



## **ЗМІСТ**

### **Електротехніка. Визначні події. Славетні імена**

- Баранов М.И.** Антология выдающихся достижений в науке и технике.  
Часть 4: Изобретение химических взрывчатых веществ **3**

### **Електричні машини та апарати**

- Байда Е.И.** Сравнительный анализ различных конструкций индукционно-динамических систем при апериодическом разряде ёмкости на индуктор **10**
- Бугайчук В.М.,  
Емельянов В.Л.,  
Ересько А.В.,  
Клименко Б.В.** Об усовершенствовании электромеханических устройств управления обмотками бистабильных электромагнитных актуаторов вакуумных выключателей **12**
- Васьковський Ю.Н.,  
Гераскин А.А.,  
Коваленко М.А.** Анализ вибровозмущающих сил в асинхронных двигателях при обрыве сегментов короткозамыкающих колец обмотки ротора на основе цепи-полевой математической модели **18**
- Gurevich V.I.** Stability of microprocessor relay protection and automation systems against intentional destructive electromagnetic impacts. Part 1 **23**
- Лущик В.Д.,  
Варванський А.Ю.** Еволюція удосконалення машин постійного струму та перспективи їх подальшого розвитку **29**
- Милых В.И.,  
Полякова Н.В.** Система направлений и фазовых соотношений электромагнитных величин при численных расчетах магнитных полей в турбогенераторе **33**
- Осташевский Н.А.,  
Шайда В.П.,  
Петренко А.Н.** Исследование теплового состояния асинхронного частотно-управляемого двигателя с помощью метода конечных элементов **39**
- Ставинский А.А.** Генезис структур и предпосылки усовершенствования трансформаторов и реакторов преобразованием контуров электромагнитных систем (электродинамическая устойчивость и системы со стыковыми магнитопроводами) **43**

### **Теоретична електротехніка**

- Баранов М.И.** Расчетная оценка времени разделения электрических зарядов в металлическом проводнике при электромагнитной индукции **48**
- Гетьман А.В.,  
Константинов А.В.** Цилиндрические гармоники магнитного поля однородно намагниченного цилиндра **51**

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

<b>Байда Е.И.</b>	Динамика деформации объекта при магнитно-импульсной обработке материала с учетом пластических деформаций и температуры нагрева заготовки	<b>54</b>
<b>Беспрозванных А.В., Лактионов С.В.</b>	Конденсаторы для компенсации реактивной мощности по МКР-технологии: режимы работы и контроль технологии	<b>56</b>
<b>Батыгин Ю.В., Гнатов А.В., Щиголева С.А., Барбашова М.В.</b>	Анализ электродинамических усилий в индукционной индукторной системе с массивным неферромагнитным экраном и ферромагнитной листовой заготовкой	<b>61</b>

## **Електричні станції, мережі і системи**

<b>Мирошник А.А.</b>	Методы вычисления потерь мощности в элементах несимметрично нагруженной сети	<b>66</b>
----------------------	--	-----------

## **Силовая електроніка**

<b>Жемеров Г.Г., Ильина Н.А., Ковальчук О.И., Крылов Д.С.</b>	Виртуальный лабораторный стенд для обучения по дисциплине "Методы расчета и моделирования преобразователей"	<b>70</b>
---	---	-----------

## **ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!**

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

## **ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!**

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

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

*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. Електронна версія журналу представлена на сайті <http://nbuv.ton.gov.ua> в розділі «Інформаційні ресурси / Наукова періодика України» починаючи з 2009 року.*

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

М.И. Баранов

## АНТОЛОГИЯ ВЫДАЮЩИХСЯ ДОСТИЖЕНИЙ В НАУКЕ И ТЕХНИКЕ. ЧАСТЬ 4: ИЗОБРЕТЕНИЕ ХИМИЧЕСКИХ ВЗРЫВЧАТЫХ ВЕЩЕСТВ

*Наведено короткий нарис з усесвітньої історії винаходу хімічних вибухових речовин, що знайшли широке застосування при вирішенні різних військово-інженерних і народно-господарських завдань.*

*Приведен краткий очерк из всемирной истории изобретения химических взрывчатых веществ, нашедших широкое применение при решении различных военно-инженерных и народно-хозяйственных задач.*

### ВВЕДЕНИЕ

В свое время известный в области механики, аэродинамики, разработки и создания летательных аппаратов русский ученый, авиастроитель-изобретатель, академик АН СССР Б.Н. Юрьев говорил следующее [1]: "Изучение истории науки и техники помогает каждому научному работнику и инженеру не только в изучении его специальных дисциплин, но и позволяет создать более широкий и правильный взгляд на законы ее развития и на ее место среди других наук". Это в полной мере относится к физике и технике взрыва газообразных и конденсированных веществ. Взрыв сейчас является одним из самых мощных в мире источников импульсных силовых нагрузок на разнообразные объекты природы и техники. В далеком 18-ом веке великий русский ученый-физик и химик М.В. Ломоносов (1711-1765 гг.) относительно указанного научно-технического термина "взрыв" высказался следующим весьма определенным образом [1, 2]: "Взрыв – это очень быстрое выделение большого количества энергии и большого объема газов". В настоящее время с учетом накопленного человечеством объема знаний в рассматриваемой области под "взрывом" понимается чрезвычайно быстрое выделение энергии в ограниченном пространстве с активной зоной, приводящее к уплотнению, перемещению и разрушению окружающей ее (зону) среды [3]. Широкая сфера приложения энергии взрывчатых веществ (ВВ) в наше время охватывает решение различных как народно-хозяйственных, так и военных задач. Это касается практики горного дела, промышленного и ирригационного строительства (разрушение и перемещение горной породы [4]), технологических процессов в машиностроении (изготовление высокопрочных металлических композиций, сварка, резка и штамповка деталей [5]), практики нефтегазодобычи (торпедирование скважин и строительство подземных хранилищ [6]) и практики военно-инженерного дела (изготовление боезарядов патронов, снарядов, мин, торпед, бомб и ракет для разрушения и уничтожения боевых целей [7]). В рамках предлагаемого читателю краткого научно-исторического очерка автор вынужден ограничиться рассмотрением основных выдающихся достижений в науке и технике взрыва химических ВВ.

### 1. КРАТКАЯ ИСТОРИЯ ИЗОБРЕТЕНИЯ, ВИДЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ХИМИЧЕСКИХ ВВ

В глубокой древности (в 7 веке н. э.) в Византии был изобретен так называемый "греческий огонь" – зажигательная смесь, состоящая из калиевой селитры, серы и нефти и предназначенная для уничтожения

крепостей и кораблей противника [8] (рис. 1). Поджигание в воздухе этой смеси в закрытом металлическом сосуде приводило по мере ее быстрого сгорания и образования горячих газов к резкому возрастанию в нем (сосуде) давления, метающего через узкое отверстие в сосуде языки пламени на значительные от него расстояния. Уже тогда было известно удивительное явление, связанное с тем, что, например, древесина, пропитанная водным раствором указанной селитры и зажженная на воздухе, продолжала гореть и под водой. Это явление широко использовалось пловцами и охотниками за морскими сокровищами. Значительно позже усилиями ученых-химиков была установлено, что такое горение обуславливалось процессом разложения калиевой селитры и обильно выделяемым при этом кислородом, необходимым для поддержания под водой горения древесины (процесса ее окисления).

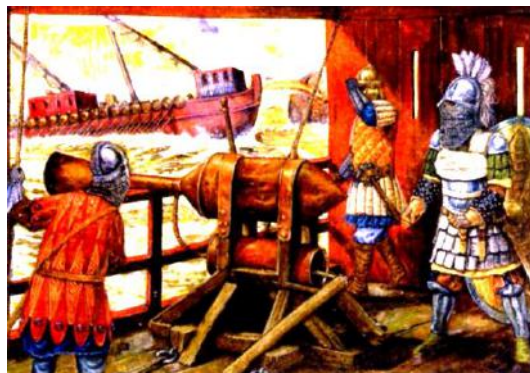


Рис. 1. Боевое применение "греческого огня" для уничтожения арабских кораблей при осаде с суши и моря Константинополя (717 год н. э.) [8]

В дальнейшем за счет измельчения калиевой селитры и горючего материала (серы и древесного угля) был получен "дымный черный порох", явившийся первым в мировой истории техники химическим ВВ [1, 8]. Исторически считается, что изобретателем этого пороха является китаец Сунь Си Мяо, изготовивший это химическое ВВ из смешиваемых в определенной пропорции серы, калиевой селитры и древесного угля (рис. 2) около 650 года н. э. [8]. И хотя китайцы не смогли тогда научно объяснить протекающую при горении дымного пороха взрывную химическую реакцию, они очень скоро стали использовать его в боевых действиях. Известно, что дымный порох в 11-ом столетии применялся в ручных гранатах и зажигательных бомбах, запускаемых в сторону противника боевыми метательными машинами. В 12-ом веке китайцы с применением черного дымного пороха

в качестве внутреннего боезаряда начали изготавливать мощные фугасные бомбы с толстыми корпусами из литого железа, начиненные шрапнелью (например, короткими железными стрелами и стержнями) [1, 8].



Рис. 2. Внешний вид основных компонент дымного пороха (вверху слева-направо серы, калиевой селитры и древесного угля), применяемых при его (внизу) изготовлении [8]

Дымный порох как химическое ВВ был активно применен китайцами в 1226 году при обороне Пекина от нашествия монгольских войск Чингисхана [1]. В конце 13-го столетия военными применялись уже земляные мины с механическим запалом, срабатывающим при наступлении на него воина неприятеля [8]. Считается, что дымный порох у китайцев был первоначально заимствован арабами, а затем и народами Западной Европы, через которую попал на территорию Киевской Руси и соответственно России [1]. Первые достоверные источники (старинные летописи) свидетельствуют о том, что использование дымного пороха на Руси в больших объемах относится к 1382 году, когда русское войско при обороне Москвы от нашествия татаро-монгольских орд хана Тохтамыша применило артиллерию [1]. Сначала на Руси дымный порох применялся, в основном, для стрельбы из пищалей и мортир, а затем со второй половины 16-го столетия – и для военно-инженерных целей. Выдающимся по тому времени для русских артиллеристов был опыт по боевому применению дымного пороха, полученный при осаде в 1552 г. Казани. Тогда русские умельцы продемонстрировали высокую точность при расчете величины пороховых зарядов, предназначенных для разрушения казанской крепостной стены. Сделано это было задолго до разработки французскими специалистами де Виллем, С. Вобаном и Б. Белидором расчетных методик по определению взрывных характеристик дымного пороха [1, 6]. Следует отметить, что в 1628 г. французский военный инженер де Вилль в труде "Фортификация" привел первую в истории взрывной техники формулу для расчета величины заряда  $Q_3$  черного дымного пороха, используемого при подрывных работах [1]:  $Q_3 = m_3 \cdot W_3$ , где  $m_3$  – коэффициент, учитывающий свойства грунта;  $W_3$  – глубина заложения в грунте порохового заряда. Рассчитанный по данной формуле заряд  $Q_3$  должен был образовывать в грунте коническую воронку с радиусом ее выходящего наружу основания, равным  $W_3$ .

**Дымный черный порох** долго сохранял свое боевое предназначение как метательное ВВ для огнестрельного оружия и был лишь в 19-ом столетии заменен своими бездымными сортами. Однако как разрушающее средство дымный порох в 18-ом веке уже стал не соответствовать все возрастающим требованиям по увеличению разрушительной силы ВВ, чувствительности к инициированию и скорости горения (взрыва). В этот период в области взрывной техники остро встал вопрос о создании новых более мощных ВВ. В решении этого вопроса история отвела особую роль открытию великим русским ученым-химиком М.В. Ломоносовым свойств различных органических веществ ("жирных материй"), обработанных азотной кислотой [1, 2]. М.В. Ломоносов в своей работе "Слово о пользе химии" от 1751 г. писал [1]: "Через слитие сильной селитряной (азотной) кислоты (кислоты) с некоторыми жирными материями наблюдается не только страшное кипение, дым и шум, но и яркий пламень в мгновение ока воспламеняется". На основе данного положения за сравнительно короткий исторический срок в мире было создано (изобретено) различное множество мощных химических ВВ, некоторые из которых применяются и по сей день [1, 9]. Так, в период 1872-1886 годов Г. Шпренгелем и Э. Тюрпеном были обнаружены и исследованы взрывные свойства **пикриновой кислоты** (тринитрофенола) – конечного продукта воздействия азотной кислоты на фенол. Более полные опыты и исчерпывающие сведения по взрывным свойствам плавленного тринитрофенола (в России это ВВ получило название **мелинита**) и методам его снаряжения боеприпасов принадлежат русскому военному инженеру С.В. Панпушко [1, 6]. В Японии это новое химическое ВВ было известно как **шимоза**. Благодаря большой скорости детонации (это слово происходит от латинского "detonare" – "прогреметь" и означает быстрое химическое превращение ВВ [10]) и низкой стоимости **пикриновой кислоты** в качестве мощного химического ВВ долго оставалась на вооружении многих стран мира. Недостатки этого ВВ (боеприпасы с мелинитом нельзя было долго хранить из-за его взаимодействия в присутствии влаги с их металлическими частями и образования в итоге легко взрывающихся соединений) и последовавшее в недалеком будущем открытие более безопасного и мощного химического ВВ – **тротила** (тринитротолуола) привело к практически полному отказу от использования пикриновой кислоты в качестве ВВ [1, 6]. Забегая несколько вперед, заметим, что изобретение широко применяемого и сейчас мощного химического ВВ **тротила** было совершено немецким химиком К. Вильбрандом в 1863 году. Его он получил путем осуществления процесса нитрации толуола смесью азотной и серной кислот [1, 6]. Однако, сохраняя хронологию событий, вернемся к открытиям в области взрывной техники до изобретения тротила.

