) = 0, \quad (5)$$

где $W_e = (W_{er} + W_{ez})$ – полная энергия свободного электрона (сверх энергии Ферми W_F), состоящая из энергии его радиального W_{er} и продольного W_{ez} движений в металлической структуре проводника с переменным током проводимости.

Видно, что уравнение (3) описывает временную $q(t)$, уравнение (4) – радиальную $\varphi(r)$, а уравнение (5) – продольную $\eta(z)$ составляющие искомой волновой $\psi(r, z, t)$ -функции, удовлетворяющей исходному волновому уравнению Шредингера (1). При этом рассматриваемые пси-функции $\psi(r, z, t)$ как решения волнового уравнения (1) в соответствии с принятой в квантовой физике терминологией будем называть собственными волновыми функциями [3, 11]. Причем, последние функции согласно уравнениям (1), (3) – (5) могут существовать лишь при определенных дискретных значениях величин W_e , W_{er} и W_{ez} , то есть при некоторых значениях W_{en} , W_{ern} и W_{ezn} , называемых собственными квантованными значениями энергий свободного электрона, для которых $n = k + 1 = 1, 2, 3, \dots$ – целое квантовое число. Данным квантованным значениям энергий свободного электрона $W_{en} = (W_{ern} + W_{ezn})$, W_{ern} и W_{ezn} в (3) – (5) будут соответствовать собственные квантованные волновые функции $\psi_n(r, z, t) = \varphi_n(r) \cdot \eta_n(z) \cdot q_n(t)$, являющиеся частными решениями двумерного волнового уравнения Шредингера (1).

1. Волновое радиальное распределение свободных электронов в проводнике. Остановимся вначале на решении уравнения (4) применительно к квантованным волновым функциям $\varphi_n(r)$, для которого в соответствии с принятыми допущениями будут справедливы следующие приближенные граничные условия:

$$\varphi_n(0) = 0; \quad (6)$$

$$\varphi_n(r_{np}) = 0. \quad (7)$$

Условия (6) и (7) отражают то ограничение, что потенциальная энергетическая яма рассматриваемого проводника с идеально отражающими носители элементарного электричества стенками характеризуется потенциальным барьером бесконечной величины, преодолеть который свободный электрон не в состоянии. В [7] автором было показано, что решение одномерного стационарного уравнения Шредингера (4), являющегося одновременно и уравнением Бесселя [12], с граничными условиями (6) и (7) для квантованной волновой функции $\varphi_n(r)$ может быть записано в следующем приближенном виде:

$$\varphi_n(r) = 2A_\varphi [1/(\pi k_n r)]^{0,5} \cdot \sin(k_n r), \quad (8)$$

где $k_n = 2\pi(2m_e W_{ern})^{0,5}/h$ – квантованное волновое число [1]; A_φ – произвольная постоянная интегрирования.

При нахождении в (8) постоянной A_φ с учетом одномерного для уравнения (4) характера движения свободного электрона используем следующее условие нормировки для собственной квантованной волновой функции $\varphi_n(r)$ [8]:

$$2\pi \int_0^{r_{np}} |\varphi_n(r)|^2 r dr = 1, \quad (9)$$

где $|\varphi_n(r)|$ – модуль квантованной волновой функции $\varphi_n(r)$, равный согласно выражению (8) величине $2A_\varphi [1/(\pi k_n r)]^{0,5} \cdot \sin(k_n r)$

Из (9) после интегрирования для постоянной A_φ находим:

$$A_\varphi = 0,5 \cdot [k_n / r_{np}]^{0,5}. \quad (10)$$

Тогда с учетом (10) решение стационарного уравнения Шредингера (4) совместно с граничными условиями (6) и (7) в окончательном виде можно представить в виде:

$$\varphi_n(r) = [1/(\pi r_{np} r)]^{0,5} \cdot \sin(k_n r). \quad (11)$$

Используя (7) и (11), запишем расчетное соотношение, имеющее важную значимость для физической трактовки решения стационарного уравнения Шредингера (4), а также отыскания для вырожденного электронного газа металла проводника значений волнового числа k_n и квантованных значений радиальной составляющей полной энергии свободных электронов W_{ern} :

$$[1/(\pi r_{np}^2)]^{0,5} \cdot \sin(k_n r_{np}) = 0. \quad (12)$$

Из (12) следует, что квантованное волновое число k_n , определяемое целым квантовым числом $n = 1, 2, 3, \dots$ может принимать только ряд дискретных значений, соответствующих следующему условию:

$$k_n = n\pi / r_{np}. \quad (13)$$

Тогда с учетом (13) из (8) для собственных квантованных значений радиальной составляющей полной энергии свободного электрона W_{ern} в металле проводника, образующих его "радиальный" энергетический спектр, имеем:

$$W_{ern} = n^2 h^2 / (8m_e r_{np}^2). \quad (14)$$

На рис. 2 в безразмерном виде приведены согласно полученным выражениям (11) и (13) графические зависимости для волновой радиальной функции вида: $\varphi_n^*(r^*) = \varphi_n(r^*) \cdot (\pi r_{np}^2)^{0,5} = (r^*)^{-0,5} \cdot \sin(n\pi r^*)$, где $r^* = r / r_{np}$

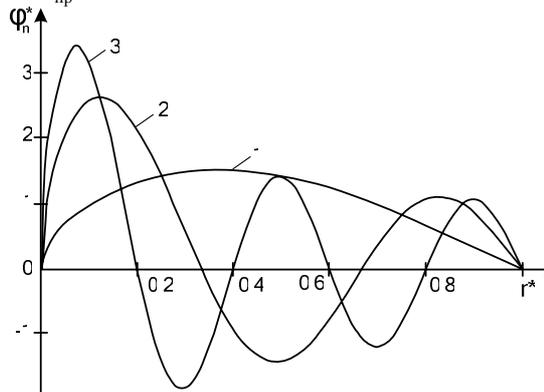


Рис. 2

На рис.3 представлены зависимости, иллюстрирующие в соответствии с данными рис. 2 радиальное распределение безразмерной плотности вероятности $|\varphi_n^*(r^*)|^2$ для электронов в исследуемом круглом металлическом проводнике. Для кривых 1 на рис. 2 и 3 – $n = 1$, кривых 2 – $n = 3$ и кривых 3 – $n = 5$. Из данных рис. 2 и 3 видно, что при характерном для их кривых увеличении квантового числа n с 1 до 5 происходит заметное возрастание значений волновой функции $\varphi_n(r^*)$ [7] и определяемой ею плотности вероятности $\rho_{wm} = |\varphi_n^*(r^*)|^2$ нахождения электронов в радиальных слоях металла проводника, приводящих к вероятностной локализации дрейфующих свободных электронов преимущественно в центральной области поперечного сечения S_{np} сплошного цилиндрического проводника. При этом значения ρ_{wm} будут максимальны там, где в соответствии с (11) максимальны квадраты модуля волновой функции $\varphi_n(r^*)$.

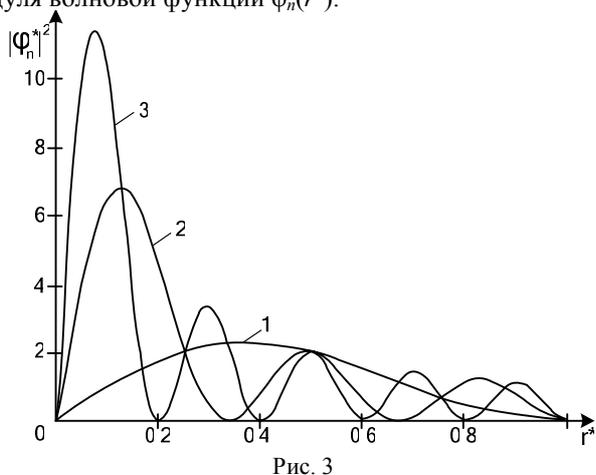


Рис. 3

При этом важно отметить то, что на такую возможность концентрации продольно дрейфующих свободных электронов в проводящей плазменной среде круглого цилиндрического канала сильноточного воздушного искрового разряда с аксиальным аperiodическим импульсом тока указывают расчетно-экспериментальные результаты для изолиний плотности свободных электронов вдоль и поперек такого токового канала, приведенные в [13]. Заметим, что найденные согласно (14) значения энергии W_{erm} соответствуют квантованию энергетических уровней свободного электрона при его чисто волновом радиальном распределении (без учета влияния частоты его осцилляций ω_{ez} в цилиндрическом металлическом проводнике с аксиальным током $i_{np}(t)$, ранее описанном автором в [7]. Для решаемой задачи квантованные значения радиальной круговой частоты ω_{ern} , радиальной скорости v_{ern} и длины радиальной электронной волны λ_{ern} для радиально перемещающегося в плоскости поперечного сечения S_{np} цилиндрического проводника и продольно дрейфующего осциллирующего электрона будут определены ниже после нахождения квантованных значений продольной составляющей полной энергии электрона W_{ezn} .

2. Волновое продольное распределение свободных электронов в проводнике. В исследуемом случае одномерное стационарное уравнение Шредингера (5), описывающее квантовые свойства линейного гармонического электронного осциллятора в металле цилиндрического проводника с переменным аксиальным

током $i_{np}(t)$ круговой частоты ω_{ez} , требуется дополнить следующими граничными условиями:

$$\eta_n(0, 5l_{np}) = 0; \quad (15)$$

$$\eta_n(-0, 5l_{np}) = 0. \quad (16)$$

Решение волнового уравнения Шредингера (5) с граничными условиями (15) и (16) для собственной квантованной волновой функции $\eta_n(z)$ в отличие от классических решений для линейного гармонического осциллятора из области теоретической физики [14], не учитывающих прикладные электротехнические особенности радиально-продольного распределения переменного электрического тока проводимости $i_{np}(t)$ круговой частоты ω_{ez} в металле цилиндрического проводника, может быть представлено в следующем модифицированном виде [3, 10]:

$$\eta_n(\xi) = \frac{(2\pi m_e \omega_{ez} / h)^{0,25}}{[2^{n-1}(n-1)!(\pi)^{0,5}]^{0,5}} \exp(-0,5\xi^2) \cdot H_{n-1}(\xi), \quad (17)$$

где $\xi = z \cdot (2\pi m_e \omega_{ez} / h)^{0,5}$ – безразмерная продольная координата для круглого поперечного сечения S_{np} металлического проводника при $-0,5l_{np} \leq z \leq 0,5l_{np}$ (для многих электротехнических задач $0 \leq \xi \leq 10$);

$$H_{n-1}(\xi) = (-1)^{n-1} \exp(\xi^2) \frac{d^{n-1}[\exp(-\xi^2)]}{d\xi^{n-1}} - \text{полином}$$

Чебышева-Эрмита $(n-1)$ -го порядка [15, 16]; $n = k + 1 = 1, 2, 3, \dots$ – целое квантовое число; $k = 0, 1, 2, \dots$ – квантовое число для линейного электронного осциллятора [10].

С учетом (5) и (17) собственные квантованные значения продольной составляющей полной энергии W_{ezn} аксиально осциллирующего с круговой частотой ω_{ez} свободного электрона и регулярно пересекающего в кристаллической решетке металла цилиндрического проводника плоскость его круглого поперечного сечения S_{np} , образующие его "продольный" энергетический спектр, могут быть рассчитаны по следующей формуле [3, 10]:

$$W_{ezn} = \frac{h\omega_{ez}}{2\pi} (n - 0,5). \quad (18)$$

На рис. 4 в безразмерном виде приведены кривые, характеризующие согласно (17) в рассматриваемом металлическом проводнике при нечетных значениях квантового числа $n = 1, 3, 5$ продольные распределения найденной нами волновой функции вида:

$$\eta_n^*(\xi) = \eta_{n0}^*(\xi) = [2^{n-1}(n-1)!(\pi)^{0,5}]^{0,5} \cdot \exp(-0,5\xi^2) \times H_{n-1}(\xi). \text{ Для кривой 1 на рис. 4 квантовое число } n = 1, \text{ для кривой 2 - } n = 3, \text{ а для кривой 3 - } n = 5.$$

Видно, что при $\xi \geq 4$ рассматриваемые безразмерные волновые функции $\eta_{n0}^*(\xi) = \eta_n^*(\xi) \cdot (2\pi m_e \omega_{ez} / h)^{-0,25}$ практически затухают. Поэтому и вероятность обнаружения в металле цилиндрического проводника осциллирующих с круговой частотой ω_{ez} элементарных носителей электричества при $\xi \geq 4$, относительно выбранной нами продольной координаты $z = 0$ для его поперечного сечения S_{np} (см. рис. 1), для $n = 1, 3, 5$ будет минимальной.

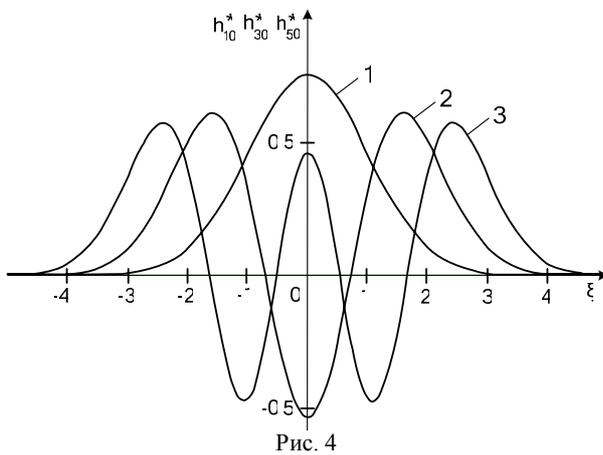


Рис. 4

Определенный научный интерес для выяснения первопричин проявления в исследуемом проводнике ПЭ представляют зависимости волновой функции $\eta_n(\xi)$ по (17) непосредственно от круговой частоты ω_{ez} продольных колебаний дрейфующих свободных электронов. С этой целью преобразуем безразмерный параметр ξ к виду: $\xi = z_0^* (2\pi l_{np}^2 \omega_{ez}^* / r_{np}^2)^{0,5}$, где $z_0^* = z / l_{np}$, а $\omega_{ez}^* = \omega_{ez} m_e r_{np}^2 / h$. При этом в (17) волновая функция $\eta_n(\xi)$ преобразуется в волновую функцию вида $\eta_n(\omega_{ez}^*) = \eta_n^*(\omega_{ez}^*) \cdot (r_{np})^{-0,5}$.

На рис. 5 представлены графические зависимости для безразмерной волновой функции $\eta_n^*(\omega_{ez}^*)$ при нечетных значениях квантового числа n , равных 1 (кривая 1), 3 (кривая 2) и 5 (кривая 3) и следующих численных значениях параметров проводника: $z_0^* = 0,1$; $l_{np} / r_{np} = 10$. Из кривых 1-3 на рис. 5 следует, что при $\omega_{ez}^* \geq 3$ рассматриваемые волновые функции $\eta_n(\omega_{ez}^*)$ в поперечном сечении S_{np} круглого металлического проводника для указанных его геометрических соотношений z/l_{np} и l_{np}/r_{np} асимптотически приближаются к своим нулевым значениям. Это может говорить о том, что при таких безразмерных круговых частотах ω_{ez}^* переменного электрического тока $i_{np}(t)$ в рассматриваемом проводнике и дискретных значениях квантового числа n плотность вероятности $\rho_{wzn} = |\eta_n(\omega_{ez}^*)|^2$ нахождения дрейфующих электронов в плоскости поперечного сечения S_{np} исследуемого проводника будет минимально возможной и приближающейся к нулю.

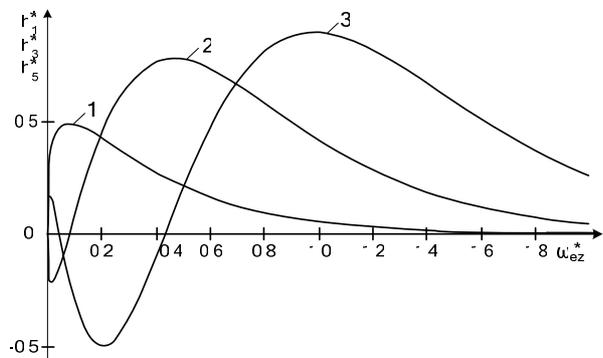


Рис. 5

Причем, требуется подчеркнуть, что такие значения величины ρ_{wzn} будут наблюдаться как для центральной, так и периферийной частей данного сечения проводника. Эти приближенные расчетные ре-

зультаты указывают на принципиальную возможность "ухода" свободных электронов из занимаемой ими потенциальной энергетической ямы кристаллической структуры металла цилиндрического проводника при воздействии на них с его краев переменного электрического напряжения с круговой частотой ω_{ez} .

3. Волновое временное распределение свободных электронов в проводнике. Принимая во внимание (14) и (18), для собственных значений квантованной полной энергии дрейфующего свободного электрона W_{en} , образующих его "интегральный" энергетический спектр, в рассматриваемом проводнике находим:

$$W_{en} = n^2 h^2 (8m_e r_{np}^2)^{-1} + 0,5 h \omega_{ez} (\pi)^{-1} (n - 0,5). \quad (19)$$

Учитывая (1) и (19), квантованное решение уравнения (3) во временной области для собственной волновой функции $q_n(t)$ запишем тогда в виде [7]:

$$q_n(t) = \exp(-i \omega_{ern} t), \quad (20)$$

где $\omega_{ern} = 2\pi W_{en} / h$ – квантованная радиальная круговая частота изменения электронной волны в поперечном сечении S_{np} металлического проводника с переменным током $i_{np}(t)$ круговой частоты ω_{ez} .

Из (19) и (20) для квантованной величины ω_{ern} , определяющей собственную волновую временную функцию $q_n(t)$, получаем:

$$\omega_{ern} = n^2 \pi h (4m_e r_{np}^2)^{-1} + \omega_{ez} (n - 0,5). \quad (21)$$

Исходя из (19) и того, что для квантованной длины радиальной электронной волны λ_{ern} в плоскости поперечного сечения S_{np} исследуемого проводника справедливо соотношение [4]

$$\lambda_{ern} = h / (2m_e W_{en})^{0,5}, \quad (22)$$

выражение для величины λ_{ern} в рассматриваемом случае может быть записано в следующем виде:

$$\lambda_{ern} = [n^2 (4r_{np}^2)^{-1} + m_e \omega_{ez} (\pi h)^{-1} (n - 0,5)]^{0,5}. \quad (23)$$

Так как в соответствии с формулой де Бройля $\lambda_{ern} = h / (m_e v_{ern})$ [4], где v_{ern} – квантованная радиальная скорость свободного электрона в плоскости круглого поперечного сечения S_{np} металлического проводника, то с учетом (23) для искомой величины скорости v_{ern} получаем:

$$v_{ern} = [n^2 h^2 (4m_e^2 r_{np}^2)^{-1} + h \omega_{ez} (\pi m_e)^{-1} (n - 0,5)]^{0,5}. \quad (24)$$

Из полученных выше результатов для волновых радиальных параметров свободных электронов следует, что с ростом значений круговой частоты их продольных осцилляций ω_{ez} происходит соответствующее возрастание значений квантованных величин ω_{ern} , v_{ern} и уменьшение λ_{ern} . Увеличение радиальной скорости v_{ern} свободных электронов указывает при этом на их вероятную возможность приближения к наружной цилиндрической поверхности металлического проводника. При $\omega_{ez} = 0$ выражения (19), (21), (23) и (24) переходят в соответствующие известные соотношения для квантованных величин W_{en} , ω_{ern} , λ_{ern} и v_{ern} , характерных для одномерного радиального распределения продольно дрейфующих свободных электронов в рассматриваемом проводнике [7].

4. Волновое пространственно-временное распределение свободных электронов в проводнике. В результате на основании (2), (11), (17) и (20) для собственных квантованных двумерных волновых $\Psi_n(r, z, t)$ -функций, определяющих в принятом здесь

приближении согласно (1) временную радиально-продольную эволюцию дрейфующих свободных электронов в круглом цилиндрическом металлическом проводнике конечных размеров с переменным аксиальным электрическим током проводимости $i_{np}(t)$ круговой частоты ω_{ez} , получаем:

$$\begin{aligned} \psi_n(r, z, t) = & \left[1 / (\pi r_{np} r) \right]^{0,5} \cdot \sin(k_n r) \times \\ & \times \frac{(2\pi m_e \omega_{ez} / h)^{0,25}}{\left[2^{n-1} (n-1)! (\pi)^{0,5} \right]^{0,5}} \exp(-0,5 \xi^2) \cdot H_{n-1}(\xi) \times \\ & \times \exp(-i \omega_{ern} t). \end{aligned} \quad (25)$$

Проанализируем полученное достаточно сложное аналитическое решение (25) поставленной квантовомеханической задачи для наиболее простого случая, когда $\xi = 0$ и $\exp(-i \omega_{ern} t) = 1$, то есть для продольной координаты $z = 0$ и начального момента времени $t = 0$. После соответствующих преобразований в (25) представим для рассматриваемого случая данное решение волнового уравнения Шредингера (1) в следующем безразмерном виде:

$$\psi_n^*(r^*, z^*, 0) = \varphi_n^*(r^*) \cdot \eta_n^*(\xi), \quad (26)$$

где $\psi_n^*(r^*, z^*, 0) = \psi_n(r^*, z^*, 0) \cdot (\pi r_{np}^2)^{0,5} (2\pi m_e \omega_{ez} / h)^{-0,25}$;
 $\varphi_n^*(r^*) = (r^*)^{-0,5} \sin(n\pi r^*)$; $\varphi_n^*(r^*) = \varphi_n(r^*) \cdot (\pi r_{np}^2)^{0,5}$;
 $r^* = r / r_{np}$; $z^* = z \cdot (2\pi m_e \omega_{ez} / h)^{0,5} = \xi$;
 $\eta_n^*(\xi) = \left[2^{n-1} (n-1)! (\pi)^{0,5} \right]^{-0,5} \cdot \exp(-0,5 \xi^2) \cdot H_{n-1}(\xi)$;
 $\eta_n^*(\xi) = \eta_n(\xi) \cdot (2\pi m_e \omega_{ez} / h)^{-0,25}$.

На рис. 6 показаны графики изменения вдоль безразмерного радиуса r^* круглого металлического проводника с переменным электрическим током проводимости $i_{np}(t)$ нормированной волновой функции $\psi_n^*(r^*, 0, 0)$ для ее первых трех нечетных мод.

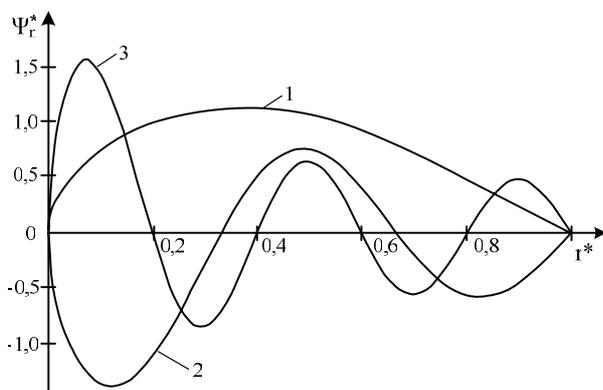


Рис. 6

Кривая 1 на рис. 6 соответствует квантовому числу $n = 1$, кривая 2 – $n = 3$, а кривая 3 – $n = 5$. Видно, что по сравнению с кривыми на рис. 2, описывающими для $n = 1, 3$ и 5 радиальные распределения квантованной нормированной волновой функции $\varphi_n^*(r^*)$, указанные моды $\psi_n^*(r^*, 0, 0)$ –функции из-за влияния квантованной волновой функции $\eta_n(0)$, вызванной продольными осциллирующими колебаниями свободных электронов с круговой частотой ω_{ez} , претерпевают сильные изменения как по своей амплитуде, так и по фазе. Причем, для $n = 5$ (см. кривые 3 на рис. 2 и 6) первая амплитуда волновой функции

$\psi_n^*(r^*, 0, 0)$ составляет при прочих равных условиях для электронов лишь около половины соответствующей амплитуды для волновой функции $\varphi_n(r^*)$. Такие изменения для безразмерной пси-функции $\psi_n^*(r^*, 0, 0)$ приводят к еще большим изменениям для плотности вероятности $\rho_{wn} = |\psi_n^*(r^*, 0, 0)|^2$ нахождения дрейфующих свободных электронов в центральной области круглого поперечного сечения S_{np} цилиндрического металлического проводника, приведенной на рис. 7.

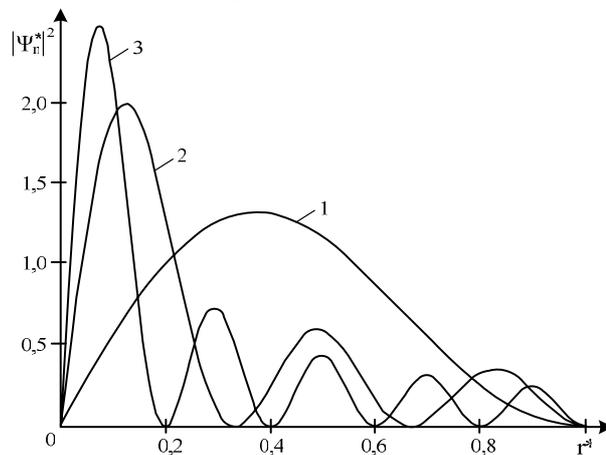


Рис. 7

Кривая 1 на рис. 7 построена для $n = 1$, кривая 2 – для $n = 3$, а кривая 3 – для $n = 5$. Из данных рис. 7 видно, что для пятой моды ($n = 5$) безразмерной волновой функции $\psi_n^*(r^*, 0, 0)$ первая амплитуда плотности вероятности ρ_{wn} обнаружения в поперечном сечении рассматриваемого проводника свободных электронов согласно кривой 3 по сравнению с аналогичной амплитудой для плотности вероятности ρ_{wm} (кривая 3 на рис. 3) уменьшается более чем в 4,5 раза.