Подлинный переворот в военной и гражданской взрывной технике произошел после почти одновременного открытия русским военным инженером А.А. Фадеевым в 1845 году **пироксилина** и итальянским химиком А. Собrero в 1846 году **нитроглицерина** (глицерин-тринитрата) [1]. В Италии нитроглицерин был получен путем обработки глицерина (этого трех-

атомного спирта жирного ряда) азотной кислотой в присутствии серной кислоты, связывающей выделяющуюся при этой химической реакции воду. В чистом виде нитроглицерин представляет собой бесцветную маслянистую ядовитую жидкость, чувствительную к огню и механическим воздействиям (температура его вспышки составляет 180° С, а горение быстро переходит во взрыв) [1, 6]. Скорость детонации (скорость взрывного разложения) для нитроглицерина достигает 9150 м/с, а его теплота образования составляет 83,91 ккал/моль [1]. Нитроглицерин весьма опасен в обращении и не пригоден к применению в качестве ВВ в чистом виде. Поэтому его изобретение поначалу не привлекло пристального внимания специалистов-взрывотехников. Да и сам А. Собrero, как часто бывает в среде увлеченных людей, не придавал своему изобретению нового вещества серьезного значения и практически не думал об области его технического применения. Здесь следует заметить, что ко времени открытия нитроглицерина химикам было известно много взрывчатых химических соединений, которые из-за большой опасности в процессе изготовления и хранения или дороговизны не нашли своего практического использования. Однако **нитроглицерин** ждала другая участь – он стал основой для изобретения в скором будущем многих мощных химических ВВ. Опыты известного русского ученого-химика Н.Н. Зинина с нитроглицерином, проведенные в период 1854-1855 годов, показали, что это вещество с определенными добавками может быть использовано в качестве мощного ВВ. В связи с прекращением Крымской войны и заключением в 1856 году Парижского мирного договора интерес к указанным работам Н.Н. Зинина в России был потерян. Тем не менее, принимавший участие в опытных взрывах Н.Н. Зинина, в которых нитроглицерин играл главнейшую роль, русский военный инженер В.Ф. Петрушевский продолжил опасные взрыво-технические эксперименты. Результатом их явилось открытие им в 1859 году нового мощного химического ВВ – **динамита**, представляющего собой смесь из нитроглицерина (75 % по весу) и углекислой магнезии (25 % по весу) [1,6]. Используя результаты работ В.Ф. Петрушевского, известный шведский предприниматель-изобретатель Альфред Нобель (1833-1896 гг.) создает в Западной Европе (в Стокгольме, Гамбурге и др. городах) при своем долевым финансовом участии сеть заводов по производству динамита. В 1867 году А. Нобель (рис. 3) для защиты своих авторских прав и получения больших денежных отчислений от этих заводов за использование его интеллектуальной собственности при производстве мощных ВВ получает патент на изобретенное им новое химическое ВВ, названное **гур-динамитом** (при создании этого мощного ВВ им для отличия от формулы русского динамита вместо углекислой магнезии по способу В.Ф. Петрушевского нитроглицерином пропитывалась инфузурная земля – кизельгур). В этот период масштабы производства гур-динамита на указанных заводах возрастают с каждым годом (например, в 1874 году объем его изготовления составил 3120 тонн, а число европейских динамитных заводов возросло до 14 [1]). Очередным мощным толчком к расширению производства на этих заводах гур-

динамита явилось техническое усовершенствование А. Нобелем взрывного запала капитана русской армии Д.И. Андриевского (пороховой запал было предложено в очередном патенте А. Нобеля заменить на более эффективный взрывной запал с гремучей ртутью).



Рис. 3. Известный шведский инженер и изобретатель мощных химических ВВ Альфред Нобель (1833-1896 гг.)

Слава и богатство А. Нобеля росли с каждым годом (вот очевидно откуда взялись в его посмертном фонде первоначальные финансовые средства на крупные денежные выплаты по ежегодным Нобелевским премиям, начиная с 1901 года), а имя действительного первооткрывателя мощных химических ВВ – динамитов русского изобретателя В.Ф. Петрушевского было надолго забыто. В 1867 году шведские инженеры И. Ольсен и И. Норбин получили патент на новые химические ВВ – **аммониты**, созданные на основе аммиачной селитры [1, 6]. Для устранения их конкуренции гур-динамиту на рынке мощных химических ВВ предприимчивый А. Нобель приобрел этот патент и 12 лет хранил его в своем сейфе. Только в 1879 году он, используя данный патент, получает свой патент на ВВ, названное им **аммонжелатин-динамит** (в отличие от известного изобретения он в аммонит добавил нитроглицерин) [1]. В настоящее время химические ВВ такого типа, относящиеся к группе нитроглицериновых ВВ, выпускаются почти во всех странах мира. В начале 20-го столетия появились химические ВВ, состоящие из аммиачной селитры и алюминия и названные **аммоналами** [1]. Например, в Англии был изобретен аммонал, содержащий 72 % аммиачной селитры, 23,5 % порошкообразного алюминия и 4,5 % древесного угля [1, 6]. До распада СССР в наших республиках выпускался аммонал скальный № 3 (порошкообразная смесь тротила и алюминиевой пудры с добавкой гексогена) и аммонал скальный № 1 (пресованная смесь аммиачной селитры, тротила, гексогена и алюминиевой пудры) [1]. В бывшем СССР длительное время широко применялся 62 %-ный динамит, содержащий 62 % нитроглицерина, 3 % коллоидного хлопка, 27 % калиевой (натриевой) селитры и 8 % древесной муки [1, 6]. Данный динамит замерзал при температуре –10°С. Поэтому вскоре появился труднозамерзающий 62 %-ный динамит (в него добавляли 25 % по весу нитрогликоля), температура замерзания которого понижалась до –20°С [1]. В дальнейшем в СССР использовались главным образом низкопроцентные нитроглицериновые ВВ [1, 6]:

аммонит № 15 малоплотный (8 % нитроглицерина); победит ВП-2 или ВП-4 (9 % нитроглицерина); победит ВП-7 (15 % нитроглицерина); динамит Д-3 (35 % нитроглицерина); серные аммониты № 1 и № 2 (5 % нитроглицерина); детониты 6А, 10А и 15 А (соответственно 6, 10 и 15 % нитроглицерина); детонит М (10% нитроглицерина). Для взрывных работ в угольных, серных и нефтяных шахтах с достаточно высоким содержанием в их воздушной атмосфере метана, угольной и серной пыли и нефтяных паров обычно используются низкопроцентные нитроглицериновые ВВ с содержанием нитроэфира до 10 % следующих марок [1]: селектит № 1; углениты № 5, 7 и 7-У; серный аммонит № 1-ЖВ; нефтяной аммонит № 3-ЖВ; аммонит АП-5ЖВ.

Что касается бездымных сортов пороха, то здесь следует сказать то, что многие попытки в мире его изобретения заканчивались безуспешно. Не "пошел" во взрывную практику "говардов порох", являющийся смесью гремучей ртути и калиевой селитры. Аналогичная судьба постигла и бездымный порох А. Нобеля, состоящий из смеси нитроглицерина и пироксилина. С момента открытия пироксилина (1845 г.) долгие годы не удавалось применить это химическое ВВ в боезарядах для метательных целей (стрельбы). К проблеме изобретения бездымного пороха военным ведомством России в конце 19-го столетия был привлечен и выдающийся русский ученый-химик Дмитрий Иванович Менделеев (1834–1907 гг.) [11]. Результатом напряженной работы этого ученого было создание на базе пироксилина *бездымного пороха* – пирокolloдия, пригодного для снаряжения большинства стрелковых боеприпасов (патронов и снарядов) [1, 6]. В 1892 году после успешных испытаний на морских кораблях этого пороха, в которых принимал участие легендарный русский адмирал С.О. Макаров, созданный Д.И. Менделеевым бездымный порох (пирокolloдий) был принят на вооружение военно-морским флотом России. Хорошо знакомый с манерой западных "дельцов от науки" заимствовать результаты трудов русских ученых и пытаться с незначительной доработкой выдавать их за исконно свои (вспомним, например, хотя бы истории открытия периодического закона химических элементов [11] или динамита) Д.И. Менделеев вскоре после организации производства изобретенного им бездымного пороха (*пирокolloдия*) на Шлиссельбургском заводе написал следующее [1]: *"Так как рано или поздно образцы пирокolloдия попадут в руки опытных химиков и они разыщут способы его приготовления, то желательно чтобы за Россией осталось не только право первого пользования открытием, в ней сделанном, но и та доля научной чести, которая с сим связана"*.

Военная и гражданская практика применения химических ВВ поставила перед специалистами насущный вопрос об одновременном использовании многих отдельных зарядов. Для решения этой задачи в 1879 году К. Мессеном был впервые предложен детонирующий шнур, первоначально представляющий собой тонкую хлопчато-бумажную цилиндрическую оболочку, начиненную гранулированным пироксилином [1, 6]. В 1890 году французские военные инженеры предложили детонирующий шнур выполнять с

оловянной оболочкой, начиненной мелинитом. С 1904 года получил распространение тротилловый шнур в свинцовой оболочке. В 1909 году французские военные специалисты-взрывники предложили тетриловый, а шведские инженеры в 1919 году – тэновый детонирующий шнур [1]. В бывшем СССР, начиная с 1927 года, детонирующие шнуры изготавливались в виде тонкой нитяной оболочки, наполненной флегматизированной смесью азидов свинца и теллурида [1, 6]. С 1928 года указанная оболочка шнура стала заполняться одним азидом свинца. В 1931 году был выпущен детонирующий шнур марки ДШ-31 с флегматизированной гремучей ртутью, а в 1934 году – детонирующий шнур марки ДШ-34, внутренняя начинка которого состояла из смеси гремучей ртути, тетрила и желатина [1]. В конце 20-го века в СССР выпускались следующие марки детонирующих шнуров [1, 6]: ДШ-А, ДШ-Б, ДШ-В и ВДШМ-3, имеющие снаряженную внутренним взрывообразным тэном (с расходом ВВ до 12 г/м) трехслойную нитяную оплетку, покрытую водоизолирующей мастикой и полихлорвиниловым пластиком. Для выполнения специальных взрывных работ промышленным путем изготавливались гексогенные детонирующие шнуры марок ДШТ-135, ДШУ и ДШТ-180 (для применения ВВ в условиях высоких температур), а также марок ДШТ-200 (снаряжен октогеном), ДШП-1 и ДШП-2 (для взрывания ВВ в активных газовых средах) [1]. Погонная масса таких детонирующих шнуров колеблется от 12 до 35 г/м.

Взрывание химических ВВ (зарядов) осуществляется, как правило, огневым (*первый* вариант) или электрическим (*второй* вариант) способом [1, 7]. В *первом* случае используется капсуль-детонатор, представляющий собой цилиндрическую гильзу, в дно которой впрессован 1 г вторичного инициирующего ВВ (например, тетрила, тэна или гексогена) [1]. В эту же гильзу над вторичным инициирующим ВВ запрессовывают первичный инициатор подрыва (например, 0,5 г гремучей ртути, 0,2 г азидов свинца или 0,1 г теллурида) [1]. Оставшаяся наружная часть гильзы ничем не заполняется и служит для ввода в нее огнепроводного шнура. Для возбуждения взрыва в основном ВВ (заряде) в него помещают капсуль-детонатор со вставленным концом огнепроводного шнура, который поджигают с противоположной (наружной) стороны. Когда огненное пламя шнура достигает дульца капсуля-детонатора, оно вызывает взрыв первичного инициатора, а тот, в свою очередь, инициирует взрыв вторичного инициатора. Срабатывание последнего возбуждает детонационную волну в основном химическом ВВ (заряде) и приводит к его подрыву. Следует указать, что эффективное инициирующее ВВ – *тетрил* было открыто в 1877 году голландским химиком Ромбургом на основе исследований русского ученого-химика Н.Н. Зинина путем последовательной обработки серной и азотной кислотами диметиланалина [1]. Это химическое ВВ сильнее тротила и пикриновой кислоты и поэтому оно нашло широкое применение при изготовлении детонаторов как вторичное инициирующее ВВ. В бывшем СССР выпускались капсули-детонаторы следующих марок [1, 6]: № 8-А (алюминиевая гильза); № 8-М (медная гильза); № 8-Б (бумажная гильза); № 8-УТМ и № 8-УТБ (с усилен-

ными гильзами). Во *втором* случае в капсуле-детонаторе вместо огнепроводного шнура применяется электрозапал в виде тонкой нити накала [1, 7]. Такие устройства называются электродетонаторами. Они бывают мгновенного (взрыв основного ВВ или заряда происходит непосредственно после подачи электрического напряжения в цепь электродетонатора и его нити накала), короткозамедленного и замедленного действия. Промышленность бывшего СССР выпускала следующие марки электродетонаторов [1, 7]: мгновенного действия – ЭД-8 (водостойкий), ЭД-8П (предохранительный по отношению к метановоздушной среде), ЭД-83ПС, ЭД-8-Ж, ЭД-8ПМ (предохранительный повышенной мощности); короткозамедленного действия – ЭД-КЗ (с замедлением 25-250 мкс), ЭД-КЗ-15 и ЭД-КЗ-ПМ-15 (с замедлением 15-120 мс), ЭД-КЗ-ПМ-25 и ЭД-3-Н (с замедлением 15-1000 мс); замедленного действия – ЭД-ЗД (с замедлением 0,5-10 с). Следует отметить, что в 20-ом столетии электродетонаторы, аналогичные вышеуказанным советским, выпускались также и большинством промышленно развитых зарубежных стран [1, 7].