Кроме того, из кривых 1-3 на рис. 7 следует, что при учете продольных колебаний дрейфующих электронов с круговой частотой ω_{ez} и соответственно квантованной энергии W_{ezn} согласно (18) электронных осцилляторов металла проводника происходит выравнивание между максимальными значениями амплитуд величин ρ_{wn} для рассматриваемых мод волновой функции $\psi_n^*(r^*, 0, 0)$. Это может свидетельствовать о том, что при вынужденных продольных осцилляциях в металле проводника свободных электронов с круговой частотой ω_{ez} вероятность их нахождения в центральной области круглого поперечного сечения S_{np} проводника цилиндрической формы существенно уменьшается. А раз так, то наиболее вероятным их местонахождением становится область круглого поперечного сечения S_{np} , примыкающая к наружной цилиндрической поверхности металлического проводника. Это приводит к возрастанию для данной радиальной области цилиндрического проводника объемной плотности n_{er} дрейфующих свободных электронов и соответственно к увеличению в ней плотности аксиального тока $\delta_{np}(t)$. Можно заключить, что продольные гармонические колебания дрейфующих свободных электронов, являющихся квантовыми электронными осцилляторами, могут из-за трансформации за их (колебаний) счет волновых функций электронов приводить к существенному радиальному перераспределению данных элементарных носителей

электричества по поперечному сечению рассматриваемого проводника. В результате такого вероятностного внутреннего радиального перераспределения продольно дрейфующих свободных электронов, вызванного влиянием на них продольного переменного электрического поля напряженностью $E_z(t)$ с круговой частотой его изменения ω_{ez} , их плотность n_{er} становится неравномерной по радиусу r круглого цилиндрического металлического проводника, что и вызывает проявление в нем классического скин-эффекта.

Выводы. 1. Полученное аналитическое решение временного двумерного волнового уравнения Шредингера для нерелятивистских продольно дрейфующих свободных электронов круглого цилиндрического металлического проводника с переменным аксиальным электрическим током проводимости $i_{пр}(t)$ позволило в приближенном виде исследовать влияние круговой частоты изменения ω_{ez} приложенного к его краям переменного электрического напряжения $U_z(t)$ на волновые радиально-продольные распределения в однородном металле круглого цилиндрического проводника отрицательно заряженных квантовых носителей элементарного электричества.

2. Установлено, что продольные колебания линейных гармонических квантовых электронных осцилляторов с круговой частотой ω_{ez} существенно влияют на временные, радиальные и продольные распределения в металле цилиндрического проводника полученных квантованных волновых функций, описывающих пространственно-временную эволюцию в исследуемом проводнике продольно дрейфующих свободных электронов. Показано, что изменения в этих распределениях квантованных волновых $\Psi_n(r, z, t)$ -функций и в квантованных значениях радиальной W_{er} и продольной W_{ez} составляющих полной энергии (энергетических спектрах) свободных электронов, обусловленные процессом их осциллирующего движения и квантования в продольном переменном электрическом поле круговой частоты ω_{ez} , могут приводить к их внутреннему радиальному перераспределению по круглому поперечному сечению металлического проводника. Последнее может вызывать неравномерное по текущему радиусу r металлического проводника распределение объемной плотности n_{er} продольно дрейфующих осциллирующих свободных электронов и соответственно неравномерное в нем радиальное распределение плотности $\delta_{пр}(t)$ переменного аксиального электрического тока проводимости. Это может и приводить к проявлению в металлическом проводнике цилиндрической конфигурации классического ПЭ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баранов М.И. Новые физические подходы и механизмы при изучении процессов формирования и распределения электрического тока проводимости в проводнике // Технічна електродинаміка. – 2007. – № 1. – С. 13-19.
2. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Электродинамика сплошных сред. – М.: Изд-во ФМЛ, 1959. – 532 с.

3. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. – М.: Наука, 1990. – 624 с.
4. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский. – Киев: Наукова думка, 1989. – 864 с.
5. Фоменко В.С. Эмиссионные свойства материалов. Справочник. – Киев: Наукова думка, 1981. – 339 с.
6. Баранов М.И. Волновое распределение свободных электронов в проводнике с электрическим током проводимости // Электротехника. – 2005. – № 7. – С. 25-33.
7. Баранов М.И. Волновое радиальное распределение свободных электронов в цилиндрическом проводнике с переменным электрическим током // Технічна електродинаміка. – 2009. – № 1. – С. 6-11.
8. Баранов М.И. Волновой электронный пакет проводника с электрическим током проводимости // Електротехніка і електромеханіка. – 2006. – № 3. – С. 49-53.
9. Баранов М.И. Квантовомеханический подход при расчете температуры нагрева проводника электрическим током проводимости // Технічна електродинаміка. – 2007. – №5. – С. 14-19.
10. Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники / Под ред. Б.Х. Кривицкого, В.Н. Дулина. Том 1. – М.: Энергия, 1977. – 504 с.
11. Солимар Л., Уолш Д. Лекции по электрическим свойствам материалов / Пер. с англ. под ред. С.И. Баскакова. – М.: Мир, 1991. – 504 с.
12. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1974. – 832 с.
13. Ивановский А.В., Спириков Г.М., Дудай П.В. и др. Стенд для исследования механизмов пробоя изоляционных промежутков короткими импульсами напряжения // Приборы и техника эксперимента. – 2003. – № 4. – С. 69-77.
14. Морс Ф.М., Фешбах Г. Методы теоретической физики / Пер. с англ. под ред. С.П. Аллилуева и др. Том 2. – М.: Изд-во ИЛ, 1960. – 886 с.
15. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров / Пер. с франц. под ред. К.С. Шифрина. – М.: Наука, 1965. – 780 с.
16. Янке Е., Эмде Ф., Лёш Ф. Специальные функции. Формулы, графики, таблицы. – М.: Наука, 1977. – 344 с.

Поступила 19.10.2009

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

Baranov M.I.

Quantum-physical nature of skin effect in a metallic conductor under alternating electric conduction current.

On the basis of fundamentals of quantum physics, an approximate theoretical justification for a hypothesis about quantum-mechanical nature of skin effect in a round cylindrical metallic conductor under alternating electric conduction current is given. It is shown that a probabilistic radial variation of longitudinally oscillating drifting free electron density in the conductor microstructure may cause the skin effect.

Key words – metallic conductor, alternating electric current, skin effect, quantum-mechanical nature of the phenomenon.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПРИТЯЖЕНИЯ ТОНКОСТЕННЫХ ЛИСТОВЫХ МЕТАЛЛОВ

В рамках статті проведений аналіз існуючих рішень, представлених в сучасній науковій періодиці, по реставрації деформованих листових металів. Сформульована конструктивна пропозиція конкретного пристрою для магнітно-імпульсного тяжіння. Експериментальна апробація запропонованого технічного рішення по деформації листових металів, показала його практичну дієздатність..

В рамках статьи проведен анализ существующих решений, освещённых в современной научной периодике, по реставрации деформированных листовых металлов. Сформулировано конструктивное предложение конкретного устройства для магнитно-импульсного притяжения. Экспериментальная апробация предложенного технического решения по деформированию листовых металлов, показала его практическую дееспособность.

ВВЕДЕНИЕ

Постановка проблемы.

Современное состояние технического развития общества предполагает переход к новым, соответствующим данному этапу развития, технологическим операциям. Выполнение данных операций, устоявшимися и известными техническими методами, уже не представляется возможным. Это находит своё отражение в тех отраслях промышленности, например, автомобильной и авиационной, где необходима деформация металлических изделий, для придания им соответствующей формы и реставрация деформированных металлических элементов до первоначального состояния. В связи с этим, в последнее время, все больше внимания уделяется вопросам магнитно-импульсной обработки металла [1-3].

Разработки инструментов для магнитно-импульсного притяжения листовых металлов инициированы производственными операциями по реставрации кузовных покрытий легковых автомобилей и корпусов самолётов. Здесь речь идёт о восстановлении поврежденных металлических поверхностей, т.е. производится удаление вмятин, появившихся по тем или иным причинам в процессе эксплуатации. Причём, как показывает опыт, наибольший интерес вызывает возможность применения, так называемой, внешней рихтовки без разборки корпуса и нарушения существующего лакокрасочного покрытия [4].

Анализ основных достижений и публикаций.

Фирмой Beulentechnik AG (Швейцария) [4] предложены механические способы внешней рихтовки вмятин в автомобильных кузовах (рис. 1.) Однако их практическое осуществление требует очень высокой квалификации исполнителя и не обладает достаточной надёжностью с точки зрения сохранности ремонтируемого элемента. Наиболее реальными для практики представляются разработки магнитно-импульсных комплексов для внешней рихтовки корпусов самолётов, проводимые на протяжении последних 35-40 лет фирмами Boeing и Electroimpact (США) [5]. Физическая сущность предложенный сводится к суперпозиции "медленного" и "быстрого" магнитных полей.

Для практической реализации данного предложения необходимы два источника электромагнитной энергии, достаточно сложные высоковольтные системы управления и синхронизации генерируемых токовых импульсов. Эти факты существенно снижают надёжность работы комплекса для устранения вмятин в целом и значительно увеличивают его стоимость.

Задача о притяжении листовых металлов с помощью силового воздействия со стороны электромагнитных полей может быть решена также и с использова-

нием самых разнообразных технических решений, выдвинутых в разное время разными авторами и отличных от вышеупомянутых предложений фирм "Boeing" и "Electroimpact" (США). К таковым, например, можно отнести различные вариации способа, описанного в монографии [6] и заключающегося в создании медленно нарастающего магнитного поля, резко прерываемого при достижении заданного уровня его напряжённости. При этом в обрабатываемой заготовке наводятся вихревые токи, экранирующие внутреннее поле и препятствующее его уменьшению вне её. Направление индуцированных токов таково, что возникающие электродинамические усилия притягивают заготовку к индуктору, вызывая её деформирование.



Рис. 1. Инструменты для рихтовки вмятин в автомобильных кузовах фирмы Beulentechnik AG

Принципиальная действенность индукционных индукторных систем, основанных на взаимном притяжении проводников с одинаково направленными токами, проиллюстрирована в научных публикациях [7-9]. Практической апробации подвергалась одновитковая цилиндрическая конструкция с двумя одинаковыми листовыми металлами, один из которых играл роль дополнительного вспомогательного экрана и жёстко закреплялся на диэлектрическом основании. Второй лист представлял собой заготовку, подлежащую деформированию. Оба листовых металла располагались симметрично по обе стороны витка индуктора. Источник мощности – магнитно-импульсная установка МИУ-10, с запасаемой энергией 10 кДж. Рабочая частота составляла ~3.5 кГц. Под действием сил притяжения заготовка деформировалась по форме внутреннего окна индуктора. Проведенные эксперименты ограничились лишь вытягиванием заданных участков до образования выпуклостей на её поверхности. Их результаты показаны на рис. 2.

Устранение полученных деформаций притяжением в данной конструкции индукционной индукторной системы оказалось малоэффективным. Основная причина – ослабление электродинамического взаимодействия токов экрана и заготовки вследствие увеличения расстояния между ними.

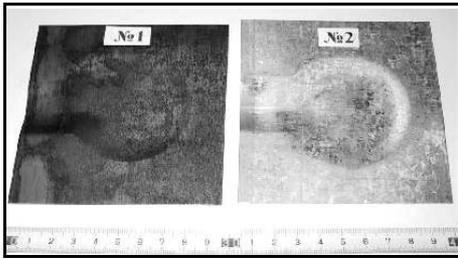


Рис. 2 Образцы стальных листов, деформированные притяжением заданных участков: № 1 – электротехническая сталь, № 2 – оцинкованное железо

Из проведенного анализа следует, что проблема магнитно-импульсной рихтовки является актуальной, но пути её решения только начинают развиваться. А это, в свою очередь, открывает массу возможностей для их создания, модернизации и усовершенствования.

Цель настоящей работы – экспериментальные исследования и практическая апробация теоретически обоснованных предложений в области магнитно-импульсного притяжения тонкостенных листовых металлов.

ЭКСПЕРИМЕНТ, РЕЗУЛЬТАТЫ, ОБСУЖДЕНИЕ

Для достижения поставленной цели был исследован целый ряд индукторных систем-инструментов. В ходе проведенного анализа [4], как наиболее эффективная и легко (с технической точки зрения!) исполнимая была выбрана цилиндрическая индукторная система, схематическое изображение которой представлено на рис. 3. Такая конструкция индукторной системы была изготовлена. Её основные элементы представлены на рис. 4 и рис. 5.

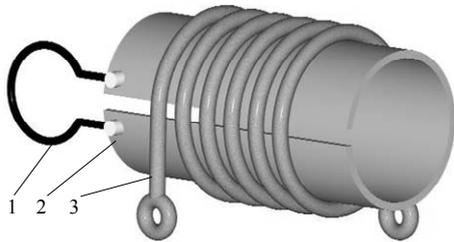


Рис. 3 Схематическое решение цилиндрической индукторной системы: 1 – одновитковый индуктор; 2 – вторичная обмотка; 3 – первичная обмотка

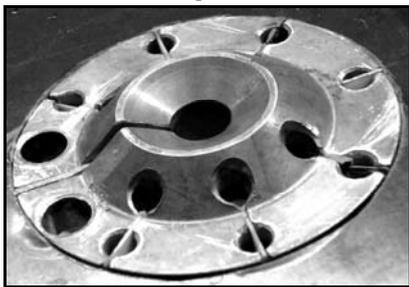


Рис. 4 Индуктор

В качестве основного исполнительного элемента магнитно-импульсного воздействия взят цилиндрический индуктор конического профиля (рис. 4), описанный в работе [3].

В качестве источника мощности использовалась магнитно-импульсная установка МИУС-2, разработанная в лаборатории электромагнитных технологий на кафедре автомобильной электроники ХНАДУ. Внешний вид установки МИУС-2 представлен на рис. 6.



Рис. 5 Цилиндрическая индукторная система

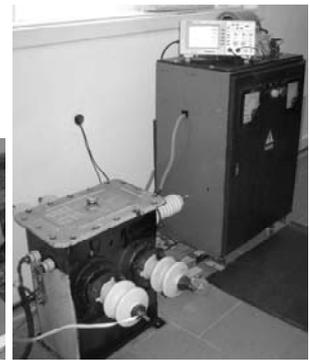


Рис. 6 Установка МИУС-2

Магнитно-импульсная установка МИУС-2 обладает следующими техническими характеристиками:

- работа от сети ~220В;
- зарядное напряжение до 2 кВ, запасаемая энергия до 2кДж;
- собственная частота в импульсе ~10 кГц, в комплекте с согласующими устройствами ~1-2 кГц;
- частота повторения разрядных импульсов до ~10 Гц.

Для проведения эксперимента были взяты образцы обшивки кузова автомобиля фирмы "Субару" толщиной ~1 мм. В ходе эксперимента, сначала, с помощью созданной магнитно-импульсной установки были получены деформации (вмятины) на взятых образцах обшивки кузова автомобиля (рис. 7). Потом, эти образцы перевернули так, чтобы центр образовавшейся лунки совпал с центром отверстия конического индуктора, и произвели втягивание уже существующей лунки в поверхность (рис. 8). На представленных рисунках видно, что форма образованной и удаленной вмятины (лунки) соответствует форме и размеру конуса индуктора.



Рис. 7 Образованные вмятины на образце обшивки кузова автомобиля "Субару"



Рис. 8 Удаление вмятины (слева) на образце обшивки кузова автомобиля "Субару"

Отличительная особенность экспериментального оборудования и проведенных экспериментов от ранее полученных результатов состоит в следующем.

- Силовое воздействие на заготовку со стороны индукторной системы носило кумулятивный характер в результате многократного повторения (ранее описанный в научной периодике результат был получен при однократном силовом воздействии).
- Получен результат на цилиндрическом согласующем устройстве – индукторной системе (ранее подобный результат был получен на дисковом согласующем устройстве).

Толщина кузовных элементов современных автомобилей, выполненных из различных сталей и алюминиевых сплавов, как правило, не превышает ~1 мм. Механическая прочность автомобильных кузовов обеспечивается ребрами жёсткости с внутренней стороны, где также располагаются компоненты электрических и электронных сервисных систем, что затрудняет или вообще исключает доступ к поврежденной поверхности изнутри. Поэтому применение магнитно-импульсных технологий для внешнего восстановления поврежденных элементов кузовных конструкций автомобилей является наиболее эффективным, но при этом следует учесть некоторые особенности.

Формовка (рихтовка) корпусных элементов из современных сплавов возможна исключительно при направленном силовом импульсном воздействии, когда металл переходит в, так называемое, состояние "гиперпластичности". Это значит, что относительные деформации обрабатываемых металлических заготовок могут достигать ~200 % [10].

Достичь эффекта "гиперпластичности" листового металла можно либо разовым силовым магнитно-импульсным взаимодействием, (когда энергия одного импульса способна привести к данному явлению), либо серией импульсов (когда силовое магнитное взаимодействие носит кумулятивный характер и энергия, необходимая для явления "гиперпластичности" накапливается от импульса к импульсу).

"Диаграмма растяжения" металла, как качественная иллюстрация процесса многократного силового воздействия, представлена на рис. 9.

Проведенные эксперименты дали позитивные результаты в области притяжения тонкостенных листовых металлов, которые используются в качестве обшивки современных автомобилей. Это говорит о том, что с помощью магнитно-импульсных технологий, реализованных в соответствии с представленными конструктивными особенностями индукторных систем, можно провести **бесконтактную** рихтовку поврежденных элементов, как кузовов автомобилей, так и обшивки корпусов самолетов.

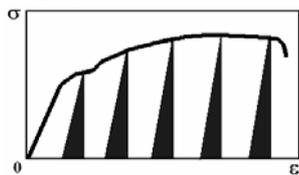


Рис. 9 Диаграмма растяжения металла

ВЫВОДЫ

Из проведенных экспериментов следует, что:

- предложенный вариант индукторной системы может, как создавать деформации в листовом металле, так и устранять их;
- сформулированное и апробированное предложение можно рассматривать как одно из возможных конструктивных решений по исполнению реального рабочего инструмента для бесконтактной рихтовки поврежденных кузовных элементов автомобилей;
- практический вариант индукторной системы должен предусматривать прочностные показатели, необходимые для надёжной эксплуатации в течение заданного рабочего срока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Батыгин Ю.В., Гнатов А.В. Расчет электродинамических усилий в индукционной индукторной системе с ферромагнитным массивным экраном и листовой заготовкой // Электротехника і електроμηχανіка. – 2009. – № 4. – С.56-59.

2. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т., Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Том 1. Изд. второе, переработанное и дополненное под общей ред. д.т.н., проф. Батыгина Ю.В. Х.: Изд. МОСТ-Торнадо, 2003. – 285 с.

3. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Бажинов А.В. Магнитно-импульсные методы и системы для притяжения тонкостенных листовых металлов // Труды международной научно-технической конференции "Магнитно-импульсная обработка металлов. Пути совершенствования и развития". Самара, 18-19 сентября 2007. – С. 3-13.

4. Туренко А.Н. Батыгин Ю.В., Гнатов А.В. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Том 3. Теория и эксперимент притяжения тонкостенных металлов импульсными магнитными полями: Монография – ХНАДУ, 2009. – 240 с.

5. Yu.V. Batygin, V.I. Lavinsky, L.T. Khimenko, Direction Change of the Force Action upon Conductor under Frequency Variation of the Acting magnetic Field. Proceedings of the 1-st International Conference on High Speed Metal Forming. March 31 / April 1, 2004. Dortmund, Germany. P.157-160.

6. Шнеерсон Г.А. Поля и переходные процессы в аппаратуре сверх сильных токов // Л.: – Энергоиздат, 1981. – 200 с.

7. Батыгин Ю. В., Лавинский В. И., Хименко Л. Т., Физические основы возможных направлений развития магнитно-импульсной обработки тонкостенных металлов // Электротехника і електроμηχανіка. – 2004. – № 2. – С. 80-84.

8. Батыгин Ю. В., Бондаренко А. Ю., Чаплыгин Е. А. Электродинамические процессы в цилиндрической индукционной индукторной системе для магнитно-импульсного притяжения листовых заготовок // Авіаційно-космічна техніка і технологія. – 2007. – № 11 (47). – С. 109-117.

9. Батыгин Ю.В., Гнатов А.В., Сериков Г.С. Расчет усилий в индукционной индукторной системе прямоугольной геометрии с ферромагнитным массивным экраном и заготовкой // Электротехника і електроμηχανіка. – 2009. – № 3. – С. 61-64.

10. Дарков А.В., Шпиро Г.С., Сопротивление материалов. М: Изд. "Высшая школа". – 1969. – 730с.

Поступила 05.12.2009

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

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

Говоруценко Сергей Фёдорович,

Смирнов Дмитрий Олегович

Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет

61002, Харьков, ул. Петровского, 25, ХНАДУ,

кафедра "Автомобильная электроника"

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

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

Головащенко Сергей Фёдорович,

Technical Leader

Manufacturing Research Department,

Ford Research & Advanced Engineering

Research and Innovation Center

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

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

e-mail: sgolovas@ford.com

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

Smirnov D.O.

Experimental research into magnetic-pulse attraction of thin-wall sheet metals.

Within the framework of the article, analysis of available solutions for deformed sheet metal restoration described in the current scientific periodicals is conducted. A constructive suggestion about a specific device for magnetic pulse attraction is formulated. Experimental approbation of the introduced engineering solution concerning sheet metal deformation showed its functionality.

Keywords – induction inductor system, massive screen, magnetic field, magnetic-pulse attraction, sheet metals.

ОБОСНОВАНИЕ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛУПРОВОДЯЩИХ ЭКРАНОВ СИЛОВЫХ КАБЕЛЕЙ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ СО СШИТОЙ ИЗОЛЯЦИЕЙ

В силовых кабелях средней та високої напруги застосовують напівпровідні екрани по жилі та ізоляції. Виконано аналіз впливу діелектричної проникності та питомого об'ємного опору напівпровідних композицій на напруженість електричного поля, тангенс кута діелектричних втрат та пропускну спроможність силового кабелю на напругу 110 кВ.

В силовых кабелях среднего и высокого напряжений применяют полупроводящие экраны по жиле и изоляции. Выполнен анализ влияния диэлектрической проницаемости и удельного электрического сопротивления полупроводящих композиций на напряженность электрического поля, тангенс угла диэлектрических потерь и пропускную способность силового кабеля напряжением 110 кВ.

ВВЕДЕНИЕ

В кабелях высокого напряжения 35-220 кВ средняя рабочая напряженность в 3 раза выше, чем в кабелях среднего напряжения 6-35 кВ (табл. 1). Любые неоднородности: заусеницы на проволоках токопроводящей жилы, инородные включения в толще и на поверхности изолированной жилы приводят к локальному повышению напряженности электрического поля и развитию дендритов. Для выравнивания напряженности электрического поля вокруг проволок токопроводящей жилы, снижения напряженности поля на поверхности изоляции кабеля применяют полупроводящие экраны [1-4].

Таблица 1

Требования к однородности изоляции кабелей среднего и высокого напряжений

Параметр	Кабели среднего напряжения 6-35 кВ	Кабели высокого напряжения 35-220 кВ
Средняя напряженность электрического поля E , кВ/мм	2	6
Размер недопустимых примесей, мкм	>200	>100
Примеси, подлежащие контролю, мкм	100-200	70-100
Максимально допустимая концентрация примесей, подлежащих контролю, шт/кг	3	10

Требования к качеству полупроводящих экранов высоковольтных кабелей достаточно высокие. Концентрация и размеры поверхностных дефектов в композициях для экранов должны быть минимальны. Сам материал также должен иметь повышенную химическую чистоту и тепловую устойчивость. В современных проводящих композициях максимальная концентрация ионов не более 100 массовых долей; максимальное содержание серы – не более 200 массовых долей.

Полупроводящие экраны наносятся одновременно с экструдированием сшитой полиэтиленовой изоляции с помощью строенных экструдеров. Такая технология обеспечивает хорошую адгезию между экранами и изоляцией, а также отсутствие газовых включений в изоляции и на границе с экранами, т.е. уменьшает вероятность образования дендритов.

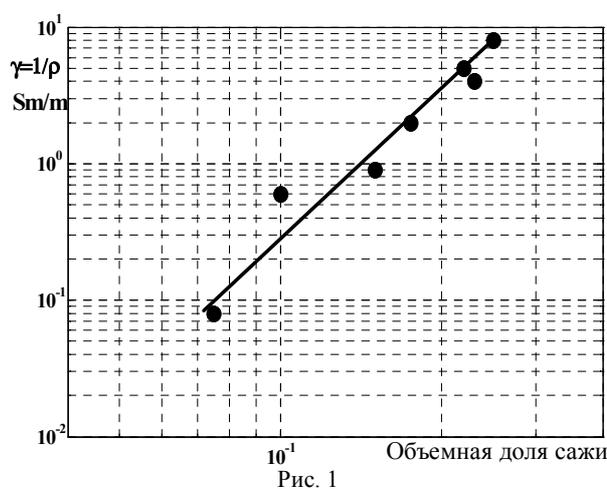


Рис. 1

При этом важно, чтобы теплофизические характеристики полупроводящих экранов и изоляции были идентичны для исключения термомеханических напряжений на границах раздела, а значит, отслаивания покрытия и изоляции. Материал полупроводящих экранов – наполненный сажей полиэтилен. Для всех типов высоковольтных кабелей (от средних до сверхвысоких значений напряжений) экранирующий слой из электропроводящего материала играет важную роль в обеспечении нормальной работы силовых кабелей. Проводимость электропроводящих материалов зависит от содержания углеродной сажи, используемой в качестве наполнителя: при изменении объемной доли сажи в два раза проводимость возрастает в два раза, т.е. удельное объемное сопротивление уменьшается соответственно в два раза (рис. 1). Электрофизические характеристики полупроводящих покрытий: удельное сопротивление и диэлектрическая проницаемость существенным образом влияют на распределение напряженности электрического поля, потери в кабеле и его пропускную способность.

Распределение напряженности электрического поля в кабеле при наличии полупроводящих экранов

На рис. 2 приведено распределение напряженности поля по толщине однородной полиэтиленовой изоляции одножильного силового кабеля сечением 800 мм² без применения полупроводящих покрытий по

жиле и изоляции: 1 – при толщине изоляции 12 мм, 2 – 16 мм и 3 – 20 мм. Там же показаны средние значения напряженностей: 5,25; 4 и 3,2 кВ/мм соответственно. Максимальная напряженность – на жиле, минимальная – на внешней поверхности изоляции, т.е. металлической оболочке: электрическое поле неравномерно по толщине изоляции. Так, при толщине изоляции 16 мм напряженность на жиле равна 5,8 кВ/мм, на металлической оболочке – 2,8 кВ/мм, т.е. напряженности отличаются более чем в 2 раза. Для уменьшения неравномерности распределения напряженности по толщине изоляции в силовых кабелях с бумажно-пропитанной изоляцией применяют градирование изоляции: более плотную (с большим значением диэлектрической проницаемости) кабельную бумагу располагают возле токопроводящей жилы, менее плотную (с меньшим значением диэлектрической проницаемости) – возле металлической оболочки (экрана).

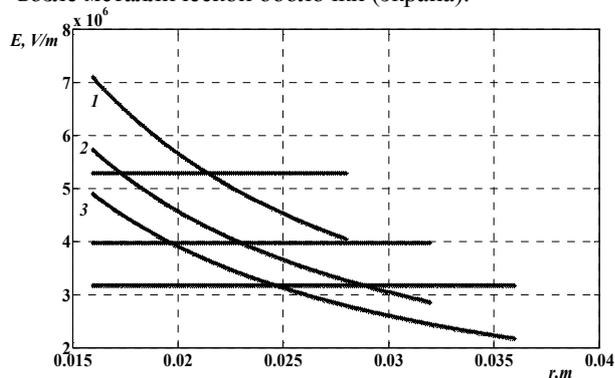


Рис. 2

При работе кабеля под переменным напряжением постоянная времени τ переходного процесса равна произведению электрической емкости C на сопротивление изоляции $R_{из}$:

$$\tau = R_{из} \cdot C = \frac{\rho}{2\pi} \ln \frac{r_{об}}{r_g} \cdot \frac{2\pi \epsilon \epsilon_0}{\ln \frac{r_{об}}{r_g}} = \pi \epsilon_0 \epsilon \rho, \quad (1)$$

где r_g , $r_{об}$ – радиусы кабеля по токопроводящей жиле и металлической оболочке соответственно; $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная, ϵ – диэлектрическая проницаемость изоляции, ρ – удельное объемное сопротивление изоляции, Ом·м.

Если τ больше полупериода приложенного напряжения

$$\tau \gg 1/(2f),$$

объемные заряды не успевают накапливаться, и напряженность поля распределяется в соответствии со значениями диэлектрических проницаемостей:

$$\epsilon_g \cdot E_g = \epsilon \cdot E = \epsilon_i \cdot E_i. \quad (2)$$

Если в структуре изоляции присутствуют неоднородности, то в соответствии с (2) на границах раздела изоляция – неоднородность наблюдаются скачки напряженности электрического поля ϵ

$$\epsilon_g / \epsilon, \epsilon / \epsilon_i.$$

Для кабеля с сечением токопроводящей жилы $S = 800 \text{ мм}^2$ и при толщине изоляции 16 мм емкость равна 0,25 мкФ/км, а сопротивление изоляции –

1 ГОм·км. Постоянная времени $\tau = 3,4 \cdot 10^3 \text{ с} \gg 1/(2 \cdot 50)$. На границах раздела происходит скачкообразное изменение напряженности электрического поля в соответствии со значениями диэлектрических проницаемостей: полупроводящий экран – изоляция – напряженность возрастает в ϵ_g/ϵ раз (граница участков II – III); изоляция – полупроводящий экран – напряженность уменьшается в ϵ/ϵ_i раз (граница участков III – II) (рис. 3).

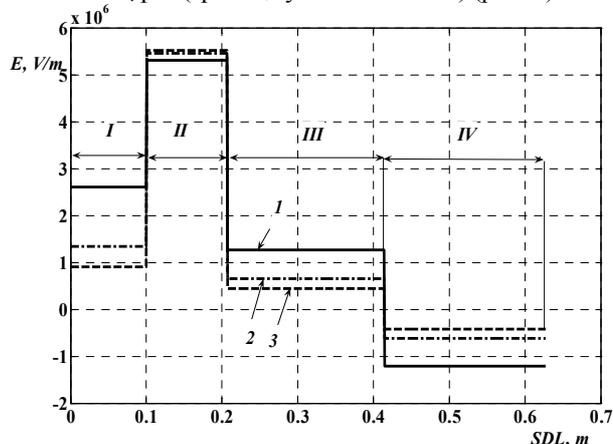


Рис. 3

На рис. 3 показано влияние относительной диэлектрической проницаемости полупроводящих экранов толщиной 1 мм на распределение напряженности электрического поля по поверхностям: жилы (участок I), полупроводящего экрана по жиле (участок II), изоляции (участок III) и полупроводящего экрана по изоляции (участок IV). Расчет выполнен для таких значений диэлектрических проницаемостей полупроводящих покрытий: 1 – $\epsilon_g = \epsilon_i = 5$; 2 – $\epsilon_g = \epsilon_i = 10$; 3 – $\epsilon_g = \epsilon_i = 15$. Диэлектрическая проницаемость сшитого полиэтилена в расчетах принята равной $\epsilon = 2,3$, толщина изоляции – 16 мм.

Применение полупроводящих экранов по жиле и изоляции приводит к уменьшению напряженности электрического поля на поверхности, как жилы, так и изоляции (сравни кривую 2 на рис. 1 и участки I и II на рис. 3). Причем, чем больше значение диэлектрической проницаемости покрытия, тем в большей степени происходит перераспределение напряженности поля на границах раздела сред. При этом напряженность поля на поверхности полупроводящего покрытия возрастает.

К определению допустимой удельной электропроводности материала полупроводящих покрытий жилы и изоляции

Представим промежуток "жила – полупроводящее покрытие по жиле – изоляция – полупроводящее покрытие по изоляции – металлический медный экран" схемой замещения рис. 4.

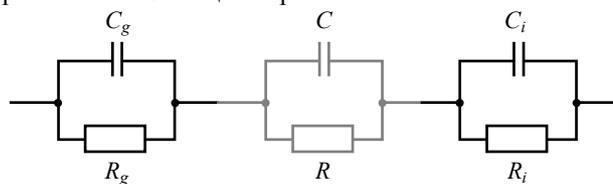


Рис. 4

Найдем тангенс угла диэлектрических потерь такой схемы.

Переходя от параллельных схем замещения каждого слоя к последовательным, получим:

а) для полупроводящего покрытия по жиле (g)

$$tg\delta_g = \frac{1}{R_g \omega C_g}, \quad C_{gs} = C_g (1 + tg\delta_g^2), \quad R_{gs} = \frac{tg\delta_g}{\omega \cdot C_{gs}}, \quad (3)$$

б) для изоляции кабеля

$$tg\delta = \frac{1}{R \cdot \omega \cdot C}; \quad C_s = C(1 + tg\delta^2); \quad R_s = \frac{tg\delta}{\omega \cdot C_s}; \quad (4)$$

в) для полупроводящего покрытия по изоляции (i)

$$tg\delta_i = \frac{1}{R_i \cdot \omega \cdot C_i}; \quad C_{is} = C_i (1 + tg\delta_i^2); \quad R_{is} = \frac{tg\delta_i}{\omega \cdot C_{is}}, \quad (5)$$

где индексы s означают последовательные схемы замещения компонентов.

Тогда общее активное последовательное сопротивление равно:

$$R_{os} = R_{gs} + R_s + R_{is}, \quad (6)$$

а общая емкость

$$\frac{1}{C_{os}} = \frac{1}{C_{gs}} + \frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_{is}}. \quad (7)$$

Результирующий тангенс угла диэлектрических потерь равен:

$$tg\delta_o = R_{os} \cdot \omega \cdot C_{os}. \quad (8)$$

Таким образом, последовательность формул (3) – (6) описывает искомый тангенс угла диэлектрических потерь через параметры схемы замещения каждого слоя – емкость и эквивалентное параллельное сопротивление.

Выразим параметры схем замещения каждого слоя через известные толщины h, относительные диэлектрические проницаемости ϵ и удельные сопротивления ρ :

а) для полупроводящего покрытия по жиле

$$C_g = \frac{\epsilon_g \cdot \epsilon_0 \cdot S_g}{h_g}; \quad R_g = \rho_g \frac{h_g}{S_g}; \quad (9)$$

б) для изоляции кабеля

$$C = \frac{\epsilon \cdot \epsilon_0 \cdot S}{h}; \quad R = \rho \frac{h}{S}; \quad (10)$$

в) для полупроводящего покрытия по изоляции

$$C_i = \frac{\epsilon_i \cdot \epsilon_0 \cdot S_i}{h_i}; \quad R_i = \rho_i \frac{h_i}{S_i}, \quad (11)$$

где S – площади указанных слоев.

На рис. 5 представлены результаты расчета результирующего тангенса угла диэлектрических потерь в зависимости от удельного объемного сопротивления ρ полупроводящего покрытия по жиле и изоляции для кабеля сечением 800 мм². Значение потерь в изоляции принято равным $tg\delta = 0,0005$. Толщина полупроводящего покрытия по жиле и изоляции $h_g = h_i = 1$ мм; относительная диэлектрическая проницаемость покрытий $\epsilon_g = \epsilon_i = 10$; толщина изоляции – переменная величина: $h = 4, 8, 12, 16, 20$ и 24 мм (кривые 1, 2, 3, 4, 5 и 6 соответственно). На рис. 5 линия I отмечает $tg\delta$ собственно изоляции, а линия II – максимально допустимое значение тангенса угла диэлек-

трических потерь кабеля $tg\delta_k = 0,12\%$.

Как видно из рис. 5, наибольшие значения $tg\delta$ кабеля будут наблюдаться при $\rho \approx 10^8$ Ом·м. Казалось бы, допустимыми (с точки зрения минимизации $tg\delta$) являются значения удельного сопротивления полупроводящих слоев свыше 10^{11} Ом·м. Однако, в этом случае не произойдет экранирования поля на микровыступах жил и экрана, с которых начинают развиваться дендриты.

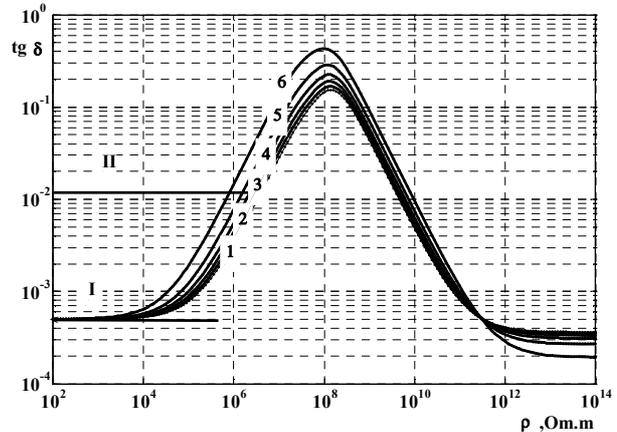


Рис. 5

Влияние тангенса угла диэлектрических потерь в кабеле на пропускную способность

Под пропускной способностью силовых кабелей понимается ток, который может протекать длительно по токопроводящей жиле. Для кабелей высокого напряжения важно обеспечить протекание больших значений рабочего тока. Так, при сечении жилы 2500 мм² расчетное значение тока составляет 3700А. Поэтому, при напряжении кабеля 110 кВ передаваемая мощность составит 3,7кА·110 кВ = 135 МВА.

Длительный рабочий ток определяется на основе теплового расчета кабеля. Особенностью теплового расчета кабелей высокого и сверхвысокого напряжения является учет мощности тепловыделений в изоляции:

$$P_d = U_{\phi}^2 \omega C tg\delta_k, \quad (12)$$

где U_{ϕ} – фазное напряжение кабеля.

Потери в изоляции возрастают в 4 раза при росте напряжения в 2 раза при том же значении $tg\delta$.

Задача решается для стационарного теплового поля. Рассматривается установившийся режим, при котором тепловое состояние кабеля стабилизировалось, и тепловые свойства материалов не меняются во времени.

При протекании тока I по жиле кабеля с активным электрическим сопротивлением $R_{ж}$ выделяется мощность:

$$P_{выд} = I^2 \cdot R_{ж}. \quad (13)$$

Токопроводящая жила нагревается до температуры T_g . Тепловой поток движется наружу, преодолевая тепловые сопротивления полупроводящего экрана по жиле R_g , изоляции R, полупроводящего экрана по изоляции R_i , защитной оболочки $R_{об}$. Внутреннее тепловое сопротивление кабеля:

$$R_{is} = R_g + R + R_i + R_{об}. \quad (14)$$

Тогда общая мощность тепловыделения внутри кабеля будет равна:

$$P_{\text{внутр}} = I^2 \cdot R_{\text{ж}} = P_d \cdot (R_{\text{из}} / 2 + R_{\text{об}}). \quad (15)$$

Для кабеля, находящегося в воздухе (туннеле, коллекторе) мощность отводимого тепла $P_{\text{отв}}$ зависит от теплового сопротивления $R_{\text{ос}}$ окружающего воздуха и температуры поверхности T_p кабеля и среды T_c (внешнего перепада температуры $\Delta T_{\text{внешн}}$).

Тепловое сопротивление окружающей среды зависит от поверхности охлаждения кабеля $S_{\text{охл}}$ и эффективного коэффициента теплоотдачи воздуха $\alpha_{\text{эфф}}$ за счет естественной конвективной α_k и лучистой (радиационной) α_l теплоотдачи:

$$R_{\text{ос}} = \frac{1}{\alpha_{\text{эфф}} S_{\text{охл}}}. \quad (16)$$

Тогда длительный рабочий ток, протекающий по жиле кабеля, определяется как:

$$I = \sqrt{\frac{T_g - T_p - P_d (R_{\text{из}} / 2 + R_{\text{об}} + R_{\text{ос}})}{R_{\text{ж}} \cdot (R_{\text{лс}} + R_{\text{ос}})}}. \quad (17)$$

На рис. 6 приведены результаты расчета длительного тока одножильного кабеля напряжением 110 кВ сечением 800 мм² при значениях $\text{tg} \delta_k = 0,05; 5; 10\%$ (кривые 1, 1'; 2, 2'; 3, 3' при рабочих температурах жилы 70 и 90°C соответственно). При расчете учитывается изменение активного сопротивления токопроводящей медной жилы за счет скин-эффекта и повышенной рабочей температуры.

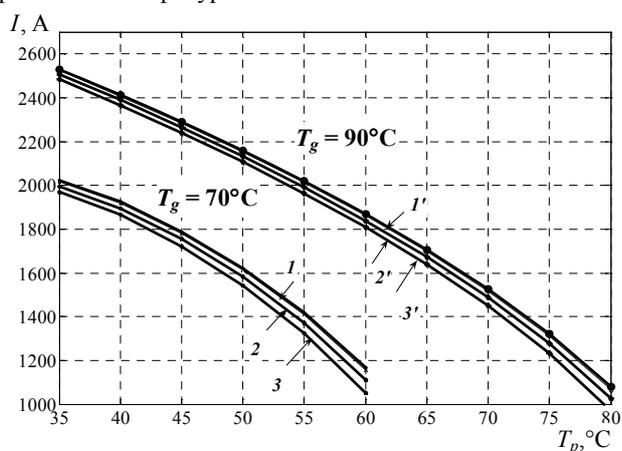


Рис. 6

Как видно, $\text{tg} \delta_k$ влияет на пропускную способность кабеля. При увеличении тангенса угла диэлектрических потерь кабеля от 0,05 до 5% – (удельное объемное сопротивление полупроводящих экранов изменяется на три порядка) длительный рабочий ток уменьшается на 13% при внутреннем перепаде температуре 10°C. Передаваемая мощность при этом уменьшается на 13%.

ВЫВОДЫ

1. В процессе производства кабелей высокого напряжения необходимо осуществлять тщательный контроль концентрации растворимых ионов и серы в углеродной саже.

2. Удельное электрическое сопротивление материала полупроводящих экранов по жиле и изоляции должно быть не более 10⁴ Ом·м. Только в этом случае потери в полупроводящих экранах не влияют на тангенс угла диэлектрических потерь кабеля.

3. Вклад рассеяния энергии полупроводящими покрытиями в общие диэлектрические потери кабеля увеличивается с уменьшением толщины изоляции. Поэтому для кабелей меньшего номинального напряжения толщину покрытий необходимо уменьшать.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Основы кабельной техники: [учебник для студ. высш. учебн. заведений] / В.М. Леонов, И.Б. Пешков, И.Б. Рязанов, С.Д. Холодный. – М.: Издательский центр "Академия", 2006. – 432 с.
2. Пешков И.Б. Электрохимическое старение полимерной экструдированной изоляции силовых кабелей: исследование, испытания, диагностика, оценка ресурса / И.Б. Пешков, М.Ю. Шувалов // Изв. Акад. наук России. Энергетика. – 2008. – № 1. – С. 70-88.
3. Образцов Ю.В. Силовые кабели среднего напряжения с изоляцией из сшитого полиэтилена. Факторы качества / Ю.В. Образцов, А.А. Фрик, А.А. Сливов // Кабели и провода. – Москва. – 2005. – № 1. – С. 9-14.
4. Щерба А.А. Анализ процессов электрического старения полиэтиленовой изоляции высоковольтных силовых электрокабелей / А.А. Щерба, М.М. Резинкина // Технічна електродинаміка. – Тем.вип. "Силова електроніка та енергоефективність". – Київ. – 2006. – Ч. 1. – С. 106-111.
5. Теоретические основы электротехники: [учебник для вузов в 3-х томах] / К.С. Демирчян, Л.Р. Нейман, Н.В. Коровкин, В.Л. Чечурин. – СПб.: Питер, 2003. – 463 [1] с.

Поступила 19.02.2010

Беспрозванных Анна Викторовна, к.т.н., доц.,

Набока Борис Григорьевич, д.т.н., проф.,

Москвитин Евгений Сергеевич, аспирант

Национальный технический университет

"Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21,

кафедра "Электроизоляционная и кабельная техника"

Тел. (057) 700-60-10, e-mail: naboka@kpi.kharkov.ua,

bezprozvannych@kpi.kharkov.ua

Bezprozvannych A.V., Naboka B.G., Moskvitin E.S.

Substantiation of electrophysical characteristics of high-voltage power cable semiconducting screens with stitched insulation.

In power cables of average and high voltage, semiconducting screens for a conductor and insulation are utilized. Influence of dielectric permeability and specific resistance of semiconducting compositions on electric field intensity, dielectric dissipation, and transmitting capacity of a 110-kV power cable is analyzed.

Key words – power cable, semiconducting screen, dielectric permeability, electric resistance, dielectric dissipation, analysis.

РАСЧЕТ МНОГОКАНАЛЬНОГО РЕЖИМА КОММУТАЦИИ ИСКРОВЫХ РАЗРЯДНИКОВ И СРАВНЕНИЕ ЕГО РЕЗУЛЬТАТОВ С ЭКСПЕРИМЕНТОМ

Для багатоканального режиму комутації у керованому розряднику одержано співвідношення, що дозволяють розрахувати число паралельних каналів в залежності від параметрів розрядного контуру, самого розрядника і діючої на нього напруги. Результати експериментів щодо реалізації багатоканального режиму в 3-х електродному розряднику зі спотворенням поля, в рейковому тригатронному розряднику з лезовим керуючим електродом і в тригатроні погоджуються з результатами розрахунків, що виконані з використанням одержаних співвідношень.

Для многоканального режима коммутации в управляемом разряднике получены соотношения, позволяющие рассчитать число параллельных разрядных каналов в зависимости от параметров разрядного контура, самого разрядника и воздействующего на него напряжения. Результаты экспериментов по реализации многоканального режима в 3-х электродном разряднике с искажением поля, в рельсовом тригатронном разряднике с лезвийным управляющим электродом и в тригатроне согласуются с результатами расчетов, выполненных по полученным соотношениям.

ВВЕДЕНИЕ

Для уменьшения времени коммутации разрядника, уменьшения износа электродов и уменьшения индуктивности разрядного контура используется многоканальный режим работы искровых разрядников. Он может быть реализован в промежутках стержни – плоскость и лезвие – плоскость, в тригатронах, в разрядниках с искажением поля. Дж.К. Мартин [1] экспериментально показал, что в таких промежутках разброс во времени срабатывания каналов можно уменьшить до 1 %. Для многоканальной работы разрядника нужно обеспечить необходимые для этого условия в разрядном промежутке. Поэтому возникает задача расчета числа параллельных искровых каналов в промежутке по известным параметрам разрядного контура, самого разрядника и воздействующего на него напряжения.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Дж.К. Мартин [1, 2] предложил суммарное характерное время τ_{Σ} (нс) спада напряжения на промежутке для N параллельных каналов определять по формуле $\tau_{\Sigma} = \tau_L + \tau_R$ или с использованием им же предложенных соотношений соответственно для τ_L и τ_R (получено эмпирическим путем)

$$\tau_{\Sigma} = L(Nz)^{-1} + 88d^{1/3}(Nz)^{-1/3}E^{-4/3}(\rho/\rho_0)^{1/2}, \quad (1)$$

где τ_R – характерное время уменьшения напряжения на активном сопротивлении искры в $e \approx 2,72$ раз, нс; τ_L – характерное время уменьшения напряжения на индуктивностях искр в $e \approx 2,72$ раз, нс; L – индуктивность канала разряда, нГн; N – число параллельных каналов; Z – сопротивление разрядного контура, Ом; d – длина разрядного промежутка, см; E – напряженность электрического поля вдоль канала разряда вблизи его в единицах 1 кВ/мм; ρ/ρ_0 – отношение плотности газа к его плотности при нормальных температуре и давлении.

При многоканальной коммутации практически всегда каналы имеют запас во времени срабатывания τ_p , в течение которого фронт спадающего напряжения распространяется от одного канала к соседнему [1, 2]:

$$\tau_p = l/cN, \quad (2)$$

где l – длина электродов, см; c – скорость света в диэлектрике, в котором осуществляется коммутация.

Время τ_p прибавляется к времени, необходимому для замыкания всех последующих каналов, чтобы получить токи в них, изменяющиеся от максимального i_{\max} до минимального i_{\min} , который еще можно считать током в канале разряда. Дж.К. Мартином было при этом получено

$$\Delta T = f\tau_{\Sigma} + 0,8\tau_p, \quad (3)$$

где ΔT – допустимое время, в течение которого срабатывают N каналов; $f = 0,1$ в первом случае, когда $i_{\min} = 0,45i_{\max}$, или $f = 0,15$ во втором случае, когда $i_{\min} = 0,35i_{\max}$ (эти соотношения для токов достигаются к моменту, когда напряжение на каналах падает примерно в 2,72 раза по сравнению с первоначальным); коэффициент 0,8 в (3) вместо 1 учитывает запас во времени, связанный с неоднородным распределением каналов по электроду, и другие эффекты.

Дж.К. Мартин делает такое заключение, что по определяемому экспериментально относительному разбросу $\delta(U)$ напряжения пробоя различных каналов, выраженному в долях от среднего напряжения срабатывания U (кВ), скорости нарастания напряжения на поджигающем промежутке $dU/dt = U'$ (кВ/нс) и среднему напряжению срабатывания U можно определить расчетным путем абсолютный разброс Δt_{Br} по времени моментов пробоя для различных каналов посредством следующей формулы:

$$\Delta t_{Br} = \delta(U)U/U'. \quad (4)$$

Откуда следует вывод, что с достаточной степенью точности $\Delta T = 2\Delta t_{Br}$. После приравнивания правой части (3) и удвоенной правой части (4), получено [1]

$$f\tau_{\Sigma} + 0,8\tau_p = 2\delta(U)U/U'. \quad (5)$$

Это соотношение (5) служит для расчета числа каналов N . Однако не приводится методика расчета числа каналов N на основании выражения (5). Целью данной работы является получение расчетной зависимости числа каналов N в удобном для инженерных расчетов виде с использованием параметров разрядника и воздействующего на него напряжения, которые входят в (5), и сравнение результатов расчетов с экспериментальными данными.

ВЫВОД СООТНОШЕНИЙ ДЛЯ РАСЧЕТА ЧИСЛА ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ КАНАЛОВ

Проведя в (5) подстановки с учетом (1), (2) и приняв обозначение $\delta(U) = \delta$ имеем:

$$f[L(NZ)^{-1} + 88d^{1/3}(NZ)^{-1/3}E^{-4/3}(\rho/\rho_0)^{1/2}] + 0,8l(Nc)^{-1} = 2\delta U/U'.$$

Проведем преобразования:

$$N^{-1}(fLZ^{-1} + 0,8lc^{-1}) + N^{-1/3}[88fd^{1/3}Z^{-1/3}E^{-4/3}(\rho/\rho_0)^{1/2}] - 2\delta U/U' = 0. \quad (6)$$

Введем обозначения:

$$\begin{aligned} x &= N^{-1/3}; \\ A &= 88fd^{1/3}Z^{-1/3}E^{-4/3}(\rho/\rho_0)^{1/2}; \\ B &= -2\delta U/U'; \\ F &= fLZ^{-1} + 0,8lc^{-1}. \end{aligned} \quad (7)$$

Проведя замены (7) в (6), получим

$$Fx^3 + Ax + B = 0. \quad (8)$$

Введя новые обозначения

$$p = A/F \text{ и } g = B/F, \quad (9)$$

преобразуем (8) к виду $x^3 + px + g = 0$.

Уравнение такого вида имеет один действительный корень [3], который можно представить в виде

$$x = u + v, \quad (10)$$

$$\text{где } \left. \begin{aligned} u &= \sqrt[3]{-g/2 + \sqrt{D}} \\ v &= \sqrt[3]{-g/2 - \sqrt{D}} \\ D &= (p/3)^3 + (g/2)^2 \end{aligned} \right\}. \quad (11)$$

Согласно введенному в (7) обозначению имеем, что $N = x^{-3}$. Выразим x^3 согласно (10) и (11)

$$x^3 = (u + v)^3 = (\sqrt[3]{-g/2 + \sqrt{D}} + \sqrt[3]{-g/2 - \sqrt{D}})^3.$$

После преобразований получим

$$x^3 = p(\sqrt[3]{g/2 - \sqrt{D}} + \sqrt[3]{g/2 + \sqrt{D}}) - g.$$

Окончательно получим для числа каналов

$$N = [p(\sqrt[3]{g/2 - \sqrt{D}} + \sqrt[3]{g/2 + \sqrt{D}}) - g]^{-1}, \quad (12)$$

где с учетом (7), (9) и (11):

$$p = \frac{88d^{1/3}Z^{-1/3}E^{-4/3}(\rho/\rho_0)^{1/2}}{lZ^{-1} + 0,8l(cf)^{-1}}; \quad (13)$$

$$g = -\frac{2\delta U/U'}{fLZ^{-1} + 0,8lc^{-1}}; \quad (14)$$

$$D = (p/3)^3 + (g/2)^2. \quad (15)$$

Полученная формула (12) с учетом (13) – (15) позволяет рассчитать число параллельных каналов по известным параметрам разрядного промежутка, воздействующего напряжения и разрядного контура.

АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННОГО РАСЧЕТНОГО СООТНОШЕНИЯ

Проанализируем полученные соотношения на примере трехэлектродного разрядника, управляемого

искажением поля [4] (см. рис. 1). Разрядник коммутирует накопитель C_{cm} емкостью 25 мкФ, заряжаемый до 10 кВ. Непосредственно к фланцу корпуса C_{cm} с помощью шпилек М8 крепится корпус разрядника P_{cm} . Основные электроды воздушного разрядника P_{cm} выполнены в виде стальных колец с наружным диаметром 100 мм и внутренним – 80 мм со скругленными торцами в рабочей зоне. Управляющий электрод выполнен в виде плоского кольца с внутренним диаметром 90 мм, наружным – 130 мм и толщиной 0,3 мм из нержавеющей стали. На внутренней кромке управляющего электрода в восьми местах, равноотстоящих друг от друга по окружности кромки, выполнены треугольные зубцы высотой ~2 мм для фиксации точек иницирования пробоя. Управляющий электрод размещен точно в середине рабочего промежутка длиной 5 мм. Корпус P_{cm} изготовлен из оргстекла и состоит из двух одинаковых половин.

Накопитель C_{cm} с разрядником P_{cm} образуют стартовую ступень генератора наносекундных импульсов мегавольтного диапазона. Выводы ступени подключались к первичной обмотке импульсного трансформатора следующей ступени повышения напряжения в генераторе мегавольтных импульсов.

Экспериментально определенное напряжение самопробоя разрядника равнялось $U_{сп} = 13$ кВ и имело положительную полярность. Управляющий импульс отрицательной полярности достигал амплитуды 45 кВ, длительность его фронта составляла ~40 нс. Средняя скорость нарастания напряжения на поджигающем промежутке равнялась $U' = 45 \text{ кВ} / 40 \text{ нс} = 1,12 \text{ кВ/нс}$.

Приняв на основании рекомендаций [2], что коэффициент импульса для промежутка разрядника равняется $\kappa_u = 1,5$, получим величину напряжения срабатывания разрядника в управляемом режиме $U = \kappa_u \cdot U_{сп} = 1,5 \cdot 13 = 19,5 \text{ кВ}$.

При длине рабочего зазора разрядника $d = 0,5$ см напряженность электрического поля в момент пробоя будет $E = 19,5 \text{ кВ} / 0,5 \text{ см} = 39 \text{ кВ/см} = 3,9 \text{ кВ/мм}$.

Разрядник работает в воздухе при нормальных условиях, т.е. $\rho/\rho_0 = 1$. Диаметр внутренней иницирующей кромки управляющего электрода равняется 90 мм, тогда длина рабочей зоны электродов $l = \pi \cdot 90 \text{ мм} = 282 \text{ мм} \approx 28 \text{ см}$.

Индуктивность канала разряда примем $L \approx 5 \text{ нГн}$. Приемлемый разброс напряжения срабатывания каналов не превышает 5 %, т.е. $\delta = 0,05$. Оценочные расчеты по определению сопротивления разрядного контура дают величину $Z \approx 0,22 \text{ Ом}$.

Задавшись величиной $f = 0,1$ (при $c = 30 \text{ см/нс}$) с учетом выше приведенных параметров по формулам (12) – (15) получим $N = 4,82$. Таким образом, в данных условиях в разрядном промежутке разрядника может быть сформировано 4 параллельных канала, в трех из которых ток составляет не менее 0,45 от максимального тока в канале, который образовался первым.

При управляемом срабатывании разрядника визуально наблюдаемое свечение разрядной зоны (через прозрачный оргстеклянный корпус разрядника) занимает больший объем, чем при самопробое, косвенно

подтверждая факт многоканального разряда. Специальных исследований по определению числа образующихся каналов не проводилось. Однако периодическая разборка разрядника после 5-8 срабатываний показала, что количество следов разрядов на основных электродах в 3,5-5 раз превышало количество

управляемых срабатываний. Кроме того, были выявлены следы разрядов на всей длине рабочей кромки управляющего электрода, что свидетельствует о практически одинаковой вероятности образования разрядных каналов по всей рабочей длине электродов.

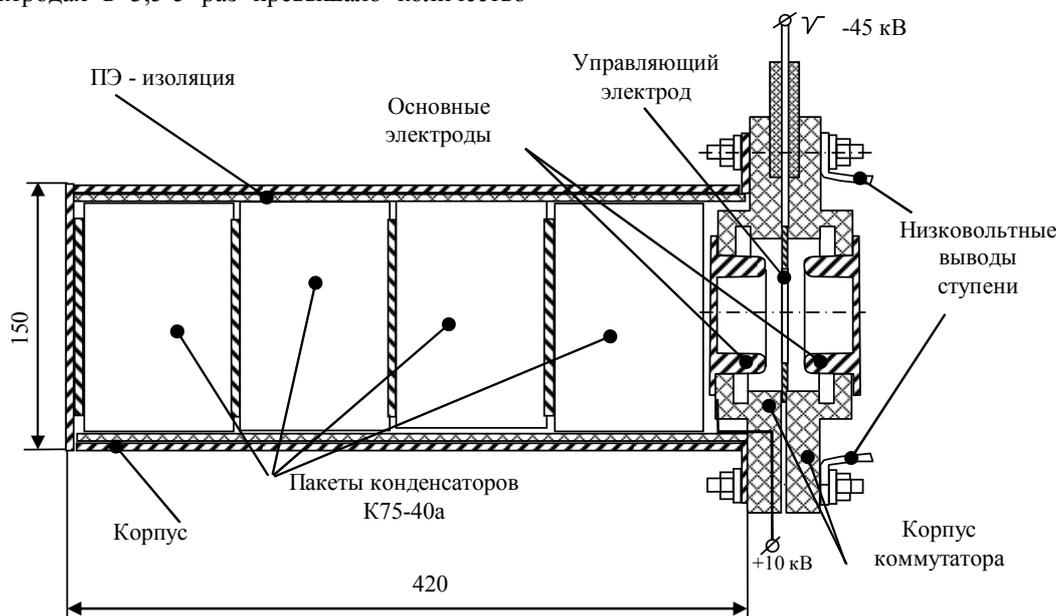


Рис. 1. Конструкция стартовой ступени генератора

Определенная по осциллограмме выходного импульса напряжения ступени индуктивность разрядного контура, в который входит 3-х витковая первичная обмотка импульсного трансформатора, равняется $L_{\text{разр}} = 190 \text{ нГн}$, благодаря многоканальности разряда.

Пересчитанное характеристическое сопротивление составило $Z = 0,142 \text{ Ом}$. Меньшая величина его по сравнению с расчетной ($\approx 0,22 \text{ Ом}$), вероятно, объясняется многоканальностью разряда, поскольку при расчете предполагался одноканальный вариант разряда. При уточненном значении Z рассчитанное по формулам (12) – (15) число каналов $N = 7,05$. Наиболее сильное влияние на увеличение N согласно полученным соотношениям оказывает скорость нарастания управляющего напряжения U' . Так увеличение U' в 3 раза (с 1,12 до до 3,36 кВ/нс) приводит к увеличению N более, чем в 10 раз (с ~ 7 до ~ 72) при прочих равных условиях.

Благодаря многоканальному режиму разряда и вследствие этого малоиндуктивному разрядному контуру максимальная расчетная амплитуда разрядного тока через P_{cm} в экспериментах составила: $I_{\text{max}} = U_{\text{зар}} / Z = 9,6 \text{ кВ} / 0,142 \text{ Ом} = 67,6 \text{ кА}$ при максимальной скорости нарастания $U_{\text{зар}} / L_{\text{разр}} = 5 \cdot 10^{10} \text{ А/с}$.

В [5] приведены результаты испытаний рельсового тригatronного разрядника с рабочим напряжением до 50 кВ и амплитудой коммутируемого тока до 50 кА. Исследовано влияние конфигурации острой кромки управляющего лезвийного электрода на число разрядных каналов, участвующих в коммутации, и распределение тока по каналам. В разряднике плоские основные электроды длиной 50 и шириной 5 см изготовлены из меди. Зазор между ними равен 6,5 мм. В низковольтном электроде разрядника в щелевом пазу

длиной 46 и шириной 1 см установлен лезвийный управляющий электрод из стали. Длина лезвия 44 см, толщина – 1 мм. Емкость и индуктивность разрядного контура соответственно составляли 1 мкФ и $\sim 1 \text{ мкГн}$. Давление газа в разряднике – 0,5-1 МПа. Разрядник запускался импульсом напряжения амплитудой 10-25 кВ с длительностью фронта 4-5 нс.

Применим полученные соотношения для расчета числа каналов в данном разряднике. Характеристическое сопротивление контура $Z = 1 \text{ Ом}$. При длине основного зазора $d = 0,65 \text{ см}$ оптимальное давление составило 0,5 МПа (примем $\rho / \rho_0 = 5$), а амплитуда управляющего импульса составила 14 кВ при длительности фронта 5 нс. Тогда скорость нарастания управляющего напряжения $U' = 14 \text{ кВ} / 5 \text{ нс} = 2,8 \text{ кВ/нс}$.

Приняв коэффициент импульса $k_u = 1,5$, при напряжении самопробоя $U_{\text{сп}} = 27 \text{ кВ}$ получим напряжение срабатывания $U = 40,5 \text{ кВ}$. Пробивная напряженность составит при этом $E = 40,5 \text{ кВ} / 6,5 \text{ мм} = 6,23 \text{ кВ/мм}$.

Задав $f = 0,1$ и $\delta = 0,04$ и подставив вышеприведенные значения параметров в (12) – (15), получим $N = 5,65$. Если принять $f = 0,15$, тогда $N = 11,89$. Это согласуется с экспериментальными результатами [4], где выполнена оценка распределения разрядного тока по каналам по результатам измерения интегрального выхода света от разрядных каналов. Оценка показывает, что при выборе в качестве критерия эффективности разрядных каналов уровня тока $\geq 0,45$ (т.е. $f = 0,1$) от амплитуды тока в канале, первым перемкнувшем разрядный промежуток, эффективными для большинства испытанных вариантов рельсового разрядника являются 60-65 % от общего числа разрядных каналов.

Вычисленное значение $N = 5,65$ принадлежит

кривой 1 на рис. 2 в [5] при $U_{\text{сп}} = 27$ кВ, $U_{\text{зар}} / U_{\text{сп}} \approx 0,65$ ($U_{\text{зар}}$ – зарядное напряжение) и при положительной полярности управляющего импульса и отрицательной – зарядного напряжения. Однако, если в [5] фиксировались все разрядные каналы (в том числе и те, в которых амплитуда тока не достигала 0,35 от амплитуды тока в канале, первым переключившем разрядный промежуток – из текста статьи это не совсем ясно), т.е. $N = 5,65$ – это количество эффективных каналов, тогда всего каналов $N_{\text{макс}} = N / (0,6-0,65) = 8,69-9,41$. Эти значения N располагаются на кривой 1 на рис. 2 [5] при $U_{\text{зар}} / U_{\text{сп}} \approx 0,9$.

В [6] описан наполненный смесью азота и элегаза под давлением ~ 1 МПа тригатрон на 100 кВ. Импульс управляющего напряжения имел фронт 13 нс и амплитуду 50 кВ. Длина основного разрядного промежутка равнялась 7 мм, диаметр управляющего электрода 7 мм. Т.е., имеем $\rho / \rho_0 = 10$, $U = 100$ кВ, $E \approx 13$ кВ/мм, $U' \approx 4$ кВ/нс, $d = 0,7$ см, $l = 2,2$ см, $Z = 0,2$ Ом, $\delta = 0,04$. Подстановка этих значений в формулы (12) – (15) дает $N = 3,31$ при $f = 0,1$ и $N = 6,12$ при $f = 0,15$. В статье указывается, что после разовых включений тригатрона на предварительно полированном основном электроде (без управляющего электрода) обнаруживалось 4-6 следов разрядных каналов.

Таким образом, результаты расчетов по полученным соотношениям (12) – (15) согласуются с экспериментальными данными, полученными автором и другими исследователями.

При существующей конструкции разрядника (при неизменной длине разрядного промежутка d) на число каналов согласно формулам (12) – (15) влияют следующие параметры: сопротивление разрядного контура Z , отношение плотности газа к плотности при нормальных температуре и давлении ρ / ρ_0 , среднее напряжение срабатывания U и определяемая им пробивная напряженность электрического поля E , скорость нарастания напряжения на поджигающем промежутке $dU / dt = U'$ и относительный разброс напряжения $\delta(U)$ пробоя различных каналов.

В [2] указывается, что одним из путей получения большего числа каналов N является увеличение L . Следует отметить, что согласно расчетам по (12) – (15) с увеличением L при прочих равных условиях наблюдается некоторое уменьшение N .

Безусловно, полученные соотношения не претендуют на универсальность, поскольку они не учитывают род газа в разрядном промежутке, соотношение полярностей основного и управляющего напряжений, а величина $\delta(U)$ должна определяться экспериментально.

ВЫВОДЫ

1. Получены выражения, удобные для инженерного расчета числа параллельных разрядных каналов в разрядниках (например, с управляемым электродом в виде лезвия, в тригatronах) по известным параметрам разрядного промежутка, воздействующего на напряжения и разрядного контура.

2. Результаты экспериментов по реализации многоканального режима в 3-х электродном разряднике с искажением поля, рельсовом тригатронном разряднике с лезвийным управляющим электродом и тригатроне согласуются с результатами расчетов, проведенных по полученным соотношениям.

3. Полученные соотношения могут быть полезны при проектировании разрядников для оценки возможности реализации многоканального режима коммутации в них.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Martin J.C. Multichannel gaps. Aldermaston, Berks, 1970, SSWA(JCM).
2. Ковальчук Б.М., Кремнев В.В., Поталицын Ю.Ф. Сильноточные наносекундные коммутаторы. – Новосибирск: Наука. – 1979. – 175 с.
3. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. – М.: Наука. Гл. редакция физ.-матем. лит.-ры. – 1981. – 720 с.
4. Евдошенко Л.С. Стартовая ступень генератора высоковольтных импульсов // Вісник НТУ "ХПИ". Зб. наук. праць. Темат. вип.: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ "ХПИ". – 2007. – № 34 – С. 57-66.
5. Капишников И.К., Кузнецов И.А. Рельсовый тригатронный разрядник с лезвийным управляющим электродом // Приборы и техника эксперимента. – 1989. – № 4. – С. 127-131.
6. Босамыкин В.С., Герасимов А.И., Зенков Д.И. и др. Надежный точно синхронизируемый разрядник на 100 кВ // Приборы и техника эксперимента. – 1987. – № 2. – С. 94-97.

Поступила 24.12.2009

Евдошенко Леонид Свиридович, с.н.с.

Научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт "Молния"

Национального технического университета "Харьковский политехнический институт"
ул. Шевченко, 47, Харьков, 61013, Украина
тел/факс (057) 7076183, e-mail: eft@kpi.kharkov.ua

Evdoshenko L.S.

Calculation of multichannel mode of spark dischargers commutation and comparison of analytical and experimental results.

For a multichannel mode of commutation in a controlled discharger, relations allowing calculating the number of parallel discharging channels as function of parameters of the discharging loop, the discharger itself and actuating voltage are obtained. Results of experiments on implementation of multichannel mode in a three electrode discharger with field distortion, in a rail trigatron discharger with a blade-shape control electrode, and in a trigatron are in agreement with analytical results obtained with the relations derived.

Key words – multichannel commutation, calculation of the number of channels, breakdown voltage, three-electrode discharger, blade-shape electrode.

ФОРМИРОВАНИЕ СПЕЦИАЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ ТОКА ПРИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ РАБОТЕ ЕМКОСТНЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ

У роботі досліджена можливість створення випробувальних імпульсів струму різної форми. Визначено співвідношення параметрів схеми для формування імпульсів струму із квазіпостійною вершиною й імпульсів, що мають мінімальну амплітуду коливань.

В работе исследована возможность создания испытательных импульсов тока различной формы. Определены соотношения параметров схемы для формирования импульсов тока с квазипостоянной вершиной и импульсов, имеющих минимальную амплитуду колебаний.

ВВЕДЕНИЕ

Постановка проблемы. Для испытания технических средств на устойчивость к воздействию электромагнитных факторов естественного и искусственного происхождения широко используются генераторы импульсов тока, сооружаемые на базе емкостных накопителей энергии (ЕНЭ). В крупных испытательных центрах обычно имеется несколько ЕНЭ с различными уровнями напряжения зарядки и запасаемой энергии, которые используются для формирования импульсных воздействий, с различными амплитудно-временными параметрами (АВП). Существенно расширить возможности испытательных комплексов за счет расширения спектра АВП формируемых импульсов тока позволяет параллельная работа нескольких ЕНЭ на общую нагрузку. Такой подход к использованию испытательных комплексов требует исследования взаимосвязи параметров ЕНЭ и формируемых импульсов тока.

Анализ публикаций. Параллельной работе нескольких ЕНЭ на одну нагрузку посвящен ряд публикаций [1-5]. В [1] приведены результаты численного и экспериментального исследования переходного процесса при параллельной работе двух генераторов импульсов напряжения на активно-индуктивную нагрузку. Для формирования тока молнии (длительность фронта 2 мкс, длительность импульса 50 мкс) в работе было исследовано замыкание нагрузки. В [2] представлено аналитическое решение системы операторных уравнений, описывающих переходный процесс при работе генераторов больших импульсных токов с корректирующей цепью на RL -нагрузку. В расчетной схеме генератор и параллельно включенная корректирующая цепь представлены RLC -звеньями, что также соответствует эквивалентной схеме совместной работы ЕНЭ на общую нагрузку. Аналитическое выражение для тока в нагрузке получено при условии, что активное сопротивление нагрузки много больше активных сопротивлений генератора и корректирующей цепи. В [3] показано, что при параллельной работе двух ЕНЭ, в зависимости от соотношений параметров разрядной цепи возможно формирование пяти видов импульса тока. Работы [4-5] посвящены исследованию возможности формирования одного из характерных видов, широко используемого при испытаниях – импульса тока с монотонным нарастанием и спадом значений (монотонный импульс тока).

Как видно из рассмотренных источников, анали-

зу переходных процессов параллельной работы двух ЕНЭ уделяется значительное внимание. Однако, при возможности формирования ряда характерных импульсов тока, наиболее полно рассмотрены лишь вопросы генерирования монотонных импульсов, что предопределяет интерес к исследованию процесса формирования других форм импульсов тока.

Целью настоящей работы является анализ условий формирования импульса тока с квазипостоянной вершиной и импульса тока с минимальной амплитудой колебаний.

МАТЕРИАЛЫ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Рассмотрим эквивалентную электрическую схему параллельной работы двух ЕНЭ на общую активно-индуктивную нагрузку, приведенную на рис. 1.

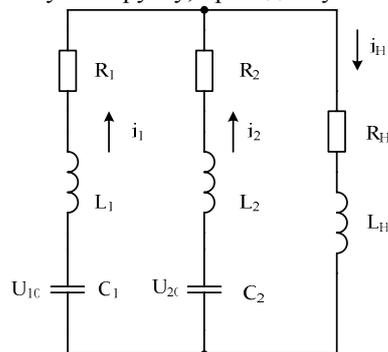


Рис. 1. Эквивалентная электрическая схема параллельной работы двух ЕНЭ

Можно показать, что операторное изображение по Лапласу импульса тока в нагрузке имеет вид [6]

$$I_H(p) = \frac{p^2 \cdot A_2 + p \cdot A_1 + A_0}{p^4 \cdot B_4 + p^3 \cdot B_3 + p^2 \cdot B_2 + p \cdot B_1 + B_0}, \quad (1)$$

где $A_2 = U_{10} \cdot L_2 + U_{20} \cdot L_1$; $A_1 = U_{10} \cdot R_2 + U_{20} \cdot R_1$;

$$A_0 = \frac{U_{10}}{C_2} + \frac{U_{20}}{C_1}; \quad B_4 = L_1 \cdot L_H + L_1 \cdot L_2 + L_2 \cdot L_H;$$

$$B_3 = R_1 \cdot (L_H + L_2) + R_2 \cdot (L_H + L_1) + R_H \cdot (L_1 + L_2);$$

$$B_2 = \frac{L_H + L_2}{C_1} + \frac{L_H + L_1}{C_2} + R_1 \cdot R_H + R_1 \cdot R_2 + R_2 \cdot R_H;$$

$$B_1 = \frac{R_H + R_2}{C_1} + \frac{R_H + R_1}{C_2}; \quad B_0 = \frac{1}{C_1 \cdot C_2},$$

U_{10} , C_1 , L_1 , R_1 – соответственно напряжение зарядки, емкость, индуктивность и активное сопротивление

ЕНЭ1; U_{20} , C_2 , L_2 , R_2 – соответственно напряжение зарядки, емкость, индуктивность и активное сопротивление ЕНЭ2; L_H , R_H – индуктивность и активное сопротивление нагрузки.

Учитывая затухающий характер переходных процессов в схеме, приведенной на рис. 1, можно показать, что импульс тока во временной области математически описывается одним из следующих выражений:

$$i(t) = (Q_1 + Q_2 \cdot t) \cdot e^{-\alpha_1 \cdot t} + (Q_3 + Q_4 \cdot t) \cdot e^{-\alpha_2 \cdot t};$$

$$i(t) = (Q_1 + Q_2 \cdot t) \cdot e^{-\alpha_1 \cdot t} + Q_3 \cdot e^{-\alpha_2 \cdot t} + Q_4 \cdot e^{-\alpha_3 \cdot t};$$

$$i(t) = (Q_1 + Q_2 \cdot t) \cdot e^{-\alpha_1 \cdot t} + Q_3 \cdot e^{-\alpha_2 \cdot t} \sin(\omega \cdot t - \alpha_2);$$

$$i(t) = \sum_{k=1}^4 Q_k \cdot e^{-\alpha_k \cdot t};$$

$$i(t) = Q_1 \cdot e^{-\alpha_1 \cdot t} + Q_2 \cdot e^{-\alpha_2 \cdot t} + Q_3 \cdot e^{-\alpha_3 \cdot t} \sin(\omega \cdot t - \alpha_3);$$

$$i(t) = Q_1 \cdot e^{-\alpha_1 \cdot t} \sin(\omega \cdot t - \alpha_1) + Q_2 \cdot e^{-\alpha_2 \cdot t} \sin(\omega \cdot t - \alpha_2),$$

где $Q_1 - Q_4$, $\alpha_1 > 0, \dots, \alpha_4 > 0$ – коэффициенты, зависящие от параметров схемы.

Естественно, различные соотношения между коэффициентами математического описания порождают широкую гамму форм импульсов, которые могут быть использованы в качестве испытательных. Для определения взаимосвязи форм импульса тока и параметров разрядной цепи был проведен анализ переходного процесса в безразмерном виде [3]. Было показано, что переходный процесс в схеме, показанной на рис. 1, зависит от следующих безразмерных параметров:

$$r_1 = R_1 \cdot \sqrt{\frac{C_1}{L_1}}, \quad r_2 = R_2 \cdot \sqrt{\frac{C_1}{L_1}}, \quad r_H = R_H \cdot \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \quad \text{– без-}$$

размерные аналоги активных сопротивлений;

$$I_1 = \frac{i_1}{U_1} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}, \quad I_2 = \frac{i_2}{U_1} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}, \quad I_H = \frac{i_H}{U_1} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad \text{– без-}$$

размерные аналоги токов;

$$L_{21} = \frac{L_2}{L_1}, \quad L_{H1} = \frac{L_H}{L_1}, \quad C_{21} = \frac{C_2}{C_1}, \quad U_{21} = \frac{U_2}{U_1} \quad \text{– без-}$$

размерные аналоги индуктивностей ЕНЭ2 и нагрузки, емкости и напряжения зарядки ЕНЭ2.

С практической точки зрения регулировать параметры импульсов тока целесообразно изменением величины активного сопротивления и индуктивности ЕНЭ2, который имеет меньший уровень напряжения зарядки. На рис. 2 показаны области формирования различных форм импульса тока в нагрузке в зависимости от соотношения безразмерных параметров ветви ЕНЭ2 r_2 и L_{21} при следующих значениях остальных безразмерных параметров: $r_H = 0,5$; $L_{H1} = 3$; $C_{21} = 100$; $U_{21} = 0,1$; $r_1 = 1$.

Область монотонности I, ограниченная верхней 1 и нижней 2 границами, рассмотрена в [3-5]. Ей принадлежат точки т.1, т.2 и т.3.

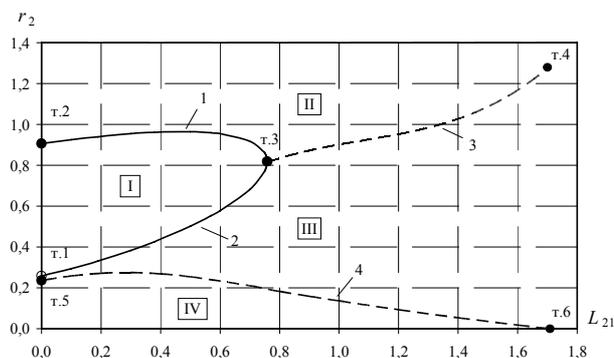


Рис. 2. Области формирования различных форм импульсов

В областях II и III импульс тока имеет колебательный характер на спаде. Причем, при перемещении в плоскости $L_{21}0r_2$, из области II в область III параллельно оси $0r_2$ находится точка, в которой импульс тока имеет наименьшую амплитуду колебаний (импульс минимальной амплитуды колебаний). Совокупность таких точек представлена кривой 3, ограниченной точками т.3 и т.4. Точка т.4 – крайняя точка, для которой проведен расчет. Такой импульс может быть использован вместо монотонного импульса, если это допускается условиями испытаний, например импульс А- и D-составляющих тока молнии [7]. Описание кривой 3 для различных соотношений параметров элементов схемы приведено в табл. 1.