Представленные выше данные из области взрывной техники свидетельствуют о том, что арсенал взрывных средств на основе химических ВВ, используемых в военно-инженерном деле и гражданских целях, непрерывно обновляется. От слабого *дымного пороха* на начальном этапе до *пикриновой кислоты, пироксилина, динамита, тротила, аммонита, аммонала, тетрила, детонита, гексогена* и других мощных химических ВВ на современном этапе – таков путь развития мировой взрывной техники и техники снаряжения боеприпасов обычного вооружения.

## 2. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О ТЕОРЕТИЧЕСКИХ ОСНОВАХ ВЗРЫВА ХИМИЧЕСКИХ ВВ

Исходя из приведенного нами ранее определения термина "взрыв", химическое ВВ можно считать таким химическим соединением, которое под влиянием внешних импульсных воздействий (резкого нагрева, удара) подвергается чрезвычайно быстрому химическому превращению – наступлению в его материале взрывной реакции с выделением больших величин химической энергии и образованием больших объемов разогретых газов, способных совершать огромную работу по уплотнению, перемещению и разрушению окружающей его (ВВ) среды. Удельные показатели химической энергии, выделяющейся при взрыве мощных химических ВВ, достигают значений порядка  $10^{10}$  Дж/м<sup>3</sup> [12]. Используя этот показатель удельной химической энергии, нетрудно подсчитать величину энергии, которая может выделиться при подрыве тротилового заряда ВВ размером  $0,1 \times 0,1 \times 0,1$  м<sup>3</sup>. Она окажется огромной и равной 10 МДж. Автору как электрофизику многократно приходилось иметь дело с выделением в воздушном пространстве на электрической активно-индуктивной нагрузке электрической энергии величиной порядка 1 МДж, запасаемой в высоковольтных конденсаторах или емкостных накопителях энергии (ЕНЭ) мощной испытательной электрофизической установки [13]. Выделение на электрической нагрузке, расположенной на открытом воздухе, за время порядка десятков и сотен микросекунд

даже такого количества электрической энергии оказывает на человека просто ошеломляющее эмоционально-физическое воздействие. Для обеспечения сильного нагревания выделяющихся при взрыве газов и паров и создания в них высокого давления необходимо чтобы [1, 6]: 1) либо энергия выделялась в этих газах; 2) либо она была передана им до того момента, пока еще не произошло заметных потерь энергии и увеличения объема этих газов. Из этого становится ясным, что процесс взрывчатого химического превращения (процесс разложения или детонации) твердых тел в газообразное состояние должен распространяться в ВВ со скоростью  $v_d$ , намного превосходящей скорость расширения взрывных газов. Быстрота выделения и огромные импульсные давления (порядка сотен тысяч атмосфер [1, 6]) сжатых газов в процессе их расширения от локальной области активной зоны взрыва химического ВВ вызывают в окружающей среде акустическую волну возмущения, которая называется ударной волной. На фронте такой ударной волны происходит скачкообразное изменение температуры и плотности среды со сверхзвуковой скоростью. Справочно отметим, что скорость звука для сухого воздуха при температуре 0°C составляет 331,2 м/с [3]. При взрыве химических ВВ в твердых средах начальная скорость расширения газов от центра его активной зоны достигает 1 км/с [1, 6]. В то же время скорость распространения процесса взрывного химического разложения (скорость детонации  $v_d$ ) в подрываемом промышленном химическом ВВ составляет, как правило, от 2 до 9 км/с [1, 6].

Химические ВВ представляют собой относительно неустойчивые химические системы, способные под влиянием внешних импульсных воздействий (тепловых и механических ударных нагрузок) к быстрым экзотермическим превращениям с разрывом внутримолекулярных связей и образованием газообразных сильно нагретых продуктов. В таких химических системах каждая молекула вещества содержит все необходимое для развития взрывной реакции (наступления взрыва). Как правило, молекулы химического ВВ состоят из двух групп активных атомов, разделенных между собой химически малоактивной атомной "перегородкой" или "прокладкой", в качестве которой чаще всего выступает атом азота [1, 6]. Качественно взрыв химических ВВ согласно [1] происходит по следующей упрощенной схеме. Под влиянием, например, внешнего теплового импульса скорость движения молекул ВВ возрастает, что приводит к увеличению сил межмолекулярных взаимодействий (соударений). При достаточно сильных соударениях непрочные разветвленные молекулы ВВ разрушаются в том месте, где находятся "прокладки" из атомов азота. В результате чего появляется возможность непосредственных соприкосновений между собой активных молекулярных групп ВВ, приводящих к бурным взрывным реакциям между ними с выделением больших величин химической энергии. Чем больше объем образовавшихся после взрыва ВВ газов и паров по сравнению с объемом химического ВВ до его взрыва, тем будет больше и сила его взрыва. Для большинства промышленных химических ВВ объем газов, образующихся при подрыве 1 кг ВВ, при нормальных ат-

мосферных условиях (давление воздуха 760 мм рт. ст., а его температура 0°C [3]) находится в пределах 600-1000 литров [1]. Так как согласно известным данным из взрывной техники температура газообразных продуктов при взрыве химических ВВ достигает величины 3200°C [1, 6], то указанный выше объем образующихся от подрыва химического ВВ газов может увеличиваться в десятки раз. Другим важным физико-техническим фактором, характеризующим химическое ВВ, является запас в его единице объема потенциальной энергии, которая может освобождаться при его взрыве. Потенциальная энергия для различных химических ВВ изменяется от 600 до 1600 ккал/кг [1, 6]. По сравнению с известными горючими материалами (например, для керосина она составляет 11000 ккал/кг, а для мазута 10500 ккал/кг [3]) эти величины потенциальной энергии для химического ВВ выглядят незначительными. Однако здесь решающую роль играет скорость выделения этой потенциальной энергии вещества. Например, мощность взрыва 1 кг такого химического ВВ как динамит за характерное время взрывного химического превращения его вещества (разложения или детонации) в 20 мкс достигает огромного значения, равного  $3 \cdot 10^8$  л.с. =  $2,2 \cdot 10^{11}$  Вт [1, 3]. Кстати, такие пиковые значения импульсной мощности характерны и для импульсных электромагнитных процессов, протекающих при сильноточных электрических разрядах в газовых и конденсированных средах, формируемых устройствами высоковольтной импульсной техники (они наблюдаются при выделении на *RL*-нагрузке электрической энергии в 1 МДж за время разряда высоковольтного ЕНЭ в 5 мкс) [14, 15]. При этом важно отметить одну особенность взрывного разложения химических ВВ – оно протекает за счет окисления горючих элементов этого вещества (обычно углерода и водорода). В процессе химического превращения (детонации) рассматриваемого нами ВВ химические реакции в нем происходят между входящими в состав ВВ химическими элементами, а окисление его горючих элементов осуществляется без притока кислорода извне (из окружающей среды). Для этого в состав химического ВВ вводится вещество, содержащее избыточный кислород (например, аммиачная селитра, содержащая один избыточный атом кислорода), или же необходимый для осуществления взрыва (быстрого окисления горючих элементов ВВ) избыточный кислород содержится в многочисленных молекулах выбранной основы ВВ [1, 6].

Выдающемуся советскому ученому-химику, академику АН СССР Николаю Николаевичу Семенову (1896-1986 гг.) к 1932 году удалось разработать теорию цепных химических реакций [1, 16]. Применительно к экзотермическим процессам в химическом ВВ цепная химическая реакция означает ситуацию, при которой одно событие в ВВ вызывает совокупности других взаимосвязанных событий в этом веществе. Научные работы Н.Н. Семенова (рис. 4) в области химической физики "*Теория цепных реакций*" (1936 год) и "*Тепловая теория горения и взрыва*" (1940 год), отмеченные Госпремиями СССР за 1941 и 1949 годы, явились фундаментальным вкладом в кинетику термического распада химического ВВ. Данный пионерский вклад в теорию горения и взрыва вещества полу-

чил широкое международное научное признание, свидетельством чего явилось присуждение Н.Н. Семенову Нобелевской премии по химии за 1956 год [16].



Рис. 4. Выдающийся российский ученый химик-теоретик Н.Н. Семенов (1896-1986 гг.)

На взгляд автора, уместным здесь будет отметить, что существенное развитие гидродинамической теории детонации и теории горения в ВВ (в том числе в химических соединениях) нашло отражение в работах выдающихся советских ученых-физиков, академиков АН СССР Юлия Борисовича Харитона (1904-1996 гг.) и Якова Борисовича Зельдовича (1914-1987 гг.), прославившихся больше при разработке и создании в СССР ядерного и термоядерного оружия [1, 16]. Ю.Б. Харитонов (рис. 5) в теорию взрыва вещества был впервые введен критерий устойчивости детонации, имеющий важное значение как для цепных химических, так и цепных ядерных реакций [1, 16].



Рис. 5. Выдающийся российский ученый физик-теоретик Ю.Б. Харитон (1904-1996 гг.)

Указанный критерий Харитона гласил, что устойчивость детонации в ВВ определяется следующим критериальным условием [1, 16]: время протекания цепной химической реакции распада (разложения) в активной зоне ВВ должно быть меньше отношения диаметра заряда ВВ к скорости звука в горячих продуктах детонации вещества. Многие научные работы Я.Б. Зельдовича (рис. 6) были посвящены химической физике, теории горения, физике ударных волн и детонации ВВ. Им были созданы научные основы теории распространения пламени и кинетики химических реакций в нем. Он создал физические основы внутренней баллистики ракетных двигателей с пороховым



зарядом. Решил актуальную задачу поджигания взрывообразной смеси накаленной металлической поверхностью. Теоретически определил фронт распространения пламени в среде с ВВ. В теории детонации ВВ дал научное обоснование гипотезе Чепмена-Жуге. Впервые объяснил физико-химическое явление, определяющее предел процесса детонации в химическом ВВ. Я.Б. Зельдович решил важную для теории детонации химических ВВ физико-механическую задачу внешнего удара с большой скоростью по поверхности конденсированной среды с ВВ [16].



Рис. 6. Выдающийся российский ученый физик-теоретик Я.Б. Зельдович (1914-1987 гг.)

Известными в области взрыва вещества советскими учеными А.Ф. Беляевым и А.Я. Апиным в конце 20-го столетия были разработаны новые научные положения о роли высокотемпературной газовой фазы при высокоскоростном горении химических ВВ, а также сформулированы физико-химические основы струйного механизма процесса детонации при взрыве вещества [1, 6]. Суть этого механизма заключается в том, что импульсный процесс передачи энергии соседним (близлежащим) слоям ВВ, вовлекаемым в детонацию, осуществляется главным образом высокоскоростными струями разогретых газообразных продуктов взрыва, проникающих в межмолекулярные поры микрочастиц вещества и поджигающих таким путем эти микрочастицы ВВ. Дальнейшее углубление и расширение наших знаний о физике и химии взрыва в конденсированных (газообразных) средах с ВВ может открыть для военной и гражданской практики взрывного дела новые возможности импульсных высокоскоростных взрывных технологий.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вовк А.А. Укрощение взрыва. – Киев: Наукова думка, 1979. – 176 с.
2. Кудрявцев П.С. Курс истории физики. – М.: Просвещение, 1974. – 312 с.
3. Кухлинг Х. Справочник по физике / Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 520 с.
4. Ткачук К.Н., Федоренко П.И. Взрывные работы в горно-рудной промышленности. – Киев: Вища школа, 1978. – 270 с.
5. Баранов М.И. Прогрессивные импульсные технологии обработки материалов: история, физические основы и технические возможности // Электротехника і електромеханіка. – 2009. – № 1. – С. 42-54.
6. Покровский Г.И. Взрыв. – М.: Недра, 1967. – 254 с.
7. Лурье А.И. Электрическое взрывание зарядов. – М.: Недра, 1973. – 270 с.

8. Складенко В.М., Сядро В.В. Открытия и изобретения. – Харьков: Веста, 2009. – 144 с.
9. Климов А.А. Большая книга знаний. – Харьков: Веста, 2010. – 160 с.
10. Большой иллюстрированный словарь иностранных слов. – М.: Русские словари, 2004. – 957 с.
11. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 1: Открытие периодического закона химических элементов // Электротехніка і електромеханіка. – 2011. – № 2. – С. 3-9.
12. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 2-х томах. Том 2, Книга 1: Теория электрофизических эффектов и задач. – Харьков: Изд-во НТУ "ХПИ", 2009. – 384 с.
13. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. и др. Генератор тока искусственной молнии для натуральных испытаний технических объектов // Приборы и техника эксперимента. – 2008. – № 3. – С. 81-85.
14. Гуль Г.А. Научные основы разрядно-импульсных технологий. – Киев: Наукова думка, 1990. – 208 с.
15. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 2-х томах. Том 1: Электрофизика и выдающиеся физики мира. – Харьков: Изд-во НТУ "ХПИ", 2008. – 252 с.
16. Храмов Ю.А. История физики. – Киев: Изд-во "Феникс", 2006. – 1176 с.