При перемещении в плоскости $L_{21}0r_2$ параллельно оси $0r_2$ из области III в область IV, колебания перемещаются со спада на фронт импульса тока. При этом имеется точка, в которой значения максимума колебания и максимального значения тока в импульсе имеют одинаковую величину (импульс с квазипостоянной вершиной). Совокупность таких точек представлена кривой 4, ограниченной точками т.5 и т.6. Такой импульс может быть использован например для формирования В- и С-составляющих тока молнии [7]. Описание кривой 4 для различных соотношений параметров элементов схемы приведено в табл. 2.

Характерные импульсы тока, соответствующие различным областям, приведены на рис. 3. Импульсы рассчитаны при $L_{21} = 0,8$. Импульс вида 1 получен при $r_2 = 0,1$ и соответствует области IV (рис. 2) – области импульсов с колебанием на фронте.

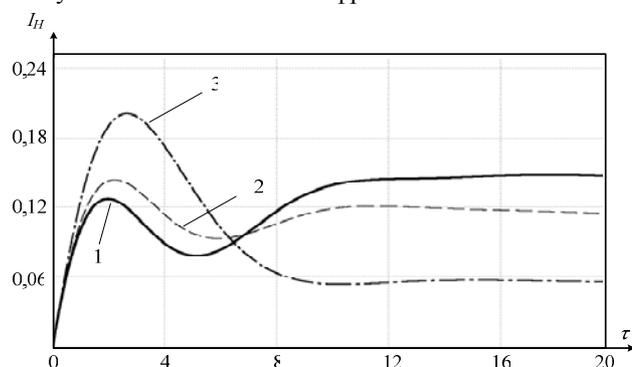


Рис. 3. Характерные формы импульсов тока

Таблица 1

Номер точки	r_2	L_{21}	Уравнение кривой 3
$C_{21} = 100; L_{H1} = 3; U_{21} = 0,1; r_1 = 1; r_H = 0,5$			
т.3	0,819	0,7585	$r_2 = 0,8526 \cdot L_{21}^3 - 2,7656 \cdot L_{21}^2 + 3,2342 \cdot L_{21} - 0,4195$
т.4	1,28	1,7	
$C_{21} = 100; L_{H1} = 5; U_{21} = 0,1; r_1 = 1; r_H = 0,5$			
т.3	1,235	1,5	$r_2 = -0,0282 \cdot L_{21}^2 + 0,3635 \cdot L_{21} + 0,7514$
т.4	1,57	2,92	
$C_{21} = 100; L_{H1} = 7; U_{21} = 0,1; r_1 = 1; r_H = 0,5$			
т.3	1,561	2,197	$r_2 = -0,0364 \cdot L_{21}^2 + 0,4123 \cdot L_{21} + 0,8329$
т.4	1,9	4	
$C_{21} = 1000; L_{H1} = 3; U_{21} = 0,1; r_1 = 1; r_H = 0,5$			
т.3	0,72	0,5694	$r_2 = -0,0636 \cdot L_{21}^2 + 0,4947 \cdot L_{21} + 0,4528$
т.4	1,29	2,5	

Таблица 2

Номер точки	r_2	L_{21}	Уравнение кривой 4
$C_{21} = 100; L_{H1} = 3; U_{21} = 0,1; r_1 = 1; r_H = 0,5$			
т.5	0,237	0	$r_2 = 0,1618 \cdot L_{21}^3 - 0,4915 \cdot L_{21}^2 + 0,2312 \cdot L_{21} + 0,2399$
т.6	0	1,7088	
$C_{21} = 100; L_{H1} = 5; U_{21} = 0,1; r_1 = 1; r_H = 0,5$			
т.5	0,3961	0	$r_2 = 0,0349 \cdot L_{21}^3 - 0,1689 \cdot L_{21}^2 + 0,0594 \cdot L_{21} + 0,4077$
т.6	0	2,9229	
$C_{21} = 100; L_{H1} = 7; U_{21} = 0,1; r_1 = 1; r_H = 0,5$			
т.5	0,53	0	$r_2 = -0,0061 \cdot L_{21}^4 + 0,0652 \cdot L_{21}^3 - 0,2238 \cdot L_{21}^2 + 0,1143 \cdot L_{21} + 0,5302$
т.6	0	4,2825	
$C_{21} = 1000; L_{H1} = 3; U_{21} = 0,1; r_1 = 1; r_H = 0,5$			
т.5	0,25296	0	$r_2 = -0,0422 \cdot L_{21}^4 + 0,2563 \cdot L_{21}^3 - 0,5066 \cdot L_{21}^2 + 0,2206 \cdot L_{21} + 0,2548$
т.6	0	2,4891	

Импульс вида 2 получен при $r_2 = 0,3$ и соответствует области III (рис. 2) – области импульсов с колебанием на спаде. Импульс вида 3 получен при $r_2 = 1,2$ и соответствует области II (рис. 2) – области импульсов с колебанием на спаде.

Характерные импульсы тока, соответствующие граничным кривым различных областей, приведены на рис. 4. Импульс вида 1 соответствует кривой 4 (рис. 2) – кривой импульсов с квазипостоянной вершиной. Импульс вида 2 соответствует кривой 3 (рис. 2) – кривой импульсов минимальной амплитуды колебаний.

Следует отметить, что с увеличением L_{21} происходит увеличение амплитуды колебаний импульсов для импульса минимальной амплитуды колебаний и величины "провала" для импульса с квазипостоянной вершиной (рис. 4). При этом имеют место следующие зависимости:

- для $C_{21} = 100; L_{H1} = 3; U_{21} = 0,1; r_1 = 1; r_H = 0,5$:

$$\delta = 18,015 \cdot L_{21}^2 - 19,778 \cdot L_{21} + 4,7514; \quad (2)$$

$$\Delta = 3,1461 \cdot L_{21}^2 + 43,272 \cdot L_{21} - 1,0367; \quad (3)$$

- для $C_{21} = 100; L_{H1} = 5; U_{21} = 0,1; r_1 = 1; r_H = 0,5$:

$$\delta = 8,3979 \cdot L_{21}^2 - 16,534 \cdot L_{21} + 5,8363; \quad (4)$$

$$\Delta = -5,606 \cdot L_{21}^3 + 22,77 \cdot L_{21}^2 + 12,63 \cdot L_{21} - 1,287; \quad (5)$$

- для $C_{21} = 100; L_{H1} = 7; U_{21} = 0,1; r_1 = 1; r_H = 0,5$:

$$\delta = 5,9108 \cdot L_{21}^2 - 18,269 \cdot L_{21} + 11,375; \quad (6)$$

$$\Delta = 1,01 \cdot L_{21}^4 - 10,5 \cdot L_{21}^3 + 33,2 \cdot L_{21}^2 - 5,03 \cdot L_{21} + 0,2, \quad (7)$$

где относительное отклонение величины экстремумов

$$\text{от их среднего значения } \delta = 200 \frac{I_{e3} - I_{e2}}{I_{e2} + I_{e3}} \%;$$

I_{e2}, I_{e3} – соответственно значения второго и третьего

экстремумов импульса тока; $\Delta = 100 \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max}} \%;$

I_{\max}, I_{\min} – соответственно максимальные значения тока и значение первого минимума импульса тока (см. рис. 4).

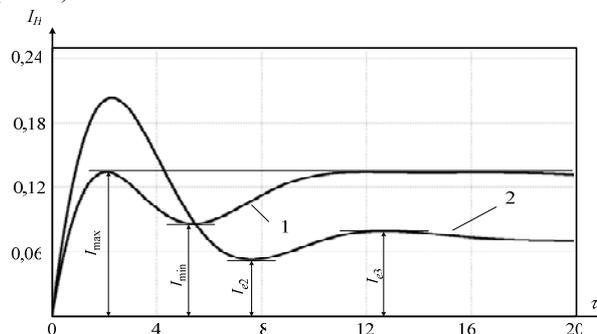


Рис. 4. Граничные импульсы тока

В качестве примера применения полученных в работе соотношений, определим безразмерные параметры для формирования импульса тока с квазипостоянной вершиной при допуске на "провал" не более

10 % при следующих известных безразмерных параметрах: $C_{21} = 100$; $L_{H1} = 3$; $r_H = 0,5$; $U_{21} = 0,1$; $r_1 = 1$.

Задавшись $\Delta = 10\%$ и решая нелинейное уравнение (3) находим $L_{21} = 0,25$. Далее по соответствующей формуле, приведенной в табл. 2 определяем $r_2 = 0,27$. Численное моделирование с помощью Micro-Cap 8 схемы, приведенной на рис. 1, при вычисленных значениях безразмерных параметров показывает, что величина "провала" не превышает 6 %.

ВЫВОДЫ

1. Показано, что при параллельной работе двух емкостных накопителей энергии на общую активно-индуктивную нагрузку возможно формирование специальных испытательных импульсов тока: с квазипостоянной вершиной и минимальной амплитудой колебаний.

2. Получены соотношения для выбора параметров разрядной цепи, при которых формируются специальные испытательные импульсы тока.

Материалы статьи могут быть использованы для исследования формирующих свойств схем с большим количеством емкостных накопителей энергии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баранов М.И. Применение мощных генераторов импульсных напряжений в схеме с замыкателем нагрузки для получения больших импульсных токов молнии / Баранов М.И., Игнатенко Н.Н., Колобовский А.К. // Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический институт". Сборник научных трудов. Тематический выпуск: Электроэнергетика и преобразовательная техника. – Харьков: НТУ "ХПИ". – № 4. – 2004. – С. 37-45.
2. Баранов М.И. Повышение энергетической эффективности разрядных цепей генераторов больших импульсных токов с мощными емкостными накопителями энергии / М.И. Баранов, Н.Н. Игнатенко // Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический институт". Сборник научных трудов. Тематический выпуск: Техника и электрофизика высоких напряжений. – Харьков: НТУ "ХПИ". – № 49. – 2005. – С. 3-14.

3. Петков А.А. Разряд двух емкостных накопителей энергии на общую нагрузку / А.А. Петков // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ "ХПИ". – № 34. – 2007. – С. 79-85.

4. Олейник О. В. Формирование аperiodического импульса при разряде двух емкостных накопителей энергии на общую нагрузку / О.В. Олейник, А.А. Петков // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ "ХПИ". – 2009. – № 11. – С. 141-148.

5. Петков А.А. Формирование импульса тока с монотонным нарастанием и спадом значений при параллельной работе двух емкостных накопителей / А.А. Петков // Електротехніка і електромеханіка. – 2009. – № 3. – С. 65-69.

6. Петков А.А. Формализация описания структур разрядных цепей высоковольтных импульсных испытательных устройств / А.А. Петков // Електротехніка і електромеханіка. – 2007. – № 1. – С. 73-77.

7. MIL-STD-464A. Department of defense interface standard. Electromagnetic environmental effects requirements for systems – AMSC F7489, Area EMCS. – 2002. – 121 P.

Поступила 23.11.2009

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

Научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт "Молния"

Национального технического университета

"Харьковский политехнический институт"

61013, Украина, Харьков, ул. Шевченко, 47

тел./факс (057) 707-62-80, e-mail: alexp@kpi.kharkov.ua

Petkov A.A.

Formation of special current pulses under parallel operation of capacitive energy stores.

In the work, feasibility of test various-shape current pulsing is investigated. Relationships between scheme parameters for formation of current pulses with quasicontant apex and pulses with minimal oscillation amplitude are determined.

Key words – oscillation amplitude, current pulse shape, test device.

С.А. Сериков

ИДЕНТИФИКАЦИЯ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА АВТОМОБИЛЯ

Одержано математичну модель тягового електроприводу автомобіля на основі вентиляного електродвигуна при оптимальному управлінні вектором струму статора і тягової NiMH акумуляторної батареї. Дана модель дозволяє досліджувати взаємодію тягового електроприводу і тягової акумуляторної батареї під час руху автомобіля з використанням електротяги і в процесі рекуперації енергії гальмування.

Получена математическая модель тягового электропривода автомобиля на основе вентиляного двигателя при оптимальном управлении вектором тока статора и тяговой NiMH аккумуляторной батареи. Данная модель позволяет исследовать взаимодействие тягового электропривода и тяговой аккумуляторной батареи при движении автомобиля с использованием электротяги и в процессе рекуперации энергии торможения.

ВВЕДЕНИЕ

Наиболее перспективным направлением решения задачи повышения экологической чистоты и экономичности автомобилей считается использование тягового электропривода. Это направление связано как с дальнейшим совершенствованием автомобилей, так и с разработками транспортных средств (ТС), оснащенных гибридными силовыми установками.

В настоящее время в качестве тягового электропривода часто применяют вентиляный двигатель (ВД). ВД представляет собой систему регулируемого электропривода, состоящую из синхронного электродвигателя переменного тока с возбуждением от расположенных на роторе постоянных магнитов, вентиляного преобразователя и устройства управления, обеспечивающего коммутацию цепей обмоток статора в зависимости от углового положения ротора. Использование ВД имеет ряд конструктивных и технико-эксплуатационных преимуществ: бесконтактность и отсутствие узлов, требующих обслуживания; большая перегрузочная способность по моменту; наивысшие энергетические показатели из-за отсутствия потерь на возбуждение; простота системы охлаждения из-за отсутствия на роторе нагреваемых током нагрузки обмоток; большой срок службы, надежность; лучшие массогабаритные и стоимостные показатели по сравнению с двигателями постоянного тока.

В роли накопителя энергии ТС с тяговым электроприводом чаще всего выступают электрохимические источники тока – тяговые аккумуляторные батареи (ТАБ). Имеется большое количество типов аккумуляторов, пригодных для выполнения данной функции, однако ни один из этих типов в полной мере не отвечает всем требованиям, предъявляемым к ТАБ: высокие удельные значения энергии и мощности, высокий КПД, большое число циклов "заряд-разряд", низкая стоимость, безопасность в эксплуатации, надежность, низкая стоимость технического обслуживания, малое время заряда. В настоящее время большинство производителей гибридных автомобилей и электромобилей отдают предпочтение никель-металлогидридным (NiMH) аккумуляторным батареям, которые имеют хорошие удельные показатели и срок службы, но на сегодняшний день достаточно дороги. Перспективными для использования в тяговом электроприводе считаются аккумуляторы на основе лития (литий-ионные, в частности литийфосфатжелезные). Широкое внедрение литий-ионных ТАБ в настоящее время сдерживает ряд нерешенных технологических проблем и высокая стоимость.

При проектировании новых силовых установок электромобилей и гибридных ТС возникает сложная проблема научного обоснования их базовых параметров и характеристик. Для решения данной проблемы используются методики, основанные на проведении вычислительных экспериментов с соответствующими математическими моделями. Результаты таких экспериментов служат основанием для сравнительного анализа различных конструктивных решений. Данная работа посвящена идентификации математической модели, описывающей взаимодействие ВД в составе тягового электропривода и NiMH ТАБ в качестве накопителя энергии на различных тягово-скоростных режимах.

АНАЛИЗ ПУБЛИКАЦИЙ

В последние годы появилось достаточно большое количество работ отечественных и зарубежных исследователей, посвященных идентификации математических моделей тягового электропривода, накопителя энергии и системы рекуперации энергии различных ТС. Это говорит об актуальности рассматриваемой проблемы. В частности в работах [1-7] изложены подходы к моделированию силовых установок гибридных автомобилей, включающих ВД в качестве тягового электропривода, и соответствующих систем управления. В работах [7-12] исследуются вопросы математического моделирования ВД, а также оптимизации управления вектором тока статора. В работах [5, 6, 13-20] рассматриваются вопросы идентификации математической модели ТАБ.

Однако задача сравнительного анализа различных конструктивных решений автомобильных силовых установок, включающих ВД и ТАБ, на основании вычислительного эксперимента порождает ряд особенностей при синтезе моделей. Так, вопросы технической реализации законов управления оказываются несущественными. В то же время оптимальность управления вектором тока статора ВД на всех задаваемых тягово-скоростных режимах приобретает особое значение. При моделировании ТАБ можно пренебречь точностью описания многих физико-химических процессов, сопровождающих процессы разряда и заряда. В то же время такая модель должна с максимальной точностью отражать изменение эксплуатационных характеристик ТАБ в процессе её функционирования. Уровень сложности получаемых моделей должен обеспечивать возможность исследования работы силовой установки в стандартном ездовом цикле движения автомобиля.

Известные публикации, посвященные иденти-

кации математических моделей силовых установок электромобилей и гибридных ТС, не отвечают в полной мере рассматриваемой задаче.

ЦЕЛЬ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Целью данной работы является идентификация математической модели силовой установки, которая отражает взаимодействие тягового ВД и ТАБ при движении автомобиля с использованием электротяги, а также в процессе рекуперации излишков кинетической энергии ТС при торможении или потенциальной энергии при движении под уклон.

Для достижения поставленной цели необходимо разработать модели тягового ВД при оптимальном управлении вектором тока статора, ТАБ, исследовать ограничения, которые накладывают на силовую установку параметры трансмиссии ТС, исследовать влияние возмущающих воздействий, обусловленных изменением рельефа опорной поверхности и аэродинамическим сопротивлением.

МОДЕЛЬ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА ОСНОВЕ ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Рассмотрим систему координат (d, q) , связанную с ротором ВД и неподвижную относительно его. Будем считать, что ось d совмещена с осью магнитного потока ротора. В данной системе координат уравнения для электромагнитных процессов ВД в скалярной форме можно записать в виде

$$\begin{cases} u_d = R_1 \cdot i_d + L_{1d} \cdot \frac{di_d}{dt} - p_p \cdot \omega \cdot L_{1q} \cdot i_q \\ u_q = R_1 \cdot i_q + L_{1q} \cdot \frac{di_q}{dt} + p_p \cdot \omega \cdot L_{1d} \cdot i_d + p_p \cdot \omega \cdot \Psi_{mag} \\ M_{VD} = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\Psi_{mag} + i_d \cdot (L_{1d} - L_{1q})) \cdot i_q \end{cases}$$

где u_d, u_q, i_d, i_q – проекции векторов напряжения и тока статора на оси вращающейся системы координат; L_{1d} и L_{1q} – полные индуктивности обмоток статора по продольной и поперечной осям; R_1 – активное сопротивление фазных обмоток; Ψ_{mag} – вектор потокосцепления статора относительно магнитного потока ротора; p_p – число пар полюсов; ω – угловая скорость вращения ротора; M_{VD} – электромагнитный момент ВД. Поскольку ВД является обратимой электрической машиной, $M_{VD} > 0$ соответствует двигательному режиму работы, а $M_{VD} < 0$ – генераторному.

Область допустимых режимов работы ВД ограничена соотношениями:

$$I_m = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{max}; U_m = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq U_{max},$$

где I_{max} – максимально-допустимый ток фазы, обусловленный особенностями вентильного преобразователя или тепловыми ограничениями; U_{max} – максимально-допустимое напряжение фазы $U_{max} = U_{DC} / \sqrt{3}$; U_{DC} – постоянное напряжение тяговой бортовой сети.

Управление электромагнитным моментом ВД может осуществляться посредством регулирования продольной и поперечной составляющих тока статора с учетом ограничений области допустимых режимов. Значения составляющих тока статора ВД i_d^* и i_q^* , требуемые для обеспечения заданного тягово-скоростного режима, определяются с учетом выбранного критерия качества управления. Если критерием качества выступает минимум полного тока потребления ВД в статическом режиме, оптимальная зависимость $[i_d^*, i_q^*] = f(\beta_M, \omega)$ может

быть получена из условия:

$$\begin{cases} i_d^* = \arg \min_{i_d \in [-I_{max}, 0]} (I_m(i_d, M_{VDzd})) \\ i_q^* = \sqrt{\left(\min_{i_d \in [-I_{max}, 0]} (I_m(i_d, M_{VDzd})) \right)^2 - i_d^{*2}} \\ M_{VDzd} = \text{const}, \end{cases}$$

$$\text{где } I_m = \sqrt{i_d^2 + \left(\frac{2 \cdot M_{VDzd}}{3 \cdot p_p} \right)^2 \cdot \frac{1}{(\Psi_{mag} + i_d \cdot (L_{1d} - L_{1q}))^2}}$$

– модуль вектора тока статора (полный ток потребления ВД); M_{VDzd} – задаваемый электромагнитный момент, необходимый для поддержания требуемого тягово-скоростного режима автомобиля; $\beta_M \in [-1, 1]$ – сигнал управления электромагнитным моментом ВД; $\beta_M = M_{VDzd} / M_{VDmax}$; M_{VDmax} – максимальный момент вращения ВД.

Оптимальное, согласно выбранному критерию, соотношение продольной и поперечной составляющих тока может быть обеспечено только в тех зонах области допустимых режимов работы ВД, где не используется режим ослабления поля. В противном случае необходимо осуществить перераспределение составляющих i_d^* и i_q^* таким образом, чтобы общий ток потребления не превышал I_{max} , а электромагнитный момент вращения был максимально близок к заданному.

Статические характеристики ВД, имеющего параметры $\Psi_{mag} = 104$ мВб; $L_{1q} = 0,56$ мГн; $L_{1d} = 0,23$ мГн; $R_1 = 7,9$ мОм; $p_p = 2$, на различных тягово-скоростных режимах при оптимальном управлении вектором тока статора приведены на рис. 1. При построении данных характеристик были приняты следующие ограничения области допустимых режимов: $I_{max} = 226,3$ А; $U_{max} = 190$ В; $M_{VDmax} = 80$ Нм.

В качестве регулятора тока тягового электропривода в [7] предложен регулятор вида:

$$\begin{cases} u_d^* = k_{pd} \cdot (i_d^* - i_d) + k_{id} \cdot \int_0^t (i_d^* - i_d) dt - \omega \cdot p_p \cdot \hat{L}_{1q} \cdot i_q - R_{ad} \cdot i_d \\ u_q^* = k_{pq} \cdot (i_q^* - i_q) + k_{iq} \cdot \int_0^t (i_q^* - i_q) dt + \omega \cdot p_p \cdot \hat{L}_{1d} \cdot i_d - R_{aq} \cdot i_q \end{cases}$$

где: u_d^*, u_q^* – составляющие вектора напряжения на обмотках статора ВД, необходимые для поддержания заданного тягово-скоростного режима; $k_{pd} = a_c \cdot \hat{L}_{1d}$; $k_{pq} = a_c \cdot \hat{L}_{1q}$; $k_{id} = a_c (\hat{R}_1 + R_{ad})$; $k_{iq} = a_c (\hat{R}_1 + R_{aq})$; $R_{ad} = a_c \cdot \hat{L}_{1d} - \hat{R}_1$; $R_{aq} = a_c \cdot \hat{L}_{1q} - \hat{R}_1$; $\hat{L}_{1d}, \hat{L}_{1q}, \hat{R}_1$ – оценки величин L_{1d}, L_{1q} и R_1 соответственно; a_c – параметр, определяющий требуемую ширину полосы пропускания замкнутой системы управления. Обычно $a_c > \hat{R}_1 / L_{1q}$.

В данном регуляторе первые две составляющие выражений для продольного и поперечного каналов представляют собой стандартный ПИ-регулятор. Третьи составляющие данных выражений предназначены для компенсации связности токовой динамики между продольным и поперечным каналами модели ВД. Последние, четвертые, составляющие обеспечивают активное демпфирование.

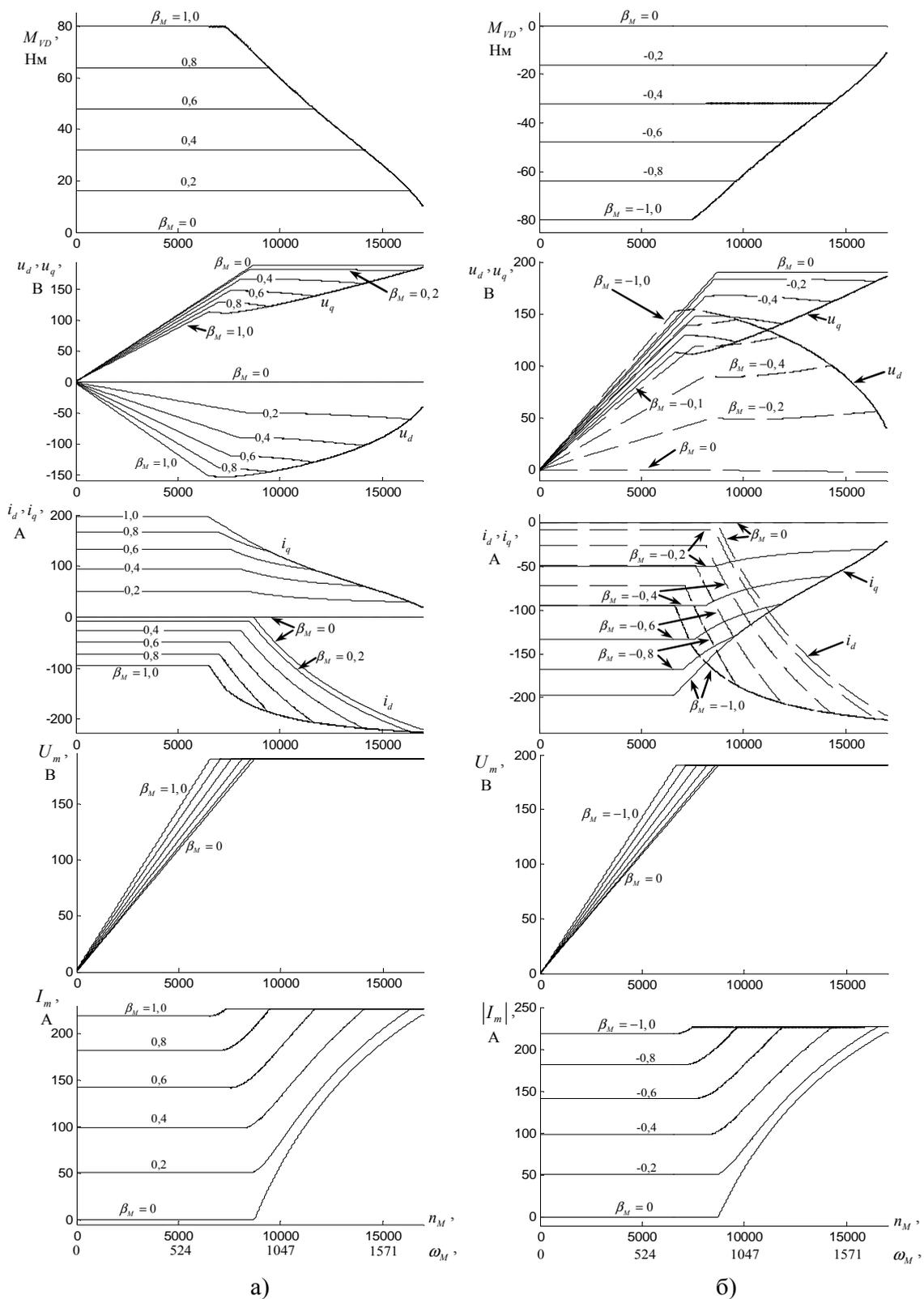


Рис. 1. Статические характеристики ВД с расширенным диапазоном скоростей ротора за счет применения режима ослабления поля. а – двигательный режим; б – генераторный режим

Инерционность вентиляльного преобразователя, включающего трехфазный инвертор с ШИМ, может быть охарактеризована чистым запаздыванием на величину периода широтно-импульсной модуляции T_{PWM} . Для упрощения задачи будем рассматривать инвертор как линейный усилитель мощности с коэффициентом усиления $k_u = 1$ и постоянной времени $T_u = T_{PWM}$ [9]:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \frac{k_u}{p \cdot T_u + 1} \begin{bmatrix} u_A^* \\ u_B^* \\ u_C^* \end{bmatrix},$$

где p – оператор дифференцирования. Используя преобразование координат, можно получить описание

трехфазного инвертора с ШИМ в связанной с ротором вращающейся системе координат:

$$\begin{cases} u_d = \frac{k_u}{T_u \cdot p + 1} \cdot u_d^* + \frac{T_u \cdot p_p \cdot \omega}{T_u \cdot p + 1} \cdot u_q \\ u_q = \frac{k_u}{T_u \cdot p + 1} \cdot u_q^* - \frac{T_u \cdot p_p \cdot \omega}{T_u \cdot p + 1} \cdot u_d \end{cases}$$

Последнее выражение отражает также существующие взаимовлияния продольного и поперечного каналов управления, которые усиливаются при увеличении частоты вращения ротора ВД. Данные взаимовлияния можно рассматривать как возмущения, действующие на токовые контуры. Для их минимизации необходимо уменьшать величину периода ШИМ.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТЯГОВОЙ АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ

Степень заряженности ТАБ можно оценить согласно выражению [15, 16]

$$\theta_{TAB} = \theta_{TAB0} - \frac{1}{3600 \cdot C_{TABnom}} \cdot \int_0^t I_{TAB} dt,$$

где θ_{TAB0} – степень заряженности ТАБ в момент времени $t = 0$; C_{TABnom} – номинальная емкость ТАБ; I_{TAB} – ток разряда ($I_{TAB} > 0$) или заряда ($I_{TAB} < 0$).