**Bibliography (transliterated):** 1. Vovk A.A. Ukroshenie vzryva. – Kiev: Naukova dumka, 1979. – 176 s. 2. Kudryavcev P.S. Kurs istorii fiziki. – M.: Prosveschenie, 1974. – 312 s. 3. Kuhling H. Spravochnik po fizike / Per. s nem. – M.: Mir, 1982. – 520 s. 4. Tkachuk K.N., Fedorenko P.I. Vzryvnye raboty v gorno-rudnoj promyshlennosti. – Kiev: Vischa shkola, 1978. – 270 s. 5. Baranov M.I. Progressivnye impul'snye tehnologii obrabotki materialov: istoriya, fizicheskie osnovy i tehnicheckie vozmozhnosti // Elektrotehnika i elektromehaniika. – 2009. – № 1. – S. 42-54. 6. Pokrovskij G.I. Vzryv. – M.: Nedra, 1967. – 254 s. 7. Lur'e A.I. `Elektricheskoe vzryvanie zaryadov. – M.: Nedra, 1973. – 270 s. 8. Sklyarenko V.M., Syadro V.V. Otkrytiya i izobreteniya. – Har'kov: Vesta, 2009. – 144 s. 9. Klimov A.A. Bol'shaya kniga znaniy. – Har'kov: Vesta, 2010. – 160 s. 10. Bol'shoj illyustrirovannyj slovar' inostrannyh slov. – M.: Russkie slovari, 2004. – 957 s. 11. Baranov M.I. Antologiya vydayushchihya dostizhenij v nauke i tehnike. Chast' 1: Otkrytie periodicheskogo zakona himicheskikh `elementov // Elektrotehnika i elektromehaniika. – 2011. – № 2. – S. 3-9. 12. Baranov M.I. Izbrannyye voprosy `elektrofiziki: Monografiya v 2-h tomah. Tom 2, Kniga 1: Teoriya `elektrofizicheskikh `effektov i zadach. – Har'kov: Izd-vo NTU "HPI", 2009. – 384 s. 13. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I. i dr. Generator toka iskusstvennoj molnii dlya naturnyh ispytaniy tehnicheckikh ob`ektov // Pribory i tehnika `eksperimenta. – 2008. – № 3. – S. 81-85. 14. Gul'y G.A. Nauchnye osnovy razryadno-impul'snyh tehnologij. – Kiev: Naukova dumka, 1990. – 208 s. 15. Baranov M.I. Izbrannyye voprosy `elektrofiziki: Monografiya v 2-h tomah. Tom 1: `Elektrofizika i vydayushchiesya fiziki mira. – Har'kov: Izd-vo NTU "HPI", 2008. – 252 s. 16. Hramov Yu.A. Istoriya fiziki. – Kiev: Izd-vo "Feniks", 2006. – 1176 s.

Поступила 14.01.2011

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

Baranov M.I.

#### An anthology of outstanding achievements in science and technology. Part 4: Invention of chemical explosives.

A brief outline from the global history of invention of chemical explosives widely applied to solving military-engineering and national-economy tasks is given.

Key words – history, invention of chemical explosives.

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАЗЛИЧНЫХ КОНСТРУКЦИЙ ИНДУКЦИОННО-ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПРИ АПЕРИОДИЧЕСКОМ РАЗРЯДЕ ЁМКОСТИ НА ИНДУКТОР

У статті розглянуто порівняльний аналіз швидкодії ІДМ різних типів. У якості прикладу, розглянуто математичну модель індукційно-динамічного механізму без магнітопроводу, з незамкненим ферромагнітним магнітопроводом та суцільним ферромагнітним магнітопроводом. Дані якісні та кількісні оцінки отриманих результатів.

В статті розглядається порівняльний аналіз швидкодії ІДМ різних типів. В якості прикладу розглянуті моделі індукційно-динамічних механізмів без магнітопроводу, з незамкненим ферромагнітним магнітопроводом і замкненим ферромагнітним магнітопроводом. Дані кількісні та якісні оцінки отриманих результатів.

Индукционно-динамические механизмы достаточно часто используются в качестве быстродействующего привода в различных устройствах. Высокое быстродействие таких систем обеспечивается наличием накопительной ёмкости, которая отдаёт накопленную энергию индуктору за сравнительно короткое время. В качестве накопителей энергии наиболее часто используются электролитические конденсаторы, которые имеют значительную ёмкость при относительно высоких напряжениях. Использование электролитических конденсаторов не допускает их перезаряда. В этой связи простейшим решением является шунтирование катушки диодом, обеспечивающим аperiodический характер разряда ёмкости. Также необходимо отметить, что одним из основных вопросов при проектировании ИДМ является вопрос о его быстродействии. В этой связи чаще всего рассматривают ИДМ не имеющие магнитной системы и ИДМ с магнитной системой. Данная проблема является актуальной, так как сравнительный анализ достаточно сложен.

В настоящей статье рассматриваются следующие конструкции: 1) ИДМ без магнитной системы; 2) ИДМ с разомкнутым магнітопроводом; 3) ИДМ с замкнутым магнітопроводом; 4) ИДМ с имитацией шихтованного магнітопровода.

В качестве основного критерия принималось быстродействие системы.

Общий вид расчетной системы и ее размеры показаны на рис. 1 в цилиндрической системе координат. Для первой задачи относительная магнитная проницаемость областей 1 и 2 равна единице; для второй задачи – проницаемость 2 равна единице, а область 1 является ферромагнетиком; в третьем случае – области 1 и 2 представляют собой ферромагнетик. Имитация шихтовки осуществлялась изменением проводимости материала магнітопровода на основании приближенных формул:

$$p_0 \cdot m \cdot \left(\frac{B_m}{B_0}\right)^2 \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 = \frac{\omega^2 \cdot \Phi_m^2}{2 \cdot r_e}, \quad (1)$$

где  $p_0$  – удельные потери;  $m$  – масса магнітопровода;  $B_m$  – магнитная индукция;  $B_0$  – справочное значение магнитной индукции;  $f$  – частота;  $f_0$  – справочное значение частоты;  $\omega$  – круговая частота;  $\Phi_m$  – магнитный поток;  $r_e$  – эквивалентное сопротивление магнітопровода.

На основании (1), определив  $r_e$ , можно определить эквивалентную проводимость:

$$\sigma = \frac{V}{r_e \cdot A^2}, \quad (2)$$

где  $\sigma$  – эквивалентная проводимость шихтованного материала;  $V$  – объём магнітопровода;  $A$  – площадь поперечного сечения.

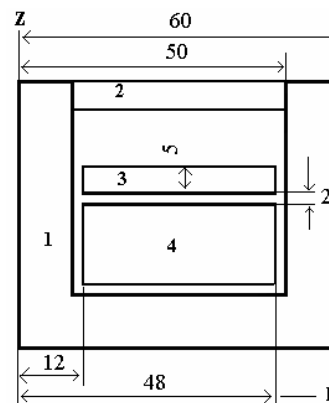


Рис. 1. Расчетная модель ИДМ

Относительная эквивалентная магнитная проницаемость с учетом шихтовки определялась по формулам:

$$R_{st} = \frac{L}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot c \cdot W}; R_i = \frac{L}{\mu_0 \cdot (1-c) \cdot W}; \quad (3)$$

$$R = \frac{R_{st} \cdot R_i}{R_{st} + R_i} = \frac{L}{W \cdot \mu_0 \cdot (1-c + c \cdot \mu_r)},$$

тогда

$$\mu_e = 1 - c + \mu_r \cdot c, \quad (4)$$

где  $R$  – магнитные сопротивления стали и изоляции;  $L$  – длина участка;  $W$  – толщина участка магнітопровода;  $c$  – коэффициент заполнения сечения сталью.

Формулы (1-3) являются приближенными, но так как динамика ИДМ незначительно зависит от значения проводимости (разница на порядок даёт практически одинаковые значения динамических характеристик), а при  $c = 0,9$  влияние шихтовки на магнитную проницаемость невелико, то и ошибка в динамических расчетах будет небольшой.

### ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ РАСЧЕТА

Толщина медного диска 3-5 мм, катушка 4 намотана медным проводом, число витков – 100 (рис. 1). Напряжение заряда конденсатора – 800 В; ёмкость – 100 мкФ; начальная противодействующая сила – 5 Н; контактное нажатие – 50 Н; жёсткость противодействующих пружин –  $1 \cdot 10^3$  и  $2 \cdot 10^3$  Н/м. Форма противодействующей характеристики – контакторная. Значение эквивалентной проводимости шихтованного магнітопровода принималось (на основании 1,2)

$3,2 \cdot 10^4$  S/m,  $\mu_r$  – нелинейная функция, зависящая от модуля максимального значения магнитной индукции.

Математическая формулировка задачи подробно описана в [1]. Расчетная система уравнений:

$$\begin{cases} \sigma_i \cdot \frac{\partial A_{\varphi i}}{\partial t} + \nabla \times (\mu_i^{-1} \cdot \nabla \times A_{\varphi i}) = J_{\varphi 4} \\ L \cdot \frac{d^2 q}{dt^2} + R \cdot \frac{dq}{dt} + \frac{W}{S_4} \cdot \iiint_V \frac{\partial A_{\varphi 4}}{\partial t} \cdot dV = \\ \begin{cases} (U_c - \frac{q}{C}), & \text{если } U_c - \frac{q}{C} > 0 \\ 0, & \text{если } U_c - \frac{q}{C} \leq 0 \end{cases} \\ \frac{d}{dt} (m(z) \cdot v) = Q - P(z), \quad \frac{dz}{dt} = v \end{cases} \quad (4)$$

Система (4) представляет собой уравнения электромагнитного поля, электрической цепи и динамику движения тела с переменной массой. Начальные условия – нулевые.

Электромагнитная сила определяется как

$$Q = \iiint_V (\vec{J}_3 \times \vec{B}) \cdot dV, \quad (5)$$

где  $J_3$  – плотность наведенного тока в диске.

### РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА

Результаты расчетов представлены в виде графиков, на которых приняты следующие обозначения: 1 – ИДМ с замкнутым магнитопроводом; 2 – ИДМ с разомкнутым магнитопроводом; 3 – ИДМ без магнитопровода; 4 – ИДМ с шихтованным магнитопроводом. Расчеты проводились при одинаковых исходных данных до фиксированного момента времени равного 0,9 мс.

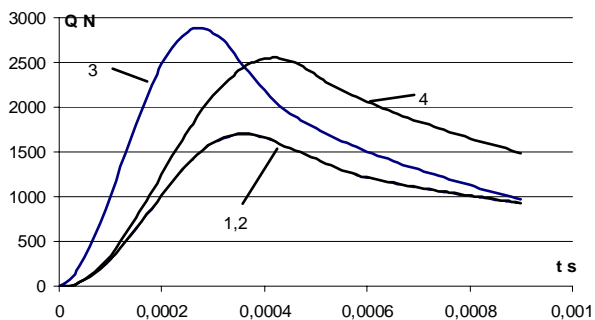


Рис. 2. Электромагнитная сила в зависимости от времени

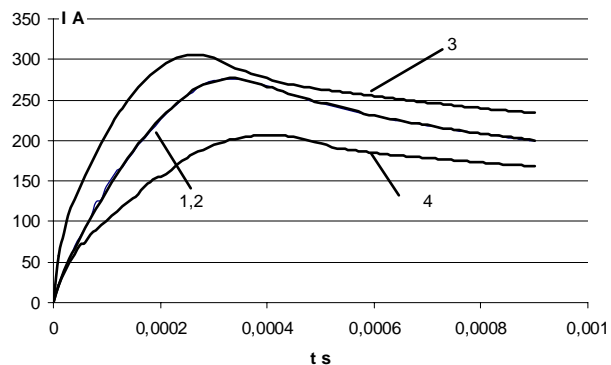


Рис. 3. Ток катушки

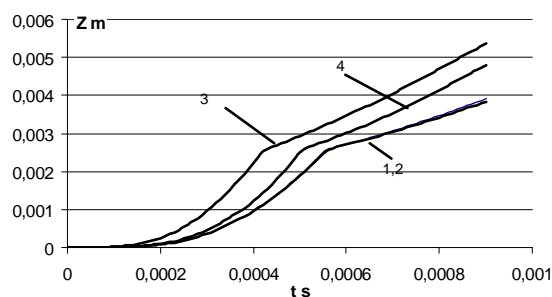


Рис. 4. Ход диска

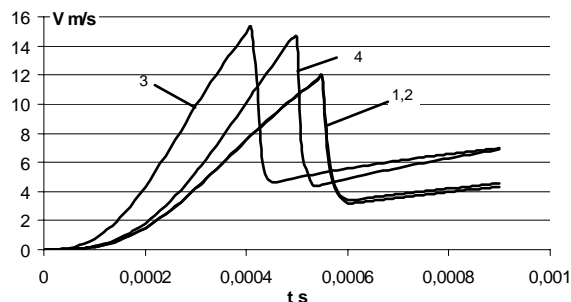


Рис. 5. Скорость диска

### ВЫВОДЫ

На основании полученных данных можно заключить:

- более быстродействующим за расчетный период времени является ИДМ без магнитной системы;
- характеристики ИДМ с замкнутым и разомкнутым магнитопроводом идентичны при указанном расчетном времени;
- применение шихтованного магнитопровода улучшает показатели по сравнению со сплошным;
- большее время трогания ИДМ с ферромагнитным магнитопроводом можно объяснить значительной индуктивностью системы и дополнительными потерями энергии.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Байда Е.И. Математическое моделирование индукционно-динамических систем // Электротехника і електромеханіка. – 2009. – № 5. – С. 13-16.

**Bibliography (transliterated):** 1. Bajda E.I. Matematicheskoe modelirovanie indukcionno-dinamicheskikh sistem // Elektrotehnika і elektromehanika. – 2009. – № 5. – S. 13-16.

Поступила 27.04.2011

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

**Bayda E.I.**  
**Comparative analysis of various induction dynamic system designs under a capacitor's aperiodic discharge to an inductor.**

The article presents comparative analysis of different-type induction dynamic mechanisms speed. As an example, models of induction dynamic mechanisms without a magnetic core, with an open ferromagnetic core, and with a closed ferromagnetic core are considered. Quantitative and qualitative estimations are given.

**Key words – induction dynamic mechanism speed; various designs; comparative analysis.**

## ОБ УСОВЕРШЕНСТВОВАНИИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ ОБМОТКАМИ БИСТАБИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ АКТУАТОРОВ ВАКУУМНЫХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ

*Розглянуто напрями удосконалення електромеханічних систем керування обмотками бістабільних електромагнітних актуаторів вакуумних вимикачів середніх напруг. Представлені деякі схемотехнічні рішення, спрямовані на зменшення зносу контактів, підвищення швидкодії та зменшення напруги спрацьовування актуатора, а також рішення щодо захисту обмоток актуатора.*

*Рассмотрены направления усовершенствования электромеханических систем управления обмотками бистабильных электромагнитных актуаторов вакуумных выключателей средних напряжений. Представлены некоторые схемотехнические решения, направленные на уменьшение износа контактов, повышение быстродействия и уменьшение напряжения срабатывания актуатора, а также решения в части защиты обмоток актуатора.*

### ВВЕДЕНИЕ

В системах распределения электрической энергии на уровне средних напряжений (6 ... 35 кВ) еще в конце 70-х годов минувшего столетия доминировали маломасляные выключатели. Появившиеся в это время на рынке выключатели средних напряжений, в которых использовались различные способы гашения электрической дуги в вакууме и среде элегаза (шестифтористая сера – SF<sub>6</sub>), способствовали стремительному перераспределению рынка электротехнической продукции в этом сегменте. Диаграмма [1], приведенная на рис. 1, показывает, как изменялась ситуация на мировом рынке выключателей средних напряжений за последние три десятилетия. Если в 80-х годах минувшего столетия объем продаж вакуумных выключателей составлял всего 20% этого сегмента рынка, то в наши дни доля вакуумных выключателей выросла до 80%. Элегазовые выключатели удерживают сейчас около 20% в данном сегменте рынка, причем преимущественно за счет верхней части диапазона средних напряжений (35 кВ).

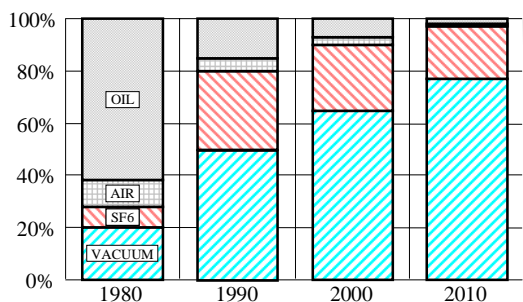


Рис. 1. Динамика рынка выключателей средних напряжений

Маломасляные и элегазовые выключатели имеют пружинно-моторные приводы, в которых операции включения и отключения выполняются за счет энергии, запасаемой в пружинах включения и отключения, а взвод этих пружин осуществляют электродвигатели в паузах после выполнения операций отключения. Первые вакуумные выключатели также были пружинно-моторными, несмотря на то, что ход подвижных контактов в этих выключателях существенно меньше, чем в маломасляных и элегазовых. Этот принцип управления главными контактами используется и в ряде современных вакуумных выключателей разных производителей, хотя в некоторых случаях роль электродвигателя выполняет мощный электромагнит, который взводит включающую пружину, а отключающая пружина взводится в процессе выполнения операции включения.

Впервые вакуумный выключатель средних напряжений с электромагнитным приводом появился на рынке в самом начале 90-х годов прошлого столетия. Это был выключатель VM1 (ABB), в котором был применен бистабильный поляризованный актуатор, обеспечивающий необходимые силы удержания при обесточенных катушках за счет мощных высококоэрцитивных постоянных магнитов [2], создающих эффект магнитной защелки. В приводе выключателя VM1 отсутствуют пружины, а выполнение операций включения и отключения осуществляется за счет двунаправленного действия поляризованного актуатора.

В 1993 г. компанией Таврида Электрик [3] в серийном производстве были освоены вакуумные выключатели серии ВВ/TEL-10 адаптированные для применения как в составе комплектных распределительных устройствах 6–10 кВ находящихся в эксплуатации, так и в составе новых КРУ заводского исполнения. В приводах этих аппаратов применены бистабильные неполяризованные электромагниты однонаправленного действия, которые обеспечивают операцию включения с одновременным взводом отключающих пружин, которые обеспечивают последующую операцию отключения при перемагничивании магнитопровода с магнитотвердым участком.

На рынке Украины вакуумные выключатели средних напряжений, в качестве актуаторов которых применяются бистабильные поляризованные электромагниты, кроме концерна АВВ предлагают также группа «Высоковольтный союз», в состав которого входит ООО «РЗВА-ЭЛЕКТРИК» [4] (выключатели ВР), и ООО «АВМ Ампер» [5] (выключатели ВБ-4Е).

Конструкция актуатора выключателя VM1 детально описана в [6]. Аналогичная конструкция применяется в выключателях ВР. В выключателях ВБ-4Е применяются актуаторы оригинальной конструкции [7].

Особенностью бистабильных актуаторов для вакуумных выключателей является использование высококоэрцитивных постоянных магнитов, которые дают возможность подвижной части магнитопровода продолжительно находиться в одном из двух устойчивых положений («ВКЛЮЧЕНО» и «ВЫКЛЮЧЕНО») без потребления электроэнергии. Бистабильные электромагнитные системы имеют две обмотки, благодаря которым происходит переключение актуатора в то или иное положение [6].

Ставший уже традиционным способ управления бистабильными электромагнитами заключается в независимом использовании обмоток включения и отключения. Этот способ применяется в системах управления

выключателей ВР и ВБ-4Е (в этих выключателях применяются электромеханические системы управления с коммутацией обмоток при помощи электромагнитных контакторов), а также в выключателях VM1 (с микропроцессорной системой управления и коммутацией обмоток с помощью силовых полупроводниковых ключей – транзисторов и тиристоров).

В существующих электромеханических системах управления, которые рассматриваются в данной статье, питание обмоток бистабильного электромагнитного привода осуществляется с помощью схемы, представленной на рис. 2. При выполнении операции включения устройство управления включает контактор КИ, при срабатывании которого замыкаются контакты КИ:1 ... КИ:3, через обмотку включения У1 актуатора начинает течь ток, в результате чего его подвижная система приходит в движение и переводит выключатель в положение «ВКЛЮЧЕНО». При достижении данного положения, датчики положения (на рис. 2 они не показаны) выдают сигнал на устройство управления, которое отключает контактор КИ, в результате чего его контакты размыкаются. Ввиду того, что через контакты течет большой ток, на них возникает мощная электрическая дуга. Для эффективного гашения этой дуги включают последовательно три мостиковых контакта контактора (6 разрывов на полюс). После отключения тока в обмотке У1 главные контакты выключателя остаются в положении включено, благодаря эффекту магнитной защелки в актуаторе до момента подачи команды на отключение. Под действием этой команды устройство управления включает контактор КО, при срабатывании которого замыкаются контакты КО:1 ... КО:3, через обмотку включения УО актуатора начинает течь ток, в результате чего его подвижная система приходит в движение и переводит выключатель в исходное положение «ОТКЛЮЧЕНО».

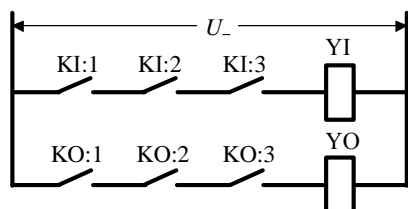


Рис. 2. Традиционная схема силовой цепи питания обмоток бистабильного актуатора

Мощная дуга, возникающая при больших значениях токов при их коммутации, изнашивает контакты и тем самым уменьшает срок службы выключателя в целом. Кроме того, под действием дуги контакты контактора могут привариться, в результате чего отключение обмотки контактора не обеспечит отключения обмоток актуатора и приведет к их быстрому нагреву и «перегоранию». Такой режим является серьезной аварийной ситуацией не только для вакуумного выключателя, но и для системы электроснабжения, в которой этот выключатель работает, поскольку выключатель при этом теряет работоспособность и оказывается не способным выполнить операцию отключения при возникновении аварии в сети.

**Целью данной статьи** является анализ возможностей и разработка рекомендаций по усовершенствованию электромеханических систем управления обмотками бистабильных электромагнитных актуаторов вакуумных выключателей средних напряжений.

## НАПРАВЛЕНИЯ УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ БИСТАБИЛЬНЫМИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОМИ АКТУАТОРАМИ

Усовершенствование электромеханических систем управления в данной статье рассматривается в следующих аспектах: 1) уменьшение износа контактов контакторов, управляющих обмотками, 2) повышение быстродействия и уменьшение напряжения срабатывания актуатора за счет реализации принципа совместного использования его обмоток при выполнении операций включения и отключения, 3) защита обмоток актуатора при нештатных режимах работы устройства управления.

**Уменьшение износа контактов** при отключении цепей с индукционной нагрузкой в цепях постоянного тока обычно достигается применением искрогасительных R-C цепочек, которые включают параллельно контактам, или встречные диоды, включенные параллельно индуктивной нагрузке (в данном случае – параллельно обмоткам).

Искрогасительные R-C цепочки применяются в выключателях ВР0 и ВР1. В последующих типоразмерах выключателей ВР (ВР2, ВР3, ВР6, ВР6В) искрогасительные цепочки не применяются (возможно, в силу их низкой эффективности при больших токах и значительных индуктивностях обмоток).

Другим способом уменьшения износа контактов, является шунтирование обмоток встречными диодами. В бистабильных электромагнитных актуаторах шунтирование обмоток встречными диодами (рис. 3) приводит к резкому увеличению времени срабатывания вакуумного выключателя.

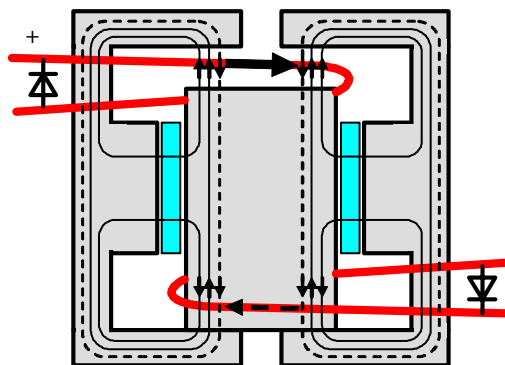


Рис. 3. Магнитные потоки в магнитопроводе бистабильного актуатора при шунтировании обмоток встречными диодами

Это связано с тем, что при коммутации одной обмотки, вследствие электромагнитной индукции, возникает ток и во второй обмотке, закороченной встречным диодом, причем этот ток создает магнитный поток противоположного направления, что препятствует выполнению соответствующей операции.

Схема, приведенная на рис. 4, обеспечивает шунтирование встречным диодом (с последовательным резистором) только той обмотки, которая обеспечивает выполнение соответствующей операции. Например, при выполнении операции включения, после включения контактора КИ открывается тиристор VSI, который остается открытым и после погасания дуги на контактах контактора КИ, а энергия, накопленная в индуктивности обмотки У1, выделится в виде джоулевых потерь в сопротивлении этой обмотки и в сопротивлении резистора RИ1. Другая обмотка (обмотка У0) остается обесточенной до тех пор, пока не сработает контактор КО и не откроется тиристор VSO.

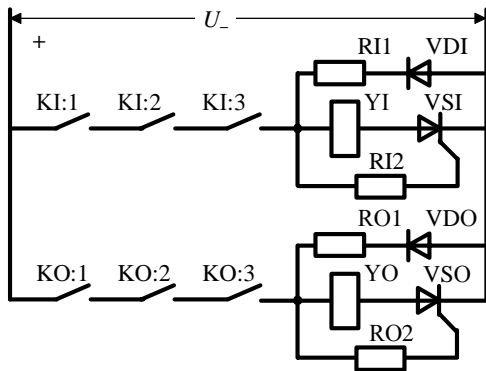


Рис. 4. Реализация шунтирования обмоток встречными диодами с помощью однооперационных тиристоров

**Повышение быстродействия и уменьшение напряжения срабатывания актуатора** может быть обеспечено за счет реализации принципа совместного использования его обмоток при выполнении операций включения и отключения [9, 10]. Целесообразность совместного использования двух обмоток с точки зрения увеличения начальной силы срабатывания при включении и отключении актуатора обоснована в [11].

Принцип совместного использования двух обмоток электромагнитного актуатора вакуумного выключателя с электромеханической системой управления может быть реализован при помощи простой схемы, приведенной на рис. 5. Основными особенностями этой схемы является то, что обмотки актуатора включены между контактами соответствующих контакторов, а начало каждой из обмоток соединено с концом другой обмотки через резистор.