Рассмотрев эквивалентную схему замещения ТАБ [6, 18] в виде последовательного соединения эквивалентной ЭДС (E_{TAB}) и эквивалентного внутреннего сопротивления (R_{TAB}), можно получить:

$$I_{TAB} = \frac{1}{2 \cdot R_{TAB}} \cdot \left(E_{TAB} - \sqrt{E_{TAB}^2 - 4 \cdot R_{TAB} \cdot P_{TAB}} \right),$$

где P_{TAB} – мощность, отдаваемая или потребляемая аккумуляторной батареей: $P_{TAB} < P_{TABmax} = E_{TAB}^2 / 4 \cdot R_{TAB}$.

В общем случае E_{TAB} и R_{TAB} являются функциями степени заряженности ТАБ, температуры электролита, величины и направления тока I_{TAB} .

Результаты параметрической идентификации математической модели ТАБ, проведенные по методике, изложенной в [15], позволяют сделать вывод о том, что для никельсодержащих аккумуляторов влияние температуры и величины тока на ЭДС оказывается несущественным и им можно пренебречь. В то же время направление тока и степень заряженности ТАБ существенно влияют на ЭДС. Если принять во внимание, что в процессе функционирования силовой установки степень заряженности ТАБ всегда находится в диапазоне $\theta_{TAB} = 0,4 \dots 0,8$, можно ограничиться линейной аппроксимацией зависимости $E_{TAB} = E_{TAB}(\theta_{TAB}, \text{sign}(I_{TAB}))$:

$$\begin{cases} E_{TAB} = n_{TAB} \cdot (0,093727 \cdot \theta_{TAB} + 1,197), & [\text{В}], \\ \quad \quad \quad \text{при } I_{TAB} > 0 \\ E_{TAB} = n_{TAB} \cdot (0,16112 \cdot \theta_{TAB} + 1,2352), & [\text{В}], \\ \quad \quad \quad \text{при } I_{TAB} < 0 \end{cases}$$

где n_{TAB} – число последовательно включенных аккумуляторов, составляющих ТАБ (для NiMH ТАБ компании Panasonic автомобиля Toyota Prius $n_{TAB} = 228$). Среднеквадратическая ошибка линейной аппроксимации в заданном диапазоне изменения θ_{TAB} для режима разряда ТАБ ($I_{TAB} > 0$) составляет $\sigma_{Edis} = 0,010644$ В, а для режима заряда ($I_{TAB} < 0$) – $\sigma_{Echg} = 0,0099754$ В.

Результаты экспериментальных исследований NiMH ТАБ гибридного автомобиля Toyota Prius, отражающие характер изменения внутреннего сопро-

тивления при изменении θ_{TAB} в режимах заряда и разряда приведены в [5]. Для диапазона $\theta_{TAB} = 0,4 \dots 0,8$ приемлемой точности можно достичь, применив линейную аппроксимацию зависимости $R_{TAB} = R_{TAB}(\theta_{TAB}, \text{sign}(I_{TAB}))$:

$$\begin{cases} R_{TAB} = 0,076 \cdot \theta_{TAB} + 0,9937, & [\text{Ом}], \\ \quad \quad \quad \text{при } I_{TAB} > 0 \\ R_{TAB} = 0,03705 \cdot \theta_{TAB} + 0,73112, & [\text{Ом}], \\ \quad \quad \quad \text{при } I_{TAB} < 0 \end{cases}$$

Среднеквадратическая ошибка линейной аппроксимации в заданном диапазоне изменения θ_{TAB} при $I_{TAB} > 0$ составляет $\sigma_{Rdis} = 0,018274$ Ом, а при $I_{TAB} < 0$ – $\sigma_{Rchg} = 0,0075985$ Ом.

Если питание тягового электропривода осуществляется только от ТАБ, а мощность, производимая им при работе в генераторном режиме, расходуется на подзарядку ТАБ и питание дополнительных потребителей, то можно записать:

$$\begin{cases} P_{TAB} = \frac{P_{VD}}{\eta_{inv}} + P_{dop}, & \text{при } P_{VD} \geq 0 \\ P_{TAB} = P_{VD} \cdot \eta_{inv} + P_{dop}, & \text{при } P_{VD} < 0 \end{cases},$$

где $P_{VD} = 1,5 \cdot (u_d \cdot i_d + u_q \cdot i_q)$ – мощность тягового ВД; P_{dop} – мощность, потребляемая от бортовой сети дополнительным электрооборудованием; η_{inv} – КПД трехфазного инвертора с ШИМ.

Часто наряду с ТАБ и параллельно ей в качестве накопителя энергии в силовых установках гибридных транспортных средств используются суперконденсаторы. Такое техническое решение позволяет преодолеть некоторые ограничения, свойственные использованию аккумуляторных батарей (неспособность отдавать и принимать большие мощности в кратковременном пике при разгоне и рекуперативном торможении, малый диапазон рабочих температур). Использование суперконденсаторов эквивалентно включению в математическую модель накопителя энергии апериодического звена первого порядка с постоянной времени $T_{SC} = 0,1 \dots 10$ с.

МОДЕЛЬ ТРАНСМИССИИ АВТОМОБИЛЯ С ТЯГОВЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

При включенном сцеплении и выбранном передаточном отношении трансмиссии в случае прямолинейного движения без пробуксовывания колес силовая установка автомобиля и непосредственно связанный с ней потребитель мощности (собственно автомобиль) образуют жесткую механическую вращательную систему с одной степенью свободы. Уравнение динамического равновесия такой системы, приведенное к оси вращения ротора ВД может быть записано в виде

$$J_B \cdot \frac{d\omega}{dt} = M_{VD} - \frac{1}{k_m} \cdot M_C - M_F,$$

где J_B – суммарный момент инерции вращающихся масс системы, приведенный к оси вращения ВД; k_m – передаточное отношение трансмиссии от ротора ВД к ведущим колесам; M_C – момент сопротивления, приложенный к ведущим колесам ТС; M_F – момент сопротивления, обусловленный силами трения в элементах трансмиссии, приведенный к оси вращения ВД.

Суммарный момент инерции можно представить в виде суммы двух составляющих: момента инерции ротора ВД (J_{VD}) и приведенного к оси вращения ВД момента инерции масс автомобиля. Последний может

быть определен из условия равенства кинетической энергии приведенной вращающейся массы и кинетической энергии масс, которые действительно находятся в движении. Таким образом, получим:

$$J_B = J_{VD} + k_{vm} \cdot m_A \cdot \left(\frac{r_{kol}}{k_m} \right)^2,$$

где k_{vm} – коэффициент учета вращающихся масс автомобиля; m_A – масса автомобиля; r_{kol} – радиус качения ведущих колес.

Сила сопротивления движению ТС имеет три составляющие: сопротивление качению, сопротивление движению на подъем и под уклон и аэродинамическое сопротивление. Момент сопротивления, приложенный к ведущим колесам, можно определить из выражения:

$$M_C = r_{kol} \cdot \left[\begin{array}{l} k_{pk} \cdot m_A \cdot g \cdot \cos(\Theta) + \\ + m_A \cdot g \cdot \sin(\Theta) + \\ + 0,5 \cdot \rho_0 \cdot c_W \cdot S_A \cdot (V + \vartheta_0)^2 \end{array} \right],$$

где k_{pk} – коэффициент сопротивления перекатыванию, который зависит от особенностей дорожного покрытия и качества шины; $g = 9,81 \text{ м/с}^2$ – ускорение свободного падения; Θ – угол продольного уклона дороги; ρ_0 – плотность воздуха; c_W – коэффициент аэродинамического сопротивления; S_A – площадь наибольшего поперечного сечения автомобиля; $V = r_{kol} \omega / k_m$ – скорость автомобиля; ϑ_0 – скорость встречного ветра.

При совершении поворотов сопротивление качению дополняется сопротивлением повороту, которое является функцией скорости автомобиля, радиуса поворота, геометрических характеристик подвески автомобиля, типа шин, давления в шинах, поведения автомобиля под действием поперечного ускорения.

ВЫВОДЫ

Получена математическая модель автомобиля с тяговым электроприводом на основе ВД при оптимальном управлении вектором тока статора и тяговой NiMH аккумуляторной батареей.

Данная модель позволяет производить сравнительный анализ различных конструктивных решений автомобильных силовых установок на основании вычислительного эксперимента. В частности, исследовать влияние конструктивных особенностей на энергетический баланс силовой установки с учетом рекуперации кинетической энергии торможения при движении по стандартному ездовому циклу и при различном характере рельефа подстилающей поверхности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сериков С.А. Постановка задачи оптимального управления гибридной силовой установкой // Вестник ХНАДУ: Сб. научн. тр. – Харьков: РИО ХНАДУ. – 2008. – Вып. 43. – С. 95-100.
2. Сериков С.А. Синтез оптимального управления гибридной силовой установкой // Проблемы управления и информатики. – 2009. – № 2. – С. 37-47.
3. Сериков С.А., Борошенко Ю.Н. Силовая установка гибридного автомобиля как объект управления // Вісник Донецького інституту автомобільного транспорту. Науковий журнал. – Донецьк: ПП "Молнія", 2009. – № 3. – С.45-50.
4. Сериков С.А., Борошенко Ю.Н. Гибридная силовая установка автомобиля как объект управления // Автомобильный транспорт: Сб. научн. тр. – Харьков: ХНАДУ. – 2009. – Выпуск 24. – С. 15-19.
5. Francesco Esposito. A sub-optimal energy management strategy for hybrid electric vehicles. http://www.fedo.unina.it/1944/1/Esposito_Francesco_Ingegneria_Elettrica.pdf.
6. James Larminie, John Lowry. Electric vehicle technology explained. – John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate,

Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England. – 2003. – 296 p.

7. Oskar Wallmark. On control of permanent-magnet synchronous motors in hybrid-electric vehicle applications. Technical reports at the school of electrical engineering. Department of electric power engineering. Chalmers university of technology. Sweden. – 2004. 115 pp.

8. Сериков С.А. Управление вектором тока тягового вентильного электродвигателя силовой установки гибридного автомобиля: Сб. научн. тр. – Харьков: ХНАДУ. – 2009. – Выпуск 25. – С. 127-133.

9. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. Учебник для вузов. М.: Издательский центр "Академия", 2006. – 262 с.

10. Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность) / И.Е. Овчинников: Курс лекц.– СПб.: Корона-Век, 2006. – 336 с.

11. Гусевский Ю.И., Демченко Ф.О., Загарий Г.И., Семчук Р.В., Дука А.К., Гусев И. Управление синхронными двигателями с постоянными магнитами в области скоростей выше номинальной // Інформаційно-керуючі системи не залізничному транспорті. – 2006. – № 4. – С.74-79.

12. Дука А.К., Чернышев В.М., Демченко Ф.О., Загарий Г.И., Семчук Р.В. Моделирование тягового частотно управляемого электропривода на базе синхронных двигателей с постоянными магнитами // Інформаційно-керуючі системи не залізничному транспорті. – 2006. – № 5-6. – С. 80-86.

13. Dhameja, Sandeep. Electric vehicle battery systems / Sandeep Dhameja. Sandeep Dhameja. Newnes, 2002, 230 p.

14. K.J.Kelli, M.Mihalic, M.Zolot. Battery usage and thermal performance of the Toyota Prius and Honda Insight for various chassis dynamometer test procedures. Preprint. NREL/CP-540-31306, November, 2001. <http://www.osti.gov/bridge>.

15. Loic Boulon, Daniel Hissel, Marie-Cecile Pera. Multi physics model of a nickel based battery suitable for hybrid electric vehicle simulation // Journal of Asian Electric Vehicle, Vol. 6, No. 2, December 2008. pp. 1175-1179.

16. Osvaldo Barbarisi, Roberto Canaletti, Luigi Glielmo, MicheleGosso, Francesco Vasca. State of charge estimator for NiMH batteries // Proceedings of the 41-st IEEE conference on decision and control. – Las Vegas, Nevada USA, December, 2002, pp.1739-1734.

17. Nickel-metal hydride. Application Manual. 2001. http://data.energizer.com/PDF/nickelmetalhydride_appman.pdf.

18. A H2 PEM Fuel Cell and High Energy Dense Battery Hybrid Energy Source for an Urban Electric Vehicle. N. Schofield, H. T. Yap, C. M. Bingham. <http://bioage.typepad.com>.

Поступила 29.03.2010

Сериков Сергей Анатольевич, к.т.н., доц.

Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет, кафедра автомобильной электроники, 61002, Харьков, ул. Петровского, 25 тел. (057) 700-38-52, e-mail: srkv@inbox.ru

Serikov S.A.

A mathematical model of a hybrid electric vehicle high-voltage battery identification.

A mathematical model of a vehicle tractive electric drive based on a permanent-magnet synchronous motor under optimal control of the current vector of the stator and NiMH high-voltage battery is developed. This model allows studying interaction of the tractive electric drive and the high-voltage battery during the vehicle electric motive power motion and during recuperation of braking kinetic energy.

Key words – identification, mathematical model, tractive electric drive, permanent-magnet synchronous motor, high-voltage battery, electromotive force, internal resistance, state of charge, rated battery capacity.

Ю.Н. Веприк

ЗАДАЧА МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ СТАЦИОНАРНЫХ РЕЖИМОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ В ОБОБЩЕННОЙ ПОСТАНОВКЕ

Рівняння стаціонарних (симетричних, несиметричних, нормальних, аварійних) режимів представлені в єдиній блоково-матричній формі, що дозволяє отримати узагальнену базову модель електричних систем для проведення досліджень будь-яких стаціонарних режимів на єдиній методичній, алгоритмічній і інформаційній основах.

Уравнения стационарных (симметричных, несимметричных, нормальных, аварийных) режимов представлены в единой блочно-матричной форме, что позволяет получить обобщенную базовую модель электрических систем для проведения исследований любых стационарных режимов на единой методической, алгоритмической и информационной основах.

ВВЕДЕНИЕ

Задача исследования стационарных режимов электрических систем – комплексная задача, если под стационарными понимать любые установившиеся режимы – нормальные и аварийные, симметричные и несимметричные, с простой и сложной несимметрией.

Комплексная потому, что, во-первых, в полном объеме она может быть решена лишь при совместном, комплексном моделировании нормальных и аварийных, симметричных и несимметричных установившихся режимов – для расчетов несимметричных режимов необходимы расчеты предшествующих нормальных режимов, после отключения элементов с несимметричными повреждениями также нужно оценить параметры послеварийных симметричных режимов, в ряде случаев вообще неясно, является исследуемый режим симметричным или нет (при наличии нетранспонированных воздушных линий (ВЛ), несимметричных нагрузках) и т.д. Во-вторых, расчеты любых установившихся режимов электрических сетей – симметричных и несимметричных, с простой и сложной несимметрией, в симметричных составляющих и в фазных координатах, органически связаны между собой – исходными данными и результатами расчета, методами, как составления уравнений, так и их решения. Сложившаяся ситуация, когда для решения комплекса тесно взаимосвязанных задач анализа стационарных режимов (симметричных и несимметричных, с простой и сложной несимметрией, эксплуатационных и аварийных) приходится использовать разрозненные модели и программы, создает сложности при организации их взаимодействия.

Поэтому целесообразен и оправдан и другой – комплексный, подход к задаче моделирования стационарных (симметричных и несимметричных) режимов, направленный на разработку и реализацию обобщенной комплексной модели электрических систем в стационарных режимах для анализа любых установившихся режимов.

АНАЛИЗ ПУБЛИКАЦИЙ

Математические модели электрических систем в стационарных режимах характеризуются достаточно большим разнообразием форм представления расчетных схем и применяемых методов решения. При моделировании симметричных режимов трехфазная сеть представляется однофазным эквивалентом, для моделирования несимметричных режимов методом симметричных составляющих для сети составляются схемы замещения прямой, обратной и нулевой последовательностей, в фазных координатах сеть представляется трехфазными схемами замещения [1, 2], ре-

шетчатыми схемами или многополюсниками [3]. Решение целого ряда задач проектирования и эксплуатации требует моделирования серий режимов работы системы – нормальных и аварийных, симметричных и несимметричных, с простой и сложной несимметрией. Необходимость использования при этом различных программных средств, основанных на разных исходных положениях, разных формах представления сети, различных методах решения, усложняет процессы принятия решений.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для эффективного решения задач анализа и планирования режимов работы электрических систем необходимо иметь комплексные, обобщенные модели и соответствующее программное обеспечение, позволяющие моделировать любые стационарные режимы – симметричные и несимметричные, аварийные и эксплуатационные, с простой и сложной несимметрией, на единой информационной и алгоритмической основе. Поэтому представляется имеющей смысл постановка задачи о том, чтобы сократить разнообразие форм представления элементов сети и данных, унифицировать частные математические модели симметричных и несимметричных режимов и объединить их в единую вычислительную схему, которая должна быть положена в основу обобщенной модели электрических систем в стационарных режимах.

ОБОБЩЕННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ М1 СТАЦИОНАРНЫХ РЕЖИМОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Весь диапазон задач, решаемых специализированными моделями, охватывается следующими четырьмя типами моделей:

- линейная модель в симметричных режимах (модель 1) на основе линейных узловых уравнений в форме баланса токов для однофазного эквивалента сети;
- нелинейная модель в симметричных режимах (модель 2) на основе нелинейных узловых уравнений в форме баланса мощностей для однофазного эквивалента сети;
- линейная модель в несимметричных режимах (модель 3), использующая линейные уравнения в форме баланса токов в фазных координатах;
- нелинейная модель в несимметричных режимах (модель 4), на основе узловых уравнений в форме баланса мощностей трех фаз трехфазной сети.

Моделирование симметричных аварийных режимов (модель 1) выполняется по однофазному эквиваленту трехфазной сети на основе линейных узловых уравнений в форме баланса токов при представлении генераторов постоянными ЭДС за постоянным сопро-

пряжения и задающие токи трехфазных узлов.

Нелинейные модели в несимметричных режимах (модель 4) основаны на формировании узловых уравнений баланса мощностей для каждой из фаз трехфазной сети в фазных координатах и их решении итерационными методами. Если при этом на каждом шаге итерационного процесса нагрузочные узлы (симметричные и несимметричные) представлять постоянными проводимостями $[Y] = \text{const}$ или нелинейными источниками тока $[J]$, то линеаризованные уравнения на шаге будут иметь такой же вид, как и уравнения (7).

В линейной модели сети (при задании нагрузок неизменными сопротивлениями фаз) напряжения фаз в узлах сети в рассматриваемом несимметричном режиме определяются однократным решением уравнений (7), в нелинейной модели (при заданных мощностях, потребляемых и генерируемых в узлах сети) напряжения фаз уточняются в ходе итерационного процесса до тех пор, пока сумма мощностей трех фаз в каждом узле сети не станет равна заданной величине.

Таким образом, предлагаемые модификации узловых уравнений электрической сети в форме баланса токов и мощностей обеспечивают возможность представления любых уравнений электрической сети в установившихся режимах – нормальных (6), аварийных (3), в фазных координатах (7) – в единой, унифицированной блочно-матричной форме, характерными особенностями которой являются следующие:

- матрицы коэффициентов любой из рассмотренных систем уравнений состоят из блоков и различаются размерами этих блоков (2×2, 3×3, 6×6);

- элементы векторов заданных величин и неизвестных также сгруппированы в блоки по 2 или по 3, содержащие величины, относящиеся к одному узлу сети;

- количество блоков в матрице и векторах заданных и искомых величин равно числу независимых узлов n моделируемой сети.

При использовании предлагаемой унифицированной, общей для всех задач моделирования стационарных режимов блочно-матричной формы записи уравнений, может быть соответствующим образом унифицирован и алгоритм решения уравнений с матрицами блочной структуры, отличающихся только размерами блоков. Так как в реальной электрической сети каждый из узлов связан лишь с двумя-тремя соседними, а непосредственные связи с остальными узлами отсутствуют, для графа трехфазной электрической сети характерна слабая связность, а для матриц – блочная структура с большим числом нулевых блоков.

В последние годы в сетевых расчетах все более широкое применение находят методы факторизации – группа методов, позволяющих получить обратную матрицу в неявной форме (в виде произведения матриц-сомножителей, в той или иной мере сохраняющих слабую заполненность).

В качестве метода получения обратных матриц в виде произведения матриц-сомножителей, который может быть развит для применения к слабозаполненным матрицам блочной структуры, принят метод разложения исходной матрицы A порядка n на n матриц-сомножителей, также имеющих слабую заполненность [4].

Предлагаемый метод блочной факторизации [4] является обобщением методов факторизации матриц с вещественными коэффициентами на слабозаполненные матрицы блочной структуры и позволяет полу-

чить эффективные алгоритмы решения узловых уравнений (3) – (7) электрических систем с любой несимметрией в фазных координатах.

Приведение всех выделенных выше четырех моделей к унифицированному виду позволяет, во-первых, унифицировать вычислительные процедуры их формирования и решения, а, во-вторых, включить их в единую обобщенную, базовую модель (M1) электрических систем в стационарных режимах.

ВЫВОДЫ

1. Выполненное обобщение уравнений стационарных (симметричных, несимметричных, нормальных, аварийных) режимов и представление их в единой блочно-матричной форме позволяет получить обобщенную базовую модель электрических систем, обеспечивающую возможность проведения всего комплекса исследований любых стационарных режимов на единой методической, алгоритмической и информационной основе.

2. Переход на уровень трехфазных многополюсников, представление уравнений элементов в унифицированной форме позволяет сократить разнообразие форм записи уравнений элементов сети и обеспечить формализацию и алгоритмизацию формирования обобщенной базовой модели, не ограничивая ее возможностей.

3. Улучшению характеристик комплексной модели способствуют также организация учета слабой заполненности матриц коэффициентов, а также применение метода блочной факторизации для решения линейных и нелинейных узловых уравнений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Берман А.П., Фраткин А.И. Расчет сложных несимметричных режимов электрических систем на основе метода Ньютона / Эл. сети и системы: Респ. межвед. научно-техн. об. – Киев, 1987. – Вып. 23. – С. 38-43.
2. Мисриханов М.Ш., Попов В.А., Якимчук Н.Н., Медов Р.В. Уточнение определения мест повреждения на ВЛ при использовании фазных составляющих // Эл. станции. – 2001. – № 3.
3. Закарюкин В.П., Крюков А.В. Расчет режимов электрических систем в фазных координатах // Интеллектуальные и материальные ресурсы Сибири. – Иркутск: БГУ-ЭП. – 2003. – С. 262-273.
4. Веприк Ю.Н. Комплексное моделирование электрических систем в стационарных режимах // Вестник ХГПУ. – 2000. – № 112.

Поступила 31.01 2010

Веприк Юрий Николаевич, к.т.н., проф.
Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
кафедра "Передача электрической энергии"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21
тел. (057) 707-62-46

Veprik Yu.N.

A problem of mathematical modeling of electric system stationary modes in the generalized formulation.

Equations of stationary (symmetric, asymmetrical, normal, emergency) modes are presented in a single block-matrix form which allows getting a generalized basic model of electric systems for doing research into any stationary mode on a united methodical, algorithmic, and informative basis.

Key words – stationary modes, electric networks, mathematical models.

В.Е. Мясников

УПЛОТНЕНИЕ ВВОДА ПРОВОДОВ В ОБОЛОЧКУ КАК ФАКТОР ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОЖАРНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ИЗДЕЛИЯ

Розглянута нормативна база щодо забезпечення пожежної безпеки електротехнічних виробів (ЕТВ) з використанням різних варіантів вводу дротів в оболонку ЕТВ. Обґрунтована необхідність коригування цієї нормативної бази з метою забезпечення пожежної безпеки ЕТВ.