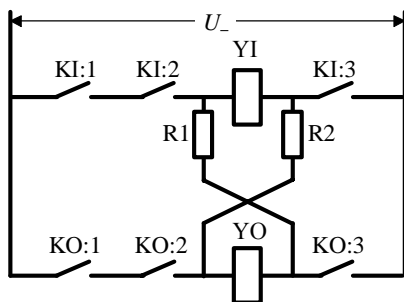


Рис. 5. Вариант реализации принципа совместной работы обмоток бистабильного электромагнита

Благодаря такому подключению обмоток, при выполнении, например, операции включения, после замыкания контактов контактора KI начинает течь ток в обмотке YI, способствуя увеличению магнитного потока в том зазоре актуатора, который соответствует его включенному положению. В то же время в обмотке YO начинает течь ток в противоположном направлении, способствуя уменьшению магнитного потока в том зазоре актуатора, который соответствует его отключенному положению. В результате, начало движения подвижной системы наблюдается при меньшем напряжении источника питания, чем в традиционной схеме (см. рис. 2), когда при включении используется только обмотка YI. При одном и том же напряжении источника питания, подвижная система актуатора начинает движение в сторону включенного положения раньше, чем в традиционной схеме. Значения сопротивлений резисторов R1 и R2 подбирают таким образом, что ток, который течет через обмотку YO, и как следствие значение магнитного потока, создаваемого

этой обмоткой и действующего против магнитного потока, создаваемого постоянными магнитами, уменьшает результирующий магнитный поток практически до нуля. После замыкания контактов вакуумного выключателя контакты контактора KI размыкаются, но подвижная система актуатора остается во включенном положении, благодаря эффекту магнитной защелки.

Аналогичные процессы происходят и при выполнении операции отключения, только в этом случае обмотка YO оказывает намагничивающее действие в зазоре, соответствующем положению отключения, а обмотка YI – размагничивающее действие в зазоре, соответствующем положению включения.

Ввиду того, что обмотки актуатора замкнуты через резисторы R1 и R2, износ контактов контакторов уменьшается, поскольку магнитная энергия, накопленная к моменту размыкания контактов, выделяется не только в дуге, а и в сопротивлениях обмоток и резисторов. Введение встречных диодов при использовании такой системы управления не требуется, так как обмотки вместе с резисторами образуют замкнутый контур.

**Защита обмоток актуатора** должна обеспечиваться при различных нештатных режимах работы устройства управления. Одним из таких нештатных режимов является приваривание главных контактов или заклинивание подвижной системы контактора. При этом, как уже указывалось выше, после выполнения соответствующей операции отключение обмотки контактора не приведет к отключению обмоток актуатора, их быстрому нагреву и «перегоранию», потере работоспособности выключателя, который оказывается не способным выполнить операцию отключения при возникновении аварии в сети.

Приваривание или заклинивание контактов контактора KI опасно еще и тем, что даже в случае, когда эта ситуация будет выявлена своевременно, операция отключения не может быть выполнена, так как по обмотке YI будет продолжать течь ток, увеличивающий силу притяжения подвижной части магнитопровода актуатора к неподвижной части его магнитопровода в положении «ВКЛЮЧЕНО».

Возможность отключения выключателя в такой ситуации обеспечивается путем введения в схему дополнительного размыкающего контакта KO:4 в цепь обмотки YI (рис. 6). Благодаря этому контакту, который при срабатывании контактора KO размыкается раньше, чем замыкаются его замыкающие контакты, цепь обмотки YI отсоединяется от источника питания, что обеспечивает выполнение операции отключения.

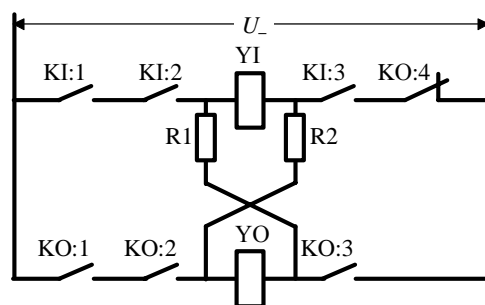


Рис. 6. Вариант реализации операции отключения в случае приваривания главных контактов или заклинивания подвижной системы контактора включения

Одного размыкающего контакта может оказаться недостаточно для надежного отсоединения обмотки YI

от источника питания, поэтому, например, в случае применения контакторов типа ПМЛ в качестве контакта КО:4 следует использовать блок ПКЛ-04 (рис. 7) с четырьмя замыкающими контактами – две параллельные ветви по два последовательных контакта в каждой ветви. Следует иметь в виду, что в штатных режимах эти контакты будут находиться в замкнутом положении, а размыкать цепь обмотки YI они будут только в аварийном режиме.

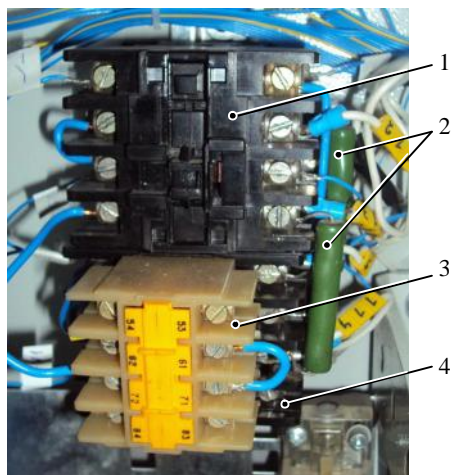


Рис. 7. Элементы коммутации силовой цепи системы управления вакуумного выключателя ВВ-4Е:  
1 – контактор КИ типа ПМЛ2100; 2 – резисторы R1 R2, смонтированные на терминалах контакторов КИ и КО;  
3 – блок вспомогательных контактов типа ПКЛ;  
4 – контактор КО типа ПМЛ2100

Другим аварийным режимом является режим «зависания» подвижной системы выключателя, когда при выполнении операции включения или отключения подвижная система выключателя начинает движение, но останавливается не в конечном (противоположном), а в некотором промежуточном положении. Такая ситуация может возникать, например, при выполнении операции включения, если трение в механизме увеличивается настолько, что сила, развиваемая актуатором оказывается недостаточной для преодоления усилий контактных пружин выключателя. В этом случае механизм останавливается в промежуточном положении, соответствующем начальному касанию одного или нескольких главных контактов.

Опасность этого режима заключается в том, что система управления не получает сигнала о завершении той или иной операции, вследствие чего через соответствующую обмотку актуатора продолжает течь ток, который в длительном режиме приводит к ее перегреву и выходу из строя. Кроме того, в этой ситуации возможно замыкание только двух главных контактов, что чрезвычайно опасно для двигательных нагрузок. Если не завершена оказалась операция включения, то вслед за ней необходимо выполнить автоматическую операцию отключения, а если не завершённой оказалась операция отключения, то ее следует автоматически повторить. И в первом, и во втором случае после выполнения операции отключения следует отключить устройство управления от источника питания.

Выполнение автоматической операции отключения в рассмотренном аварийном режиме может быть реализовано (рис. 8) при помощи присоединения независимого расцепителя КФ к автоматическому выключателю SF, обеспечивающему защиту устройства управления от перегрузок и коротких замыканий и

специального устройства, реагирующего на режим «зависания», а также на приваривание главных контактов контакторов, заклинивание их подвижных систем и выдающего сигнал на независимый расцепитель с некоторой временной задержки. Указанный автоматический выключатель оснащается вспомогательными контактами SA, которые при его отключении обеспечивают присоединение накопительного конденсатора С через резистор R к обмотке электромагнита контактора КО, срабатывание которого приводит к прямому разряду конденсатора С на обмотку YO актуатора и отключению выключателя.

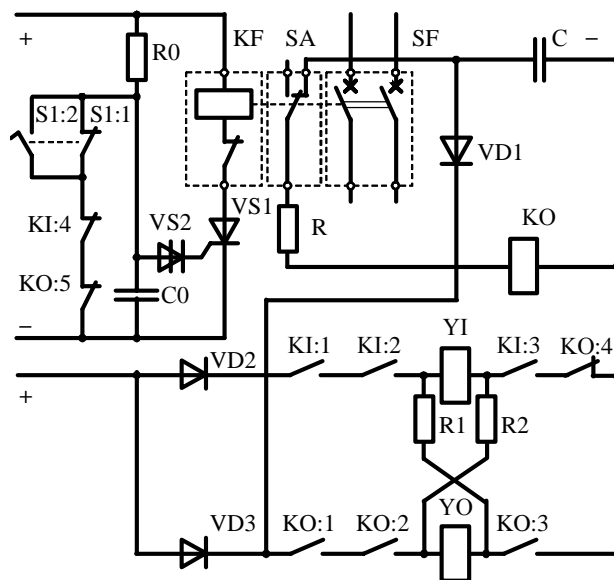


Рис. 8. Фрагмент устройства управления с блоком защиты обмоток выключателя в случае приваривания главных контактов, заклинивания подвижных систем контакторов или неполного завершения операций выключателем

Блок защиты обмоток содержит устройство временной задержки, которое состоит из тиристора VS1, управляющего обмоткой независимого расцепителя КФ. Управление тиристором осуществляется конденсатором C0, который (если он не замкнут контактами S1:1, S1:2, KI:4 и КО:5) заряжается через резистор R0 с постоянной времени  $\tau = R_0 \cdot C_0$  ( $R_0$  – сопротивление резистора R0;  $C_0$  – емкость конденсатора C0). При достижении напряжения на конденсаторе C0 порога отпирания динистора VS2, указанный конденсатор разряжается на p-n переход между управляющим электродом и катодом тиристора, который в этот момент открывается, обеспечивает срабатывание независимого расцепителя КФ и, как следствие, отключение автоматического выключателя SF, замыкание контактов блока вспомогательных контактов SA, срабатывание контактора КО, разряд конденсатора С на обмотку YO актуатора и, наконец, выполнение операции отключения выключателя.

Как было указано выше, конденсатор C0 начинает заряжаться только тогда, когда он не замкнут контактами S1:1, S1:2, KI:4 и КО:5. В стабильных положениях актуатора (после выполнения операций включения или отключения) обязательно замкнут один из контактов блока вспомогательных контактов S1 выключателя (в отключенном положении выключателя замкнут контакт S1:1, а контакт S1:2 разомкнут, во включенном положении выключателя наоборот контакт S1:2 замкнут, а контакт S1:1 разомкнут). Кроме

того, после выполнения выключателем операций включения или отключения оба контактора КИ и КО приходят в состояние покоя, а оба контакта КИ:4 и КО:5 оказываются замкнутыми. Таким образом, в устойчивых положениях выключателя конденсатор С0 полностью разряжен.

При нормальном (штатном) выполнении операции включения выключателя срабатывает контактор КИ и размыкается контакт КИ:4. В этот момент конденсатор С0 начинает заряжаться. После начала движения подвижной системы актуатора в сторону второго стабильного положения контакт S1:1 размыкается, поэтому некоторое время оба контакта S1:1 и S1:2 будут находиться в разомкнутом состоянии, что обеспечивает продолжение заряда конденсатора С0. Процесс заряда этого конденсатора прервется и конденсатор С0 разрядится только тогда, когда одновременно будут выполнены два условия: 1) актуатор придет во второе стабильное положение и контакт S1:2 замкнется, а также 2) контактор КИ вернется в состояние покоя и контакт КИ:4 замкнется. Поскольку операция включения выполняется штатно, то промежуток времени, когда конденсатор С0 заряжается, будет коротким (не более 100 мс) и не достаточным для того, чтобы напряжение на этом конденсаторе достигло порога срабатывания динистора VS2 и отпирания тиристора VS1. Сопротивление  $R_0$  и емкость  $C_0$  подбираются так, чтобы время отпирания тиристора составляло приблизительно 1,0 с ... 1,5 с. За такое время обмотки не успевают нагреться до допустимой температуры и, следовательно, будут защищены от недопустимого перегрева.

Если при выполнении операции включения главные контакты контактора КИ приварятся или заклинит его подвижная система, то после отключения обмотки контактора от источника питания контакт КИ:4 не замкнется, процесс заряда конденсатора не прервется и, спустя приблизительно 1,5 с, выключатель отключится. То же произойдет, если после начала движения актуатора он остановится в некотором промежуточном положении. В этом случае после начала движения разомкнется контакт S1:1, а контакт S1:2 не замкнется.

#### ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Рассмотренные выше схемные решения были проверены на серийном образце выключателя ВБ4-Е (ООО «АВМ Ампер») с модернизированной электромеханической системой управления (рис. 9). Эксперименты подтвердили эффективность предложенных схемных решений в части защиты обмоток актуатора и автоматического отключения выключателя при возникновении аварийных ситуаций (заклинивания подвижной системы контактора или приваривания его главных контактов, а также «зависания» подвижной системы выключателя). Испытания на электрический износ контактов контактора не проводились, однако осциллографирование тока через контакты и напряжения на них позволило определить энергию дуги, значение которой в предложенных схемах (рис. 4, рис. 5 и рис. 6) оказалось на (15 ... 20)% меньше, чем в традиционной схеме (рис. 2).

Для подтверждения эффективности принципа совместного использования обмоток актуатора при выполнении операций включения и отключения был проведен эксперимент на серийном образце вакуумного выключателя ВБ4-Е, в котором сопоставлялись собственные времена срабатывания привода при включении  $t_1$  и при отключении  $t_0$  при традиционной

схеме подключения обмоток (рис. 2) и предложенной схеме (рис. 4). Собственное время срабатывания в данном эксперименте рассматривалось как промежуток времени между моментом замыкания главных контактов контактора (КИ – при включении и КО – при отключении) и моментом завершения соответствующей операции, который фиксировался по замыканию вспомогательного контакта S1 выключателя.