Рассмотрена нормативная база обеспечения пожаробезопасности электротехнических изделий (ЭТИ) с использованием различных вариантов ввода проводов в оболочку ЭТИ. Обоснована необходимость корректировки этой нормативной базы с целью обеспечения пожаробезопасности ЭТИ.

ВВЕДЕНИЕ. СОСТОЯНИЕ ВОПРОСА

Для обеспечения пожарной безопасности электротехнического изделия (далее ЭТИ) необходимо соблюдение ряда технически обоснованных требований. В их числе – изоляция источников возгорания в ЭТИ от внешней среды оболочками электрических машин, электрических аппаратов, приборов, шкафов и наборов зажимов (см. [1], таблицы 5.1, 5.2). Однако наличие оболочек, в том числе с высокой степенью защиты (IP54 и выше по ГОСТ 14255-69), не обеспечивает во всех случаях изоляцию от внешней среды источников возгорания в ЭТИ. Это связано с наличием различных вариантов конструкций ввода проводов в оболочку ЭТИ (см. рис. 1).

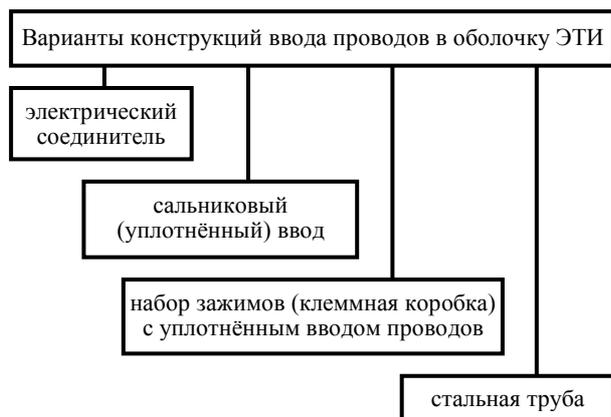


Рис. 1

Все приведенные на рис. 1 варианты конструкций ввода проводов в оболочку ЭТИ за исключением ввода с использованием стальной трубы обеспечивают изоляцию источников возгорания в ЭТИ. Ввод проводов в оболочку ЭТИ с использованием стальной трубы без установки в ней разделительного уплотнения изоляцию источников возгорания в ЭТИ не обеспечивает, так как оболочки ЭТИ, функционально связанные в оборудовании потребителя, образуют посредством труб систему сообщающихся сосудов. В этой системе трубы помимо проводов заполнены воздухом. Подпитка труб воздухом осуществляется периодически при эксплуатационном обслуживании ЭТИ, которое производится при снятых крышках. При обслуживании (например, при подтягивании винтов контактных соединений) одного из ЭТИ осуществляется подпитка воздухом всей системы ЭТИ, функ-

ционально связанных в оборудовании потребителя. Кроме того, в системе возможно наличие ЭТИ с невысокой степенью защиты по ГОСТ 14255-69 (например, IP20, IP40), при которой не обеспечивается изоляция ЭТИ от внешней среды. Следствие этого – постоянная подпитка воздухом всей системы из множества ЭТИ. Стало быть, возгорание в одной из оболочек ЭТИ по трубам вдоль проводов, изоляция которых, как правило, является горючим материалом, распространяется на другие ЭТИ системы, что недопустимо. Следовательно, без установки в трубе в месте её ввода в оболочку ЭТИ разделительного уплотнения обеспечить локализацию возгорания в объёме оболочки (невозникновение пожара от ЭТИ) невозможно. Однако установка разделительного уплотнения в стальной трубе в [1], раздел 5 "Электроустановки в пожароопасных зонах", не предусмотрена. Она предусмотрена в [1], раздел 4 "Установки во взрывоопасных зонах". Налицо отсутствие единого методологического подхода к обеспечению пожаро- и взрывозащиты ЭТИ. Следует отметить, что отсутствие разделительного уплотнения в трубе напрямую противоречит:

- ГОСТ 12.1.004-91 [4], где в числе требований к невозникновению пожара от ЭТИ указана изоляция горючей среды (применение изолированных отсеков, камер, кабин и т.п.);

- ГОСТ 12.2.007.0-75 [2], п. 3. 1. 10, где указано: "Снижение пожарной опасности электротехнических изделий и их частей достигается...ограничением проникновения горючих материалов (веществ) (в том числе – кислорода воздуха – авт.) извне к пожароопасным узлам электротехнических изделий (например, к искрящим по условиям работы контактам – авт.)."

Сформулированное в [2] требование к ЭТИ носит декларативный характер, не подкреплено конкретными примерами реализации. Применительно ко вводу в трубу проводов в оболочку ЭТИ перечисленные требования нормативных документов могут быть выполнены с использованием разделительного уплотнения.

Изложенное выше наглядно иллюстрируют рисунки (рис. 2, 3), на которых изображены конструктивные варианты ввода проводов в оболочку путевого выключателя. В оболочке (корпусе) имеется унифицированное для различных серий выключателей резьбовое отверстие. На рис. 2 изображён сальниковый (уплотнённый) ввод проводов в оболочку выключателя через резьбовое отверстие в корпусе. Такой ввод

проводов в оболочку ЭТИ, как было указано выше, обеспечивает выполнение требований к пожаробезопасности ЭТИ.

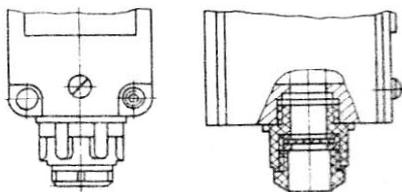


Рис. 2

На рис. 3 изображён выключатель с резьбовым отверстием в корпусе (таким же, как и на рис. 2). В этом отверстии на предприятии-изготовителе установлена транспортная заглушка, предназначенная для защиты коммутационных элементов от влаги и пыли при транспортировании и хранении выключателя.

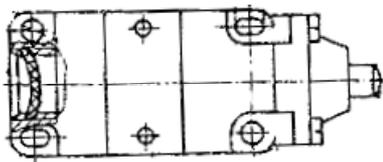


Рис. 3

Ввод проводов в оболочку выключателя предусмотрен в стальной трубе при монтаже выключателя в оборудовании потребителя. Требование к установке разделительного уплотнения в трубе отсутствует. Такой ввод проводов в оболочку ЭТИ, как было указано ранее, не обеспечивает выполнение требований к пожаробезопасности ЭТИ.

Следует отметить, что неуплотненный ввод проводов в оболочку ЭТИ является весьма распространенным конструкторским решением, широко используется при монтаже в оборудовании потребителя различных ЭТИ, в частности, рассматриваемых в данной статье в качестве примера путевых выключателей.

В [3] (раздел 9 "Указания по эксплуатации"), как и в [1, 2], нет сведений о необходимости установки разделительного уплотнения в стальной трубе. Оперативно эту недоработку нормативных документов можно исправить введением изменений и дополнений в комплект конструкторской и эксплуатационной документации на ЭТИ, для которых предусмотрен ввод проводов в оболочку с использованием трубы через имеющееся в оболочке резьбовое отверстие. Такая корректировка не противоречит действующим нормативным документам, а дополняет их. Основанием для проведения корректировки может быть, например, решение технического совещания уполномоченных представителей Украинского научно – исследовательского института пожарной безопасности (УкрНИИПБ) и департамента научно – технического и инновационного обеспечения Минпромполитики Украины.

Разделительное уплотнение должно надёжно выполнять свою функцию независимо от нормированной для ЭТИ степени защиты. Разделительное уплотнение следует рассматривать как неотъемлемую часть конструкции ЭТИ и обязательный объект поставки потребителю для последующего использования при монтаже ЭТИ в его оборудовании.

ВЛИЯНИЕ УПЛОТНЕНИЯ ВВОДА ПРОВОДОВ В ОБОЛОЧКУ НА РЕЖИМ РАБОТЫ ЭТИ

Следует отметить, что уплотнение ввода (или отсутствие такого уплотнения) существенно влияет на ресурс работы контактных коммутационных ЭТИ. При уплотнённом вводе практически отсутствует приток воздуха извне, а имеющийся в ограниченном объёме оболочки кислород воздуха достаточно быстро выгорает в процессе коммутации контактных ЭТИ, вследствие чего искрение или горение электрической дуги между контактами затруднено, то есть имеют место благоприятные условия коммутации ЭТИ. При отсутствии уплотнения ввода вследствие притока воздуха извне, о котором упоминалось ранее, коммутация контактных коммутационных ЭТИ затруднена, время горения дуги больше, чем при уплотнённом вводе, что неизбежно отражается на эксплуатационном ресурсе таких ЭТИ. Однако тщетно искать в стандартах и технических условиях дифференцированные по уплотнению ввода проводов в оболочку сведения об эксплуатационной наработке контактных коммутационных ЭТИ. В таком случае не ясно, на какие предусмотренные конструкторской и эксплуатационной документацией условия эксплуатации по уплотнению ввода проводов в оболочку распространяются указанные в нормативных документах сведения об эксплуатационной надёжности контактных коммутационных ЭТИ? Ответа на этот вопрос нельзя найти в действующих нормативных документах на контактные коммутационные ЭТИ.

ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО КОРРЕКТИРОВКЕ НОРМАТИВНЫХ ДОКУМЕНТОВ

Необходимость корректировки [1] с учётом изложенного выше представляется очевидной. В [1] следует указать технические характеристики разделительного уплотнения, а именно: предлагаемый вариант конструкции с привязкой к трубе в месте её ввода в оболочку ЭТИ, материал, из которого изготовлено разделительное уплотнение. Эти сведения должны относиться к разделам 4, 5 [1]. Содержание п.п. 4.8.17, 4.8.20 [1] (об установке на вводе в ЭТИ разделительного уплотнения и о критерии его годности) следует распространить наряду со взрывоопасными и на пожароопасные зоны.

Корректировка [2] должна быть произведена с учётом предложенной корректировки [1]. При этом следует исключить дублирование в различных нормативных документах одних и тех же технических требований. Следует отметить, что требования к пожарной безопасности ЭТИ изложены частично в [1], частично в [2]. Целесообразно свести откорректированные требования к пожарной безопасности ЭТИ в один нормативный документ. Возможно, необходим более полный пересмотр [2] (вплоть до его замены новым нормативным документом) с учётом необходимости гармонизации действующей нормативной базы по безопасности ЭТИ с нормативными документами ИЕС.

Необходимость замены [3] документом, гармонизированным со стандартом ИЕС, объектом стандартизации которого являются технические требования к коммутационным аппаратам цепей управления и к методам испытаний таких аппаратов, не вызывает сомнений. При этом должна быть учтена предложенная корректировка [1].

ОЦЕНКА ПОЖАРНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ЭТИ

Как было указано выше, без установки в трубе разделительного уплотнения обеспечить невозникновение пожара от ЭТИ с вводом проводов в его оболочку через трубу невозможно. Однако ввиду несовершенства действующих нормативных документов с положительным результатом проходят процедуру оценки соответствия (сертификации) ЭТИ без разделительного уплотнения в трубе. Следует отметить, что составным элементом работ по сертификации является подтверждение вероятности возникновения пожара от ЭТИ не более 10^{-6} в течение срока службы ЭТИ. Редакция этого требования заимствована из ГОСТ 12.1.004-91. Указанная вероятность возникновения пожара документально подтверждается в материалах сертификации ЭТИ. Но как такой результат сертификации соотносится с реальной пожаробезопасностью ЭТИ с вводом проводов через трубу с учётом изложенной выше информации? Иными словами, какова достоверность результатов проведенной оценки соответствия? Вопрос, скорее всего, риторический. Формально сложно предъявить претензию за некачественную работу к органу по оценке соответствия (органу по сертификации продукции), к разработчику, к изготовителю ЭТИ. Однозначно претензию следует предъявить к разработчику нормативного документа, на соответствие требованиям которого произведена сертификация ЭТИ. Может ли такая претензия повлечь за собой юридически значимые для разработчика нормативного документа последствия, организационные выводы? Ведь цена ограниченной профессиональной компетентности - жизнь людей. Есть ли механизм оформления и предъявления подобного рода технических претензий – желательно до возникновения форс-мажорных обстоятельств? Ответ находится в компетенции правоведов, инспекторов по охране труда. Хотелось бы, чтобы они на страницах журнала ответили по существу на поставленный вопрос, интерес к которому носит отнюдь не академический характер.

В связи с введением на Украине с 01.01.2012 г. обязательного использования Технического регламента безопасности низковольтного электрического оборудования предлагается *неотложно* произвести корректировку нормативной базы к этому Техническому регламенту с целью учёта предложений, изложенных в номере 2010/1 журнала "Электротехніка і електромеханіка" в статье "Об обеспечении пожарной безопасности электротехнических изделий локальными оболочками", и в настоящей статье. Такая корректировка нормативной базы, подлежащая осуществлению в соответствии с пунктом 3 "Плана мероприятий по применению Технического регламента безопасности низковольтного электрического оборудования", утверждённого постановлением Кабинета Министров Украины от 29 октября 2009 г., №1149:

- повысит реальную безопасность низковольтного электрического оборудования, уровень доверия потребителей к оборудованию, с положительным результатом прошедшему процедуру оценки соответствия требованиям указанного Технического регламента;
- минимизирует количество возгораний ЭТИ и ущерб от возгораний у потребителей ЭТИ.

ВЫВОДЫ

1. Использование трубы с разделительным уплотнением во вводном устройстве:

- обеспечивает нераспространение пожара от возгорания в объёме оболочки единичного ЭТИ;
- позволяет минимизировать ущерб от возгорания в объёме оболочки единичного ЭТИ и количество возгораний ЭТИ;
- повышает надёжность функционирования системы из множества единиц ЭТИ в оборудовании потребителя;
- обеспечивает максимально возможный в нормируемых режимах эксплуатации ресурс контактных коммутационных ЭТИ.

2. В [1] следует указать конструкцию разделительного уплотнения с привязкой к трубе в месте её ввода в оболочку ЭТИ, материал разделительного уплотнения. Эти сведения следует распространить на содержание разделов 4,5 [1] для формирования единого методологического подхода к обеспечению взрыво- и пожарной безопасности ЭТИ. [2, 3] следует пересмотреть с учётом рекомендаций, приведенных выше.

3. Кратчайший путь внедрения предложенных требований к уплотнению ввода проводов в оболочку ЭТИ – корректировка технических условий и эксплуатационной документации на ЭТИ с одновременным доукомплектованием ЭТИ, поставляемых потребителю, разделительными уплотнениями, если предусмотрен ввод проводов в оболочку ЭТИ с использованием трубы.

4. Следует пересмотреть результаты оценки соответствия (сертификации) по пожарной безопасности ЭТИ с вводом проводов через трубу ввиду несовершенства нормативных документов, на соответствие требованиям которых произведена указанная работа.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ДНАОП 0.00-1.32-01 "Правила устройства электроустановок. Электрооборудование специальных установок".
2. ГОСТ 12.2.007.0-75 "ССБТ. Изделия электротехнические. Требования безопасности".
3. ГОСТ 9601-84 "Выключатели (переключатели) путевые силовые. Общие технические условия".
4. ГОСТ 12.1.004-91 "ССБТ. Пожарная безопасность. Общие требования"

Поступила 20.03.2010

Мясников Виталий Евгеньевич

Украина, 61146, Харьков, ул. Акад. Павлова, 140 в, кв.25

тел. 0572 68 47 75

e-mail: myasnikov10@gmail.com

Myasnikov V.E.

Shell input lead sealing as a fire safety factor for an electrical product.

The paper considers the normative base for fire safety assurance for electrical products (EP) through application of different variants of input leads to EP shells. Necessity of the normative base updating to secure EP fire safety is shown.

Key words – electrical product, cup-type seal, inflammation isolation within the shell, fire safety certification.

РОЗПОДІЛЬНІ ПРИСТРОЇ НИЗЬКОЇ НАПРУГИ У ПРОМИСЛОВИХ УСТАНОВКАХ: ЗАПОБІЖНИКИ ЧИ ВІДМИКАЧІ? СИСТЕМА KABELDON¹.

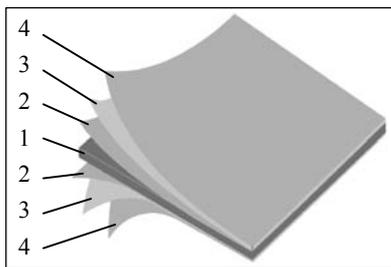
Шафи для системи Kabeldon

Як зазначалося у попередній публікації, розподільні пристрої системи Kabeldon допускають монтування безпосередньо на стінах приміщень, у яких вони розташовані. Подібний спосіб монтування може бути застосований, якщо у такому приміщенні працюють лише особи, допущені для роботи з цим розподільним пристроєм. В інших випадках, незважаючи на відносну безпечність системи Kabeldon, розподільні пристрої мають бути змонтовані у шафах з металевими стінками, покрівлею та дверцятами, які замикаються на ключ.

Система Kabeldon пропонує декілька різновидів металевих шаф, пристосованих для монтування розподільних пристроїв для зовнішнього (outdoor) та внутрішнього (indoor) встановлення з комутаційними апаратами саме цієї системи.

Деталі шаф, призначених для зовнішнього встановлення (шафи типів CDC та SDC) виготовляють з листової сталі завтовшки 2 мм, поверхні яких ретельно захищають від корозії. При цьому для деталей, які мають знаходитися на поверхні землі, застосовують гаряче цинкування тобто занурення підготовлених деталей (процес підготовки поверхонь передбачає знежирення, піскоструминне очищення, кислотне травлення, нанесення флюсу) у розтопленій цинк, яке забезпечує товщину шару цинку на поверхні сталі 60 - 100 мікрон, у той час, як звичайне електролітичне цинкування забезпечує товщину шару цинку близько 5 - 6 мікрон. Для підсилення захисту від корозії частин шафи, які знаходяться під землею, оцинковану поверхню покривають спеціальною полімерною фарбою, причому перед нанесенням фарби цинкову поверхню обробляють методом фосфатування (занурення у розчин фосфатів цинку та марганцю - Zn/Mn фосфатування), завдяки чому на поверхні цинку утворюється тонка плівка (3 - 5 мікрон), яка поліпшує адгезію фарби до поверхні деталі (рис 42).

Рис. 42. Три ступеня захисту сталевих поверхонь шаф від корозії: 1 - сталевий лист; 2 - цинкова плівка; 3 - плівка з нерозчинних фосфатів цинку та марганцю; 4 - плівка полімерної фарби



Дотримання описаної вище технології покриття поверхонь шаф забезпечує їх багаторічну бездоганну експлуатацію у різних кліматичних умовах - від Арктики до африканських тропіків, а також в умовах арктичного клімату, причому завдяки товстому шару цинку шафи не втрачають естетичного вигляду впродовж багатьох років (рис. 43).



Рис. 43. Шафи Kabeldon не псують ландшафт

Деталі шаф, призначених для внутрішнього встановлення (шафи типу KSIK) виготовляють з листової сталі з порошковим покриттям поверхонь. Ці шафи, пристосовані для розподільних пристроїв (щитів) внутрішнього встановлення в оточенні класів C1 (згідно з ISO 12944-2 - опалювані сухі приміщення) та C2 (приміщення, у яких спостерігається незначна вологість), можуть бути застосовані, наприклад, у промисловості, будівлях, спортивних залах, товарних складах тощо.

Для монтування розподільних пристроїв внутрішнього встановлення, побудованих на базі комутаційних апаратів системи Kabeldon, декілька вітчизняних підприємств розробили панелі, які хоча й дещо відрізняються нюансами конструкцій та габаритними розмірами, але отримали спільну назву - ЩО-Kabeldon.

Шафи CDC

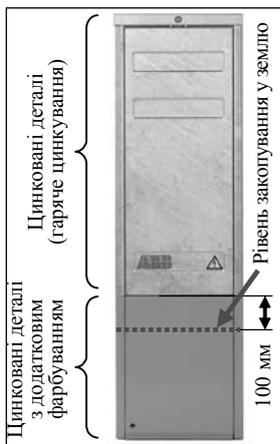
Шафа CDC (рис. 44) призначена для постійного застосування. Конструкція цієї шафи не передбачає демонтування впродовж багатьох років, оскільки нижня частина шафи мінімум на 300 мм (а з урахуванням стійок, які є висувними аксесуарами шафи - до 840 мм) знаходиться під землею і зазвичай бетонується.

Шафи CDC випускаються у трьох габаритах - шириною 350, 600 та 850 мм. Відповідно у шафі може розміщуватися до 20, 40 та 60 модулів (нагадаємо, що апаратура Kabeldon має модульну побудову - ширина будь-якого апарату є кратною модулю М, значення якого становить 12,5 мм). Базова висота шафи (без урахування висувних стійок) становить 1200 мм, а глибина - 220 мм. Шафи можуть поставлятися без шинних систем - з монтувальними платами або з шинними системами з робочим струмом у лінійних шинах 400 або 630 А.

Позначення шаф CDC є таким: CDC ХYY, де Х - умовне число яке позначає наявність шинних систем (0 - без шинної системи, 4 - з шинною системою 400 А, 6 - з шинною системою 630 А), YY - позначає кількість модулів, відповідно 20, 40 та 60, причому шафа з 20 модулями може мати шинну систему тільки на 400 А). Отже, шафа CDC 460 - це шафа з лінійними (ізолюваними) шинами KSFS 420 з робочим струмом 400 А, двома неізолюваними шинами KSNS 417 та додатковою універсальною сталевією шиною для монтування на ній універсальних затискачів UKRA 90, призначених для фіксації кабелів. Дана структура позначення застосовується й для шаф системи Kabeldon інших типів.

¹ Закінчення. Початок - у попередніх номерах (2010-1, 2). Інформацію надано компанією ТОВ «АББ Лтд»

Наявність у шафах CDC двох неізолюваних шин дозволяє здійснювати живлення навантаг із системами заземлення TN-C-S та TN-S (із застосуванням п'ятипроводних комплектів C20-TNS, C40-TNS або C60-TNS).



У той же час, відносно невелика глибина цих шаф (220 мм) не дозволяє застосовувати у них задне приєднання живлення до лінійних шин.

На боковій стінці шафи розташовано отвір з револьверною заглишкою з отворами від $\varnothing 15$ до $\varnothing 60$ мм, що дозволяє встановлювати промислові розетки для тимчасового приєднання обладнання.

Рис. 44. Зовнішній вигляд шафи CDC

Шафа CDC при загальній висоті 1200 мм має встановлюватися так, що висота над рівнем землі повинна дорівнювати 900 мм. При цьому висота заглибленої у землю частини шафи може регулюватися у діапазоні від 300 до 840 мм за допомогою висувних стійок та базової опори (рис. 45).

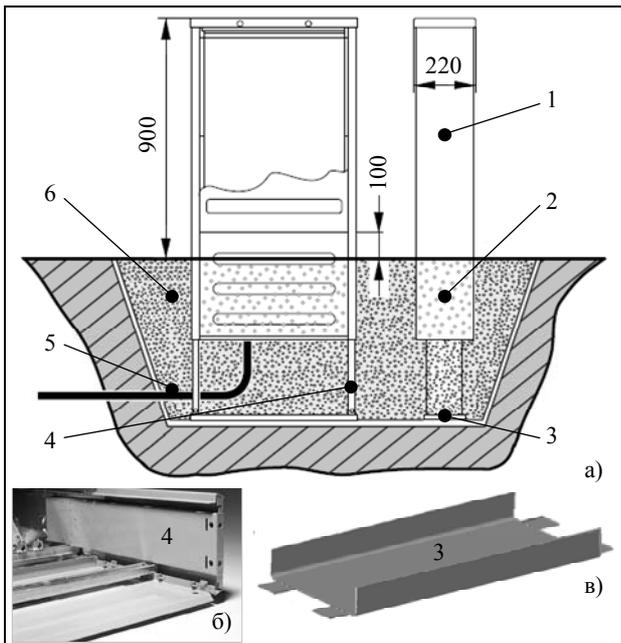


Рис. 45. Розміщення шафи CDC у землі (а) та відповідні аксесуари (б, в): 1 – шафа CDC; 2 – пісок або керамзит (засипається всередину шафи до рівня землі для зменшення конденсації вологи); 3 – базова опора; 4 – висувні стійки; 5 – кабель (кабелі); 6 – земля або бетонна суміш.

Висувні стійки можуть бути розташовані під кутом майже у 30° і, таким чином, розташовуючи шафу безпосередньо на стіні будівлі, можна забезпечити увід з обходженням фундаменту (рис. 46).

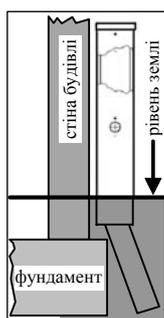


Рис. 46. Розташування стійок шафи CDC під кутом з метою обходження фундаменту.

Шафи CDCM

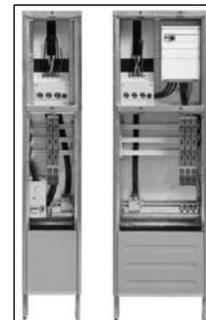
Шафи CDCM (рис. 47) відрізняються від шаф CDC наявністю надбудови – верхньої секції, яка призначена, переважно, для встановлення лічильників (meters).

Висота верхньої секції дорівнює приблизно 600 мм, отже загальна висота шафи CDC над рівнем землі становить 1500 мм. Шафи CDCM на відміну від шаф CDC випускаються лише у двох габаритах – шириною 350 та 600 мм.



Рис. 47. Зовнішній вигляд шаф CDCM X20 (X = 0 – без шин; 4 – з шинами на 400 A) та CDCM X40 (X = 0; 4 та 6 – з шинами на 630 A)

Основне призначення шаф CDCM – забезпечення



автоматичного керування вуличним освітленням із застосуванням сутінкових вимикачів (рис. 48).