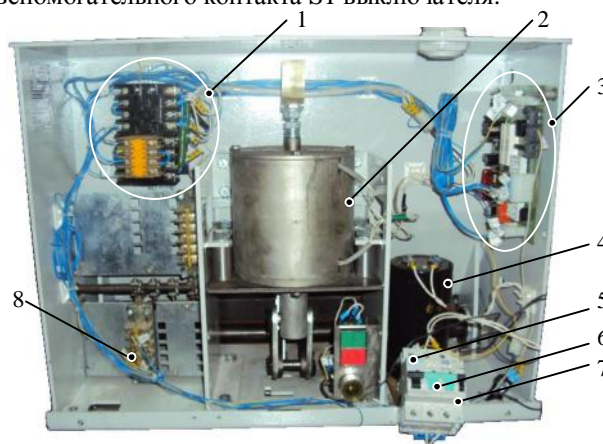


Рис. 9. Привод опытного образца выключателя ВБ4-Е: 1 – элементы коммутации силовой цепи; 2 – бистабильный актуатор; 3 – устройство управления (блок логики и стабилизации); 4 – накопительный конденсатор; 5 – модуль независимого расцепителя; 6 – двухполюсный автоматический выключатель для защиты системы управления от сверхтоков; 7 – модуль вспомогательных контактов; 8 – вспомогательные контакты выключателя

В эксперименте исследовалось влияние сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  резисторов R1 и R2 при различных напряжениях питания на времена  $t_1$  и  $t_0$ . Напряжение питание подавалось на схему управления от источника постоянного стабилизированного напряжения. Измерение времен  $t_1$  и  $t_0$  проводилось при помощи миллисекундометра.

В цепи питания обмоток актуатора серийного вакуумного выключателя ВБ4-Е присутствует накопительный конденсатор емкостью 10 000 мкФ, предварительно заряженный до напряжения 340 В, который при проведении эксперимента был отключен.

Между сериями опытов включения и отключения выдерживалась пауза не менее пяти минут, для обеспечения охлаждения обмоток актуатора.

Наиболее характерные результаты опытов сведены в табл. 1

Таблица 1

$U_{пит}$		130	140	160	180	200
$R_1 + R_2 \rightarrow \infty$ (традиц. схема)	$t_1$ , мс	–	–	–	70,0	64,2
	$t_0$ , мс	–	–	138,5	76,2	66,8
$R_1 + R_2 = 40$ Ом	$t_1$ , мс	46,6	42,6	31,3	26,4	23,0
	$t_0$ , мс	57,5	56,4	42,6	34,7	33,8
$R_1 + R_2 = 80$ Ом	$t_1$ , мс	–	46,4	33,2	28,2	26,4
	$t_0$ , мс	68,2	50,2	38,9	35,1	34,2

Данные, приведенные в табл. 1, позволяют сделать следующие выводы.

1. Применение принципа совместного использования обмоток актуатора при выполнении операций включения и отключения позволяет существенно уменьшить не только время срабатывания при включении и отключении (более чем на 50% при напряжении 200 В), но и пороговые напряжения срабатывания выключателя (до 25 % – со 180 В до 130 В при существенном уменьшении времен  $t_1$  и  $t_0$ ).



2. Существует оптимальное значение суммы сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  резисторов R1 и R2 (в данном эксперименте оптимальной оказалась сумма этих сопротивлений порядка 20 Ом).

#### ОБЩИЕ ВЫВОДЫ

1. Экспериментально подтверждена эффективность предложенных в статье схемотехнических решений, направленных на уменьшение износа контактов, повышение быстродействия и уменьшение напряжения срабатывания актуатора, а также решения в части защиты обмоток актуатора и автоматического отключения выключателя при возникновении аварийных ситуаций в системе управления выключателя.

2. Уменьшение напряжений срабатывания актуатора означает также уменьшение МДС срабатывания, а значит и уменьшение токовой нагрузки на коммутационные элементы и источник питания устройства управления выключателя.

3. Применение предложенных усовершенствований существенно усложняет электромеханические системы управления, перегружая их контактными коммутационными элементами, что не может не сказаться на надежности этих систем управления. Поэтому авторы связывают будущее вакуумных выключателей, в которых используются бистабильные электромагнитные актуаторы, с микропроцессорными устройствами управления и коммутацией обмоток при помощи полупроводниковых или гибридных ключей, а также с применением принципа совместного использования обмоток актуатора при выполнении операций включения и отключения.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Евдокунин Г.А., Тилер Г. Современная вакуумная коммутационная техника для сетей среднего напряжения. – С.-Петербург: Издательство Сизова М.П., 2002. – 147 с.
2. <http://www.abb.com>
3. <http://www.teu.tavrida.com>
4. <http://www.vsoyuz.com.ua/russian>
5. <http://www.abm-amper.com>
6. Edgar Dullni, Harald Fink, Christian Reuber. Vacuum circuit-breaker with permanent magnetic actuator and electronic control. – <http://www.abb.com>.
7. Патент України № 49345 на корисну модель «Двопозиційний електромагнітний привід». – Автори та власники патенту В.М. Бугайчук, Б.В. Клименко. – Бюл. №8, 2010.
8. Выключатели вакуумные серии VR. Техническая информация // НКAI.670049.011 ТИ. – Редакция 10. – 2010.
9. Решение от 16.09.2011 о выдаче патента Российской Федерации по заявке №2011127588/07(040869) от 05.07.2011 на полезную модель «Бистабильный электромагнитный привод». – В.М. Бугайчук, Б.В. Клименко (авторы и патентообладатели).
10. Рішення від 06.09.2011 № 18350/ЗУ/11 про видачу деклараційного патенту за заявкою № 2011 04818 від 19.04.2011 на корисну модель «Бістабільний електромагнітний привід комутаційного пристрою». – В.М. Бугайчук, Б.В. Клименко (автори та власники патенту).
11. В.М. Бугайчук, Б.В. Клименко, В.Л. Емельянов. Обоснование целесообразности совместного использования обмоток включения и отключения в бистабильных электромагнитных приводах вакуумных выключателей // Електротехніка і електромеханіка. – 2011. – № 3. – С. 21-24.

**Bibliography (transliterated):** 1. Evdokunin G.A., Tiler G. *Sovremennaya vakuumnaya kommutatsionnaya tehnika dlya setej srednego napryazheniya*. - S.-Peterburg: Izdatel'stvo Sizova M.P., 2002. - 147 s. 2. <http://www.abb.com> 3. <http://www.teu.tavrida.com> 4. <http://www.vsoyuz.com.ua/russian> 5. <http://www.abm-amper.com> 6. Edgar Dullni, Harald Fink, Christian Reuber. Vacuum circuit-breaker with permanent magnetic actuator and electronic control. - <http://www.abb.com>. 7. Patent Ukraini № 49345 na korisnu model' «Dvopozitsijnij elektromagnitnij privid». - Avtori ta vlasniki patentu V.M. Bugajchuk, B.V. Klimentko. - Byul. №8, 2010. 8. Vyklyuchateli vakuumnye serii VR. Tehnicheskaya informaciya // NKAI.670049.011 TI. - Redakciya 10. - 2010. 9. Reshenie ot 16.09.2011 o vydache patenta Rossijskoj Federacii po zayavke №2011127588/07(040869) ot 05.07.2011 na poleznuyu model' «Bistabil'nyj `elektromagnitnyj privod». - V.M. Bugajchuk, B.V. Klimentko (avtory i patentoobladateli). 10. Rishennya vid 06.09.2011 № 18350/ZU/11 pro vidachu deklaracijnogo patentu za zayavkoyu № 2011 04818 vid 19.04.2011 na korisnu model' «Bistabil'nyj elektromagnitnij privid komutatsijnogo pristroyu». - V.M. Bugajchuk, B.V. Klimentko (avtori ta vlasniki patentu). 11. V.M. Bugajchuk, B.V. Klimentko, V.L. Emel'yanov. Obosnovanie celesoobraznosti sovmejnogo ispol'zovaniya obmotok vklyucheniya i otklyucheniya v bistabil'nyh `elektromagnitnyh privodah vakuumnyh vyklyuchatelej // Elektrotehnika i elektromehaniika. - 2011. - № 3. - S. 21-24.

Поступила 21.05.2011

*Бугайчук Виктор Михайлович*

ТОВ «АВМ Ампер»

Украина, Кременчуг, ул. Красина, 6

тел. (057) 3-30-98, e-mail: bvm@abm-amper.com,

*Емельянов Вадим Леонидович*

*Клименко Борис Владимирович, д.т.н., проф.*

кафедра "Электрические аппараты"

*Ересько Александр Вячеславович, к.т.н., доц.*

кафедра "Промышленной и биомедицинской электроники"

Национальный технический университет

"Харьковский политехнический институт"

61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21,

тел. (057) 707-62-81, e-mail: evl@kpi.kharkov.ua,

kbv@kpi.kharkov.ua

*Bugajchuk V.M., Klimentko B.V., Emeljanov V.L.*

#### **On improvement of vacuum circuit-breakers with electromechanical control on the electromagnetic bistable actuator.**

We consider the direction of improvement of vacuum circuit-breakers with electromechanical control on the electromagnetic bistable actuator mean stresses. Presents some shemotekhnical solutions aimed at reducing contact wear, increase performance and decrease voltage trip actuator, as well as decisions regarding the protection of the windings actuator.

**Key words – bistable electromagnetic actuator, vacuum circuit-breakers.**

## АНАЛИЗ ВИБРОВОЗМУЩАЮЩИХ СИЛ В АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЯХ ПРИ ОБРЫВЕ СЕГМЕНТОВ КОРОТКОЗАМЫКАЮЩИХ КОЛЕЦ ОБМОТКИ РОТОРА НА ОСНОВЕ ЦЕПЕ-ПОЛЕВОЙ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ

*Розроблено коло-польову математичну модель для аналізу електромагнітних вібробуджуючих сил і сигналів датчиків вібрації в короткозамкнених асинхронних двигунах при наявності ушкоджень сегментів короткозамикаючих кілець обмотки ротора. За результатами спектрального аналізу виявлено сукупність діагностичних ознак, що дозволяють ідентифікувати даний вид ушкодження.*

*Разработана цепе-полевая математическая модель для анализа электромагнитных вибровозбуждающих сил и сигналов датчиков вибрации в короткозамкнутых асинхронных двигателях при наличии поврежденных сегментов короткозамыкающих колец обмотки ротора. По результатам спектрального анализа установлена совокупность диагностических признаков, которые позволяют идентифицировать данный вид повреждения.*

### ВВЕДЕНИЕ

В процессе эксплуатации короткозамкнутых асинхронных двигателей (АД) встречаются два вида повреждения короткозамкнутой обмотки ротора (КЗОР): обрыв стержней ротора и разрыв сегментов короткозамыкающих колец (СКК). Характер ремонта КЗОР и оценка возможности и сроков дальнейшей эксплуатации АД до его выхода в ремонт существенно зависят от вида возникшего повреждения. Поэтому в процессе контроля технического состояния АД целесообразно не только установить факт повреждения обмотки ротора, но и идентифицировать вид ее повреждения. Особенно это актуально для мощных АД, выполняющих важные технологические функции.

Одним из основных методов контроля и диагностики АД является метод вибрационной диагностики, основанный на анализе сигналов датчиков вибрации, устанавливаемых на корпусе двигателя. Эффективная работа систем вибрационной диагностики возможна на базе применения адекватных математических моделей АД, имеющих повреждения элементов конструкции. Наибольшую достоверность диагностической информации обеспечивают полевые модели.

Полевые математические модели АД с поврежденными стержнями КЗОР рассматривались в зарубежной литературе [6, 7] и в работах авторов данной статьи [2, 3]. Для исследования такого вида повреждения, как правило, используются двумерные полевые математические модели в поперечном сечении АД, причем при моделировании поврежденных стержней их электропроводность принимается равной нулю, что исключает протекание по ним индуцированных токов. В случае разрыва СКК дефект находится за пределами поперечного сечения АД и, строго говоря, для его исследования необходима трехмерная полевая модель. Однако, с учетом сложности численной реализации трехмерной модели целесообразно разработать адекватный способ учета повреждения СКК в рамках двухмерной полевой модели.

Целью данной статьи является разработка цепе-полевой математической модели АД, имеющего повреждение КЗОР в виде разрывов СКК, и исследование с ее помощью вибровозмущающих сил в таких АД. Предложенная математическая модель позволяет смоделировать и проанализировать сигнал установ-

ленного на статоре датчика вибрации, что является основой для идентификации повреждений КЗОР в системах вибрационного контроля и диагностики.

### ЦЕПЕ-ПОЛЕВАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Разрыв СКК ведет к несимметричному распределению токов в стержнях КЗОР, в результате чего по сравнению с неповрежденной обмоткой ротора электромагнитное поле в воздушном зазоре АД искажается и, как следствие, изменяется характер действующих на статор вибровозмущающих сил. Сигнал установленного на статоре датчика вибрации (датчика виброускорения), пропорционален величине электромагнитной вибровозмущающей силы и модулирован по амплитуде частотой скольжения.

Цепе-полевая математическая модель (ЦПММ) состоит из двух частей. Вначале с помощью цепной схемы замещения КЗОР определяется несимметричное распределение токов в стержнях КЗОР, обусловленное повреждениями СКК. На рис. 1 на примере тягового АД типа СТА-1200 показана схема замещения КЗОР, содержащая 62 стержня. На рис. 1 обозначено  $R_{s\_i}$ ,  $X_{s\_i}$  – активное и индуктивное сопротивление  $i$ -го стержня;  $E\_i$  – ЭДС, индуцированная магнитным полем в  $i$ -м стержне. Величины ЭДС распределены в стержнях вдоль поверхности ротора по синусоидальному закону:

$$E\_i = E_m \sin(2\pi p i / Z_2) e^{i\omega_1 s t}, \quad (1)$$

где  $i = \overline{1, Z_2}$ ,  $s$  – скольжение,  $E_m$  – амплитуда ЭДС. Сегменты СКК ввиду малости их размеров моделируются активными сопротивлениями  $R_{kb\_i}$ . При повреждении СКК его сопротивление принимает большое значение, что препятствует замыканию токов стержней через поврежденный сегмент. На рис. 1 поврежденный СКК с сопротивлением  $R_{KB\_20}$  располагается между 20 и 21 стержнями на одном (левом) короткозамыкающем кольце КЗОР. Амплитуда ЭДС в стержне ротора  $E_m$  находится предварительно упрощенным способом по общей формуле расчета ЭДС в витке обмотки при заданной индукции в зазоре, либо более точно с учетом взаимоиндукции между стержнями после расчета поля в активной зоне АД.