Рис. 48. Шафи CDCM 420 та CDCM 440 з панелями для трифазних аналогових лічильників, пристроями (блоками GBLB 45, GBL 63) для автоматичного керування вуличним освітленням та комутаційними апаратами SLD 000

Шафи CDCP

Шафи CDCP (рис. 49) – це різновид шаф CDC, які монтуються на нижніх частинах стовпів ліній передачі електричної енергії у діапазоні середніх напруг (6/10 кВ) і застосовуються для розподілення кабельних ліній на стороні 0,4 кВ підстанцій невеликої потужності (до 315 кВА), трансформатори яких монтуються на верхніх частинах стовпів. Таке рішення забезпечує подачу електричної енергії споживачам навіть у віддалених селищах через кабельні лінії, що не тільки підвищує надійність електропостачання, а й сприяє суттєвому поліпшенню блискавкозахисту обладнання у будівлях.



Рис. 49. Шафи CDCP: живлення будівель через кабельні лінії

Шафи CDCP випускаються у двох габаритах – шириною 350 та 600 мм. Ці шафи можуть поставлятися без шинних систем або із шинними системами з робочим струмом 400 А. Шафи CDCP поставляються у комплекті із стовповим кронштейном з анкерним кріпленням та кабельним коробом, який спускається у землю і забезпечує захист кабелів, що відводяться від шафи (рис.50). Усі поверхні шафи мають надійний захист від корозії завдяки гарячому цинкуванню, а поверхні корпусу, який спускається у землю, додатково покривають полімерною фарбою. Хоча конструкція шаф CDCP (як і шаф CDC та CDCM) передбачає вентиляцію для розсіяння тепла влітку та запобігання конденсації, ці шафи мають ступінь захисту IP34D тобто захист від проникнення всередину інструментів (прутків діаметром $\geq 2,5$ мм) та захист від суцільного оббризування. Літера D означає захищеність від доступу дротом до небезпечних частин (IEC 60529).

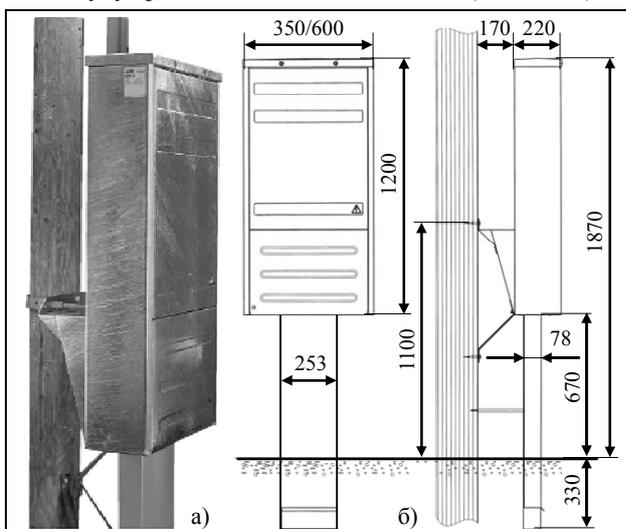


Рис. 50. Шафа CDCP: а – загальний вигляд; б – основні розміри

У задній частині шафи CDCP розташований спеціальний кронштейн, призначений для закріплення шафи на стовпі, а також введення живильних кабелів від трансформатора. У кришці кронштейну зроблено пробиття для виконання прямокутних отворів, у які заводяться кабельні канали, призначені для механічного захисту живильних кабелів, а у задній частині кронштейну передбачено отвір діаметром 48 мм для монтажу промислової розетки, призначеної для тимчасового приєднання мобільного електрообладнання, а також отвір для болта заземлення (рис. 51).

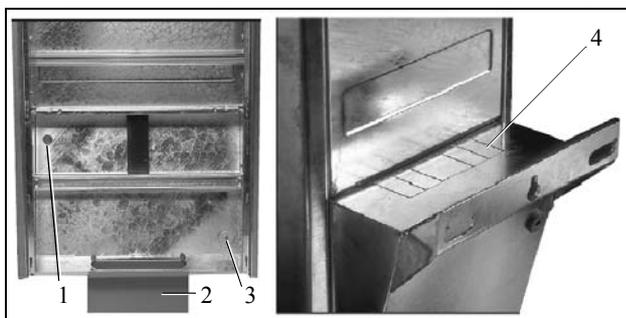


Рис. 51. Кронштейн у задній частині шафи CDCP: 1 – отвір для болта заземлення; 2 – кабельний короб для захисту кабелів, що відводяться у землю; 3 – отвір для монтажу промислової розетки; 4 – пробивки для кабельних каналів, призначених для захисту живильних кабелів

Шафи SDC

На відміну від шаф CDC, які призначені для монтажу невеликих (до 60 модулів) й достатньо простих розподільних пристроїв, шафи SDC дозволяють реалізувати більш потужні й складні розподільні пристрої, наприклад, розподільні пристрої із секціонуванням. Шафи SDC можуть бути застосовані як для зовнішнього (outdoor) так і для внутрішнього (indoor) встановлення. Шафа SDC (рис. 52) складається з двох відсіків – основного, верхнього, у якому монтується шинні системи та комутаційні апарати, та додаткового, нижнього (цоколя), який пригвинчується до нижньої частини основного відсіку, та служить для механічного захисту кабелів, що відходять від шафи униз (рис. 53). Усі шафи SDC мають висоту 889 мм (без цоколя), глибину 312 мм, а по ширині випускаються у трьох габаритах – 682, 996 та 1310 мм (відповідно вони розраховані на 48, 73 та 98 модулів). Ці шафи мають позначення LD. Шафи SDC можуть поставлятися без шинних систем або із шинними системами з робочим струмом 400 та 630 А, причому шафи шириною 996 та 1310 мм з робочим струмом 630 А випускаються також у модифікаціях глибиною 242 мм. Позначення шаф SDC здійснюється аналогічно позначенню шаф CDC. Наприклад, позначення SDC 073 означає, що шафа поставляється без шинної системи і має ширину 996 мм (усереднені може бути розміщено 73 модулі) та глибину 312 мм, а позначення SDC 698 LD означає, що шафа поставляється з шинною системою з робочим струмом 630 А, має ширину 1310 мм (усереднені може бути розміщено 98 модулів), а глибина шафи становить 242 мм (позначення LD).



Рис. 52. Зовнішній вигляд шафи SDC. На боковій стінці шафи розташовано отвір з револьверною заглушкою з отворами від $\varnothing 15$ до $\varnothing 60$ мм, для встановлення промислової розетки

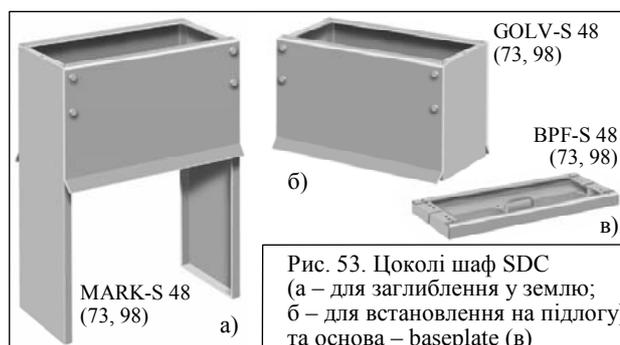


Рис. 53. Цоколі шаф SDC (а – для заглиблення у землю; б – для встановлення на підлогу) та основа – baseplate (в)

При заглибленні цоколя у землю він має виступати над поверхнею землі приблизно на 100 мм для запобігання корозії поверхонь шафи.

На відміну від шаф CDC, шафи SDC поставляються лише з однією неізолюваною шиною – для організації PEN шини. Для реалізації п'ятипровідних систем TN-C-S або TN-S слід застосовувати додаткову неізолювану шину відповідної довжини та спеціальні комплекти аксесуарів, наприклад SD48-TNS або SD73-TNS для шаф SDC 48 та SDC 73 відповідно (рис. 54).

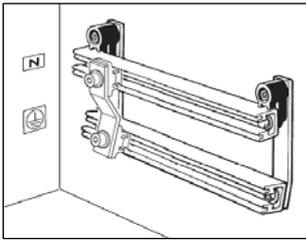


Рис. 54. Комплект S48-TNS (S73-TNS) для реалізації п'ятипровідних систем захисного заземлення TN-C-S та TN-S (для системи TN-S перемичку слід прибрати)

Ширина шаф SDC перевищує ширину шаф CDC, що дозволяє монтувати у них більш розгалужені й навіть секціоновані розподільні пристрої. Ці шафи можуть монтуватися безпосередньо на стінах будівель та приміщень (рис. 55). При цьому знизу до них мають бути приєднані основи BPF-S 48 (73, 98), через які виводяться увідні та фідерні кабелі.

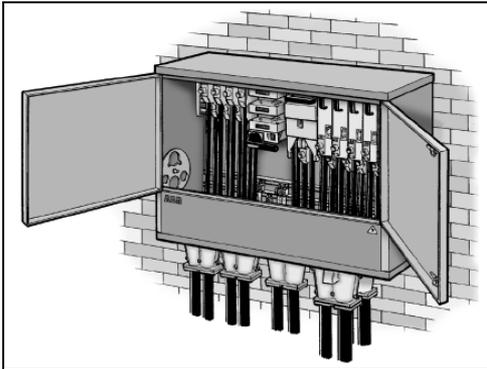


Рис. 55. Шафа SDC 98 з основою BPF-S 48 – монтування на стіні

Шафи SDCM

Шафи SDCM (рис. 56) відрізняються від шаф SDC наявністю надбудови – верхньої секції. Враховуючи відносно велику ширину шаф SDCM, верхні секції у них можуть бути застосовані не тільки для встановлення лічильників, а й для монтування інших апаратів. Висота верхньої секції дорівнює 634 мм, отже загальна висота шафи SDCM над рівнем землі становить 1523 мм (889+634+100 мм).

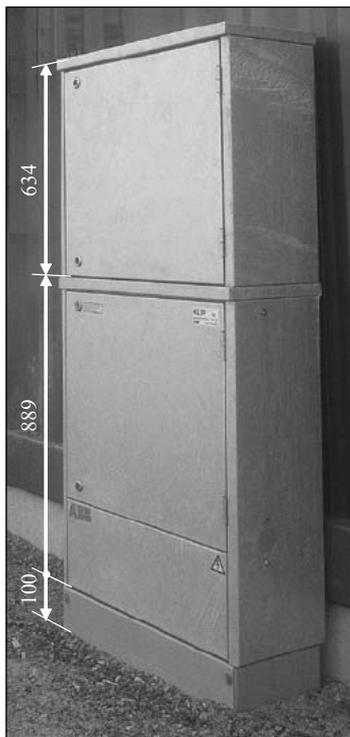


Рис. 56. Шафа SDCM 48 має одні дверці як у нижній, так і у верхній секціях; а шафи SDCM 73 та SDCM 98 мають по дві дверці у кожній із секцій

До верхніх секцій шаф SDCM поставляються спеціальні монтажні панелі – дерев'яні завтовшки 12 мм та виготовлені із сталевго листа товщиною 2 мм з бортиком 19 мм. Сталеві панелі перфоровані отворами $\varnothing 3,5$ мм з відстанню між центрами отворів 38 мм.

Шафи KSIK

На відміну від шаф CDC та SDC, шафи KSIK передбачають тільки внутрішнє встановлення (рис. 57). Шафи KSIK мають висоту 900 мм, глибину 325 мм, а по ширині випускаються у трьох габаритах – 655, 895 та 1350 мм (відповідно вони розраховані на 42, 63 та 98 модулів). Шафи KSIK поставляються без шинних систем із знімною монтувальною панеллю, на якій може бути змонтована шинна система з ізольованих шин на струми від 400 до 1600 А та комплект неізольованих шин та аксесуарів для реалізації п'ятипровідних систем захисного заземлення TN-C-S та TN-S. Шафи KSIK мають такі позначення: KSIK 043, KSIK 063 та KSIK 098.



Рис. 57. Шафа KSIK

Отвори на обох бокових стінках шафи дозволяють пропускати через них шини та, об'єднуючи декілька шаф, створювати розподільні пристрої будь-якої довжини. Спеціальні кронштейни, які додаються до шаф, полегшують їх встановлення на стіну, а наявність овальних отворів в основах шаф суттєво полегшує підведення та монтування кабелів.

Панелі ЩО-Kabeldon

До закритих комплектних пристроїв (у тому числі розподільних пристроїв) або щитів зазвичай застосовують абревіатуру НКУ (низковольтные комплектные устройства – *рус.*). Серед щитів, які розроблялися й вироблялися ще у радянські часи, велику популярність здобули збірні конструкції на базі розроблених у 70-ті роки панелей ЩО-70 (рис. 58). На теренах бувшого СРСР ці щити виробляються й зараз величезною кількістю малих, середніх й великих підприємств. Їх конструкції у деяких нюансах модифікувалися, зараз багато підприємств випускає панелі ЩО-99 (розробки 1999 р.). Щити ЩО мають габарити 2000×800(300, 600, 700)×600 мм.

Для цих панелей було розроблено велику кількість типових схем, які задовольняли практично усім потребам у промисловому й цивільному будівництві. Лінійні (фідерні) щити комплектуються автоматичними відмикачами й комбінаціями із запобіжниками – вимикачами-роз'єднувачами із залежним та незалежним оперуванням (наприклад, ВР-32) та запобіжниками ПН-2. Можливості розміщення апаратів у цих щитах дозволяють встановити не більше чотирьох фідерів у панелі шириною 700 мм. Відтак, щити ЩО є досить громіздкими.

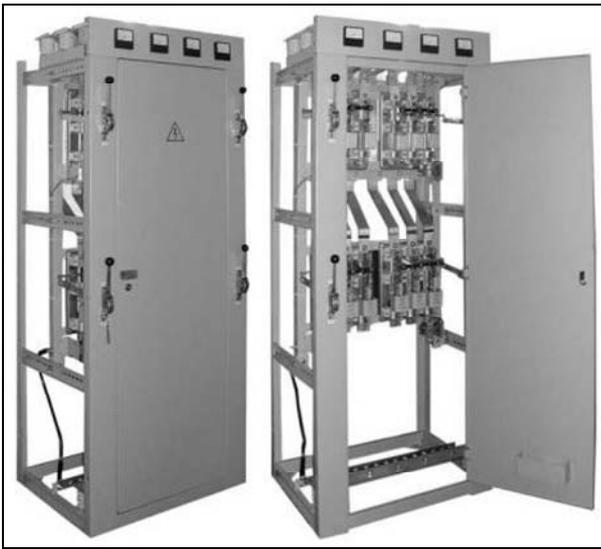


Рис. 58. Панель ЩО-70: лише чотири фідери

Враховуючи громіздкість та низький рівень захищеності цих панелей при відкритих дверцях (IP00), декілька українських підприємств освоїли виробництво розподільних панелей ЩО-Kabeldon, які дають можливість поєднувати в одному конструктиві апаратуру системи Kabeldon та апаратуру інших виробників (рис. 59, 60).

Усі панелі ЩО-Kabeldon мають два рівні секцій. На нижньому рівні (одна секція) монтуються комутаційні апарати SLD системи Kabeldon, які здійснюють комутації та захист фідерів, а на верхньому рівні (дві, три або чотири секції) – апарати інших виробників, наприклад увідні комутаційні й захисні апарати, система обліку електричної енергії, вимірювальні прилади тощо.

Панелі ЩО-Kabeldon особливо ефективні при реконструкції розподільних пристроїв трансформаторних підстанцій, оскільки це рішення дає можливість в існуючих габаритах збільшити кількість вихідних фідерів у 2 – 2,5 разів. Ці панелі дозволяють також проектувати й будувати нові підстанції з мінімальними габаритами.

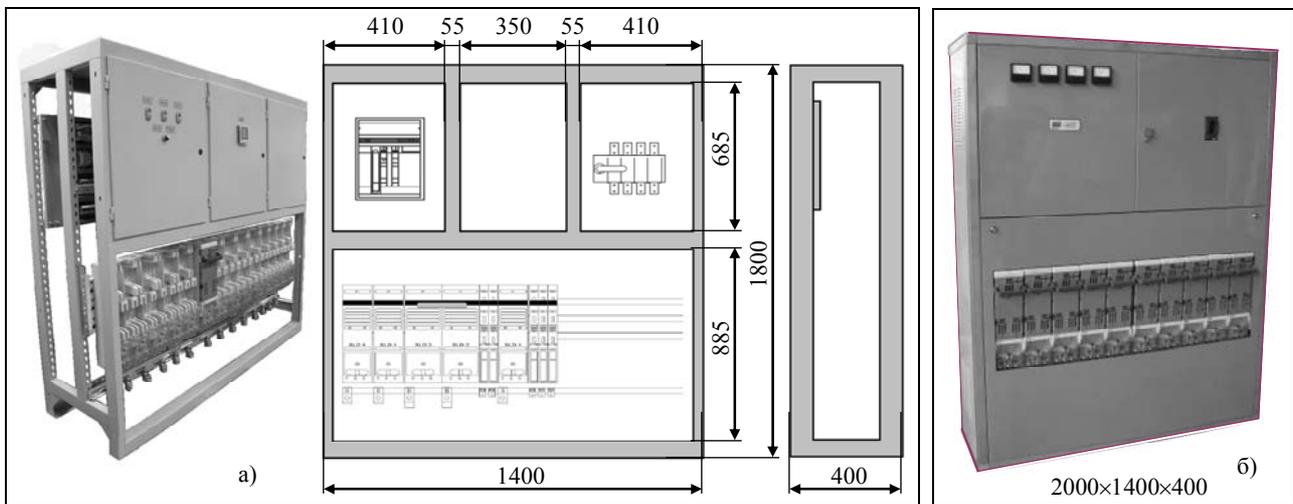


Рис. 59. Панелі ЩО-Kabeldon: а – «Вірма-Електро» (Житомир); б – «Електроград» (Кривий Ріг)

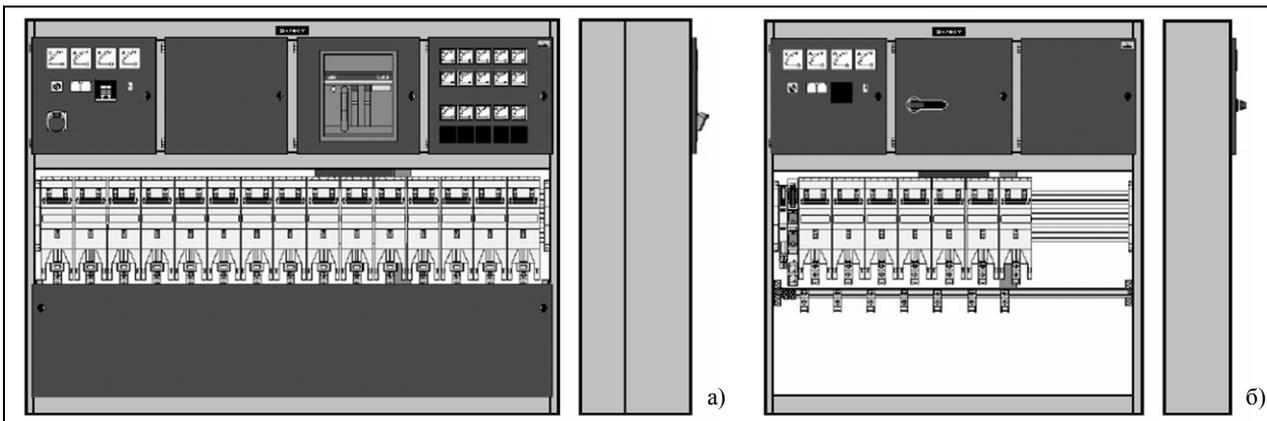


Рис. 60. Панелі ЩО-Kabeldon «Вірма» (Київ): а – 1600×2250×500; б – 1600×1250×300

Застосування панелей ЩО-Kabeldon, дозволяє розширити можливості системи Kabeldon за рахунок встановлення у верхніх секціях системи АВР та апаратів будь-яких виробників і, таким чином, суттєво знизити вартість розподільного пристрою. При цьому зберігаються позитивні якості системи Kabeldon, а саме:

- уведення електроенергії кабелем або шиною;
- при монтуванні нижньої секції не потрібно жодного свердлення;
- механічне монтування та електричне приєднання комутаційних апаратів здійснюється однією дією;
- вільне розташування комутаційних апаратів вихідних (фідерних) ліній;
- можливість монтування та демонтування комутаційних апаратів під напругою без знеструмлення увідного апарата, тобто без відключення паралельних споживачів;
- можливість швидкого підключення додаткових фідерів також без відключення паралельних споживачів;

- зменшення часу на ремонтні роботи, зокрема за рахунок можливості швидкого заземлення вихідних ліній;
- відсутність необхідності періодичного дотискання контактних з'єднань принаймні впродовж 30 років;
- безпечність обслуговування – шинна система та апаратура у нижній секції мають ступінь захисту IP20;
- забезпечення функції роз'єднання та створення видимого розриву кола у відключеному положенні апаратів;
- зменшення (принаймні на 15%) втрат електроенергії у контактних з'єднаннях;
- висока надійність обладнання – запобіжники, що входять до комутаційних апаратів є більш надійними апаратами захисту ніж автоматичні відмикачі;
- висока ефективність захисту – запобіжники, що входять до комутаційних апаратів мають суттєво більшу здатність до відмикання коротких замикань ніж автоматичні відмикачі;
- система має якісне маркування, що мінімізує можливість виконання персоналом помилкових операцій.

На підтвердження ефективності застосування панелей ЩО-Kabeldon у порівнянні з традиційними панелями ЩО наведемо один приклад.

При проектуванні житлового комплексу у Солом'янському районі м. Києва було прийнято рішення використати потужності трансформаторної підстанції, яка живила розташований поруч вищий навчальний заклад. Приймання та розподілення електричної енергії на стороні низької напруги у цій підстанції здійснювалося шістьма панелями ЩО-70, частина яких показана на рис. 61.



Рис. 61. Частина розподільного пристрою, побудованого на базі панелей ЩО, у підстанції, що підлягала реконструкції

Особливість проекту полягала в тому, що в існуючих габаритах підстанції два встановлених трансформатори потужністю 400 кВА мали бути замінені на більш потужні (1000 кВА) та збільшена кількість вихідних фідерів з 16 (2 секції по 8) до 28 (2 секції по 14), щоб забезпечити живлення ВНЗ, житлового комплексу та резервування для нових можливих приєднань. Трансформатори розміщалися в окремих приміщеннях розміром 2,90 м × 2,75 м – цього було цілком достатньо для встановлення трансформаторів потужністю 1000 кВА, площа розподільного пристрою на стороні 10 кВ (9,00 м × 2,50 м) також дозволяла розмістити додаткові комірочки. А от приміщення розподільного пристрою низької напруги (2,90 м × 2,75 м) не давало жодної можливості встановити додаткові панелі ЩО (навіть більш компактні панелі ЩО-90 шириною 700 мм). Тому було прийнято рішення застосувати дві панелі ЩО-Kabeldon 1800×1400×400 (рис. 59,а). Ці панелі легко вписалися в границі існуючого приміщення для РП-0,4 (рис. 62).

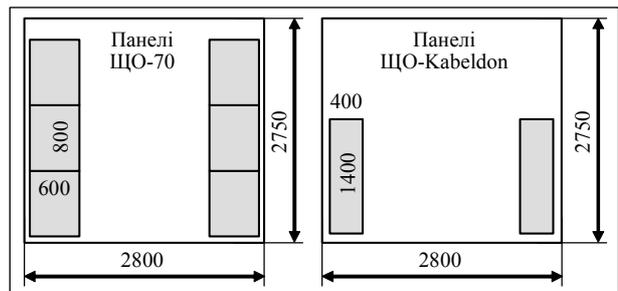


Рис. 62. Розташування панелей ЩО-70 та ЩО-Kabeldon у приміщенні РП-0,4 трансформаторної підстанції

Наприкінці наведемо ще один приклад ефективності застосування панелей ЩО-Kabeldon.

Відповідно до запиту керівництва Обленерго було проведено техніко-економічне порівняння рішень щодо розподільних пристроїв на базі панелей ЩО-90 та ЩО-Kabeldon. За вихідні дані були прийняті такі:

1. Розподільний пристрій складається з двох секцій з окремими уводами на 1600 А та вісьмома вихідними фідерними лініями (2 × 400 А, 4 × 250 А та 2 × 100 А) у кожній секції.

2. Увідні комутаційні апарати – автоматичні відмикачі ВА55-41 виробництва ВАТ Електроапарат, Курськ.

3. Секційний комутаційний апарат – роз'єднувач РЕ19-41 виробництва Коренівського заводу низьковольтної апаратури.

4. Фідерні апарати:

а – вимикачі-роз'єднувачі ВР32-XX (XX=31 – 100 А; 35 – 250 А; 37 – 400 А) та запобіжники ПН2 (ПН2-100; ПН2-250; ПН2-400) виробництва ВАТ Електроапарат, Курськ; б – запобіжники-вимикачі-роз'єднувачі системи Kabeldon (SLD 000 – 100 А; SLD 1 – 250 А; SLD 2 – 400 А) із топками вставками NH.

Результати порівняння виявилися такими:

Панелі	ЩО-90	ЩО-Kabeldon
Увід, секціонування	ВА55, РЕ19	ВА55, РЕ19
Фідери	ВР32	SLD
Ціна з ПДВ, грн.	99 500 – 117 000	102 700 – 114 100

До даних, наведених у таблиці, слід додати, що розрахунки проводилися у 2008 р., а з урахуванням зниження курсу євро у 2010 р., розподільне обладнання на базі ЩО-Kabeldon набуває суттєвих економічних переваг. Не слід скидати з рахівниць й економію, яка може бути отримана за рахунок розміщення розподільного пристрою у меншому приміщенні (рис. 63).

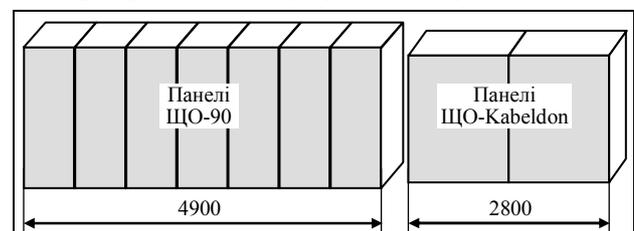


Рис. 63. Порівняння РП на базі панелей ЩО-90 та ЩО-Kabeldon

Наведений аналіз дає усі підстави стверджувати, що система Kabeldon буде належно оцінена електромонтажними й експлуатаційними закладами, враховуючи переваги цих рішень над традиційними системами, у тому числі в плані майже 100-відсоткової безпечності її застосування оперативним персоналом. Безпека – понад усе!