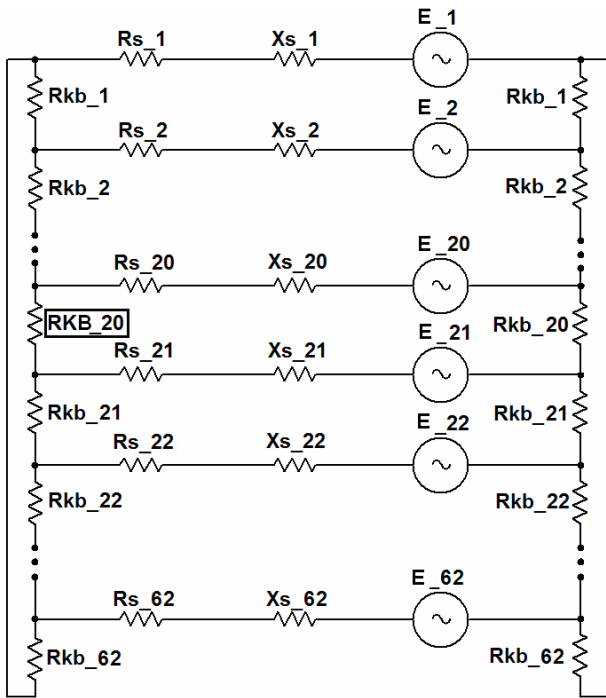


Рис 1. Схема замещения КЗОР с поврежденным СКК

Во втором случае ЭДС находится путем интегрирования по сечению стержня  $S_{st}$  аксиальной составляющей напряженности электрического поля  $\vec{E}_z$ :

$$E = \frac{L_R}{S_{st}} \int \vec{E}_z dS, \quad (2)$$

где  $L_R$  – длина ротора. Представленная схема замещения КЗОР позволяет для любого момента времени найти распределение токов между стержнями КЗОР, имеющей поврежденный СКК.

Второй этап моделирования связан с использованием в полевой модели результатов расчетов по цепной схеме замещения КЗОР. Полевая модель формулируется в поперечном сечении АД и позволяет найти электромагнитные вибровозмущающие силы. В роторных координатах для величин, изменяющихся гармонически во времени, уравнение поля относительно комплексной амплитуды векторного магнитного потенциала имеет следующий вид [1]:

$$\frac{\partial^2 \dot{A}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{A}_z}{\partial y^2} - j\omega_1 s \mu \gamma \dot{A}_z = -\mu \dot{J}_{z\text{cmto}} + \mu \gamma \frac{\partial \varphi}{\partial z}, \quad (3)$$

где  $\omega_1$  – угловая частота вращения поля статора,  $s$  – скольжение ротора. Слагаемое  $\mu \gamma \frac{\partial \varphi}{\partial z}$  в правой части характеризует источники поля, обусловленные появлением свободных электрических зарядов на торцах ротора из-за разрыва СКК. Приближенно предполагая  $\frac{\partial \varphi}{\partial z} \approx \frac{\Delta \varphi}{\Delta z} = \frac{\Delta \varphi}{L_R}$ , при решении уравнения (3) следует задать разность потенциалов  $\Delta \varphi$  между торцами ротора. Решение задачи должно удовлетворять требованию: сумма интегралов плотностей токов  $j_k$  по сечению всех стержней клетки  $Z_2$  должна равняться нулю:

$$\sum_{k=1}^{k=Z_2} \int_{S_k} j_k ds = 0, \quad (4)$$

т.е. суммарный ток, протекающий в одном направлении поперечного сечения ротора, должен быть равен суммарному току, текущему в обратном направлении. Условие (4) автоматически соблюдается для неповрежденной конструкции клетки, при которой  $\Delta \varphi = 0$ . Величина  $\Delta \varphi$  задается для каждого  $i$ -го стержня по результатам решения цепной схемы замещения КЗОР, содержащей поврежденный СКК:

$$\Delta \varphi_i = (I_{i\text{повр}} - I_{i\text{ц}}) / \sigma L_R, \quad (5)$$

где  $I_{i\text{повр}}$ ,  $I_{i\text{ц}}$  – токи в  $i$ -ом стержне КЗОР поврежденно-го и целого АД. В соответствии с законами Кирхгофа, сумма токов всех стержней цепной схемы КЗОР равна нулю. Поэтому, как будет показано далее, полученная совокупность  $\Delta \varphi_i$  при решении полевой задачи обеспечивает выполнение условия (4).

Уравнение (3) дополняется однородными граничными условиями первого рода на внешней границе расчетной области. Основными источниками электромагнитного поля являются плотности сторонних

токов в пазах статора  $\dot{J}_{z\text{стор}}$ , в которых уложены три фазы обмотки статора [1].

Важной составляющей рассматриваемой математической модели является модель сигнала датчика вибрации – датчика виброускорения, который устанавливается на статоре АД. Известно, что действие датчиков виброускорения основано на пьезоэлектрическом эффекте и они преобразуют механические колебания в электрические сигналы, пропорциональные среднеквадратичному значению ускорения корпуса датчика. При дальнейшем анализе будем рассматривать только вибровозмущающие силы электромагнитного происхождения, т.е. предполагаем, что из результирующего сигнала удалены составляющие, вызванные вибровозмущающими силами другой физической природы, которые не зависят от повреждения КЗОР. Например, механические вибрации, вызванные дефектами подшипников, небалансом ротора и другими причинами, можно выделить и удалить из суммарного сигнала в режиме нагрузки по результатам измерений вибраций на холостом ходу [4].

Под действием вибровозмущающих сил, формирующихся в магнитном поле воздушного зазора, сердечник статора совершает радиальные вынужденные колебания. В работе [3] показано, что в правильно спроектированных конструкциях АД частота собственных колебаний сердечника статора намного превышает частоту вынужденных колебаний, обусловленных электромагнитными силами. Поэтому условия механического резонанса отсутствуют, свободные колебания в пределах одного периода действия вынуждающей силы быстро затухают и перемещение корпуса датчика пропорционально приложенной силе. При этом предполагается, что вибрация, формирующаяся на внутренней поверхности расточки статора со стороны воздушного зазора, распространяется через сердечник статора до места установки датчика (на поверхности корпуса статора) без искажений и потерь. Это позволяет при моделировании сигнала датчика вибрации анализировать вибровозмущающие силы в расчетной точке  $M$  на коронке зуба статора.

Далее будем рассматривать плотность силы, выраженную в виде тензора магнитного натяжения  $T_{nM}(t) = F_{nM}(t)/S_z$ . Нормальная составляющая тензора натяжения формирует радиально направленные вибрации статора в точке  $M$  на коронке зуба статора и рассчитывается по следующему выражению:

$$T_{nM}(t) = \frac{1}{2\mu} \cdot [B_{nM}^2(t) - B_{\tau M}^2(t)], \quad (6)$$

где  $B_{nM}(t)$ ,  $B_{\tau M}(t)$  – нормальная и тангенциальная составляющие магнитной индукции в точке  $M$ . Таким образом, в соответствии с принятыми допущениями сигнал датчика вибрации (датчика виброускорения) в определенном масштабе пропорционален вибровозмущающей силе и при моделировании сигнала достаточно найти временную зависимость выражения (6) в точке  $M$  (точке условного размещения датчика). Для получения такой зависимости модель должна строго учитывать изменение геометрии расчетной области, связанной с перемещением ротора относительно статора в режиме реального времени. Такие алгоритмы были разработаны при численной реализации полевой модели методом конечных элементов в рамках пакета программ COMSOL [3]. Сформулированная ЦПММ (1) – (6) позволяет выявить изменения в вибрациях статора АД при появлении повреждения СКК.

#### РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Приведем результаты моделирования тягового АД типа СТА-1200, имеющего следующие данные: мощность 1200 кВт, число полюсов  $2p = 6$ , номинальное линейное напряжение  $U_{\text{лн}} = 1080$  В, номинальный фазный ток  $I_{\text{нф}} = 452$  А, число пазов статора и ротора  $Z_1 = 72$ ,  $Z_2 = 62$ , номинальное скольжение  $s = 0,01$ , материал стержней – медь. Для решения цепной схемы замещения КЗОР использовался пакет программ Multisim. Рассмотренная схема позволяет моделировать различные варианты повреждения КЗОР, однако в данной статье рассматривается разрыв одного СКК.

Активные и индуктивные сопротивления стержней равны  $R_{s_i} = 31$  мкОм,  $X_{s_i} = 64$  мкОм, а СКК  $R_{kb_i} = 0,8$  мкОм, амплитудное значение ЭДС стержней составляет  $E_m = 50,5$  мВ. Поврежденным выбран 20-й СКК, активное сопротивление которого  $R_{KB\_20}$  увеличено в  $10^{10}$  раз.

На рис. 2 показаны распределения токов (в о.е.) по стержням ротора для: а) неповрежденной КЗОР; б) при наличии одного поврежденного СКК, расположенного между 20 и 21 стержнями, между которыми в данный момент времени существует максимальный перепад ЭДС. Изменения в токах стержней ротора наблюдаются в зоне от 11 до 31 стержня, а под остальными полюсами они остаются практически неизменными.

На рис. 3 изображена найденная по выражению (5) зависимость  $\Delta\varphi_i$  от номера стержня, которая затем используется при решении уравнения поля (3).

На рис. 4 изображены две расчетные кривые, характеризующие распределение токов по стержням КЗОР при одном поврежденном СКК для случаев: а) кривая получена из решения цепной задачи; б) кривая получена из решения полевой задачи с учетом показанной на рис. 3 зависимости  $\Delta\varphi_i$ .

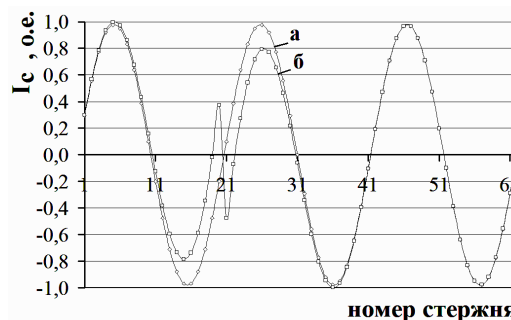


Рис. 2. Распределения токов по стержням КЗОР: а) неповрежденная КЗОР; б) при одном поврежденном СКК

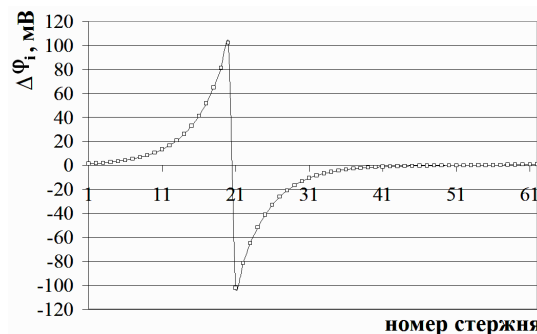


Рис. 3. Распределение величины  $\Delta\varphi_i$  при наличии одного поврежденного СКК

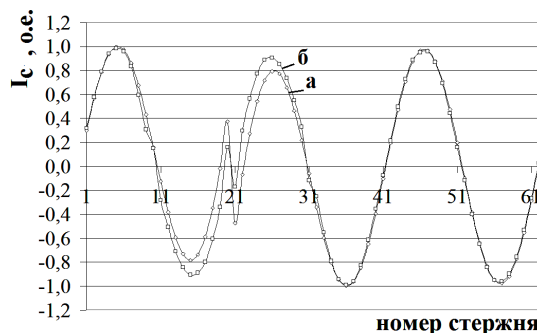


Рис. 4. Распределение токов по стержням КЗОР при наличии одного поврежденного СКК: а) расчет по цепной схеме замещения; б) полевой расчет

Как видно из рис. 4, кривые повторяют друг друга с достаточной точностью (расхождение не превышает 12 %), что подтверждает корректность разработанной ЦПММ, которая адекватно учитывает наличие в КЗОР поврежденных СКК.

На рис. 5 представлены временные зависимости тензора магнитного натяжения в точке условного размещения датчика на коронке зуба статора за время одного полного оборота ротора (0,06 с). Рассмотрены следующие варианты: неповрежденная КЗОР (рис. 5,а); поврежденная КЗОР с одним разорванным СКК (рис. 5,б); поврежденная КЗОР с двумя рядом расположенными оборванными стержнями (рис. 5,в).

Кривая на рис. 5,а содержит шесть одинаковых колебаний, вызывающих в статоре вибрации с частотой 100 Гц, соответствующих числу полюсов АД. В кривой содержатся также высокочастотные зубцовые гармоники. Кривая на рис. 5,б содержит возмущение на пике второго колебания, в момент прохождения над датчиком поврежденного СКК. Кривая на рис. 5,в

содержит возмущение между вторым и третьим колебаниями в момент прохождения над датчиком поврежденных стержней.

Относительно статора поврежденные элементы вращаются с периодом  $T_{OB} = p/f_{OB} = p/f_1(1-s)$ , где  $p$  – число пар полюсов,  $f_1$  – частота питания сети,  $f_{OB}$  – оборотная частота. Возмущение сигнала возникает только под одним полюсом. В дальнейшем это искажение будет перемещаться под другие полюса, по-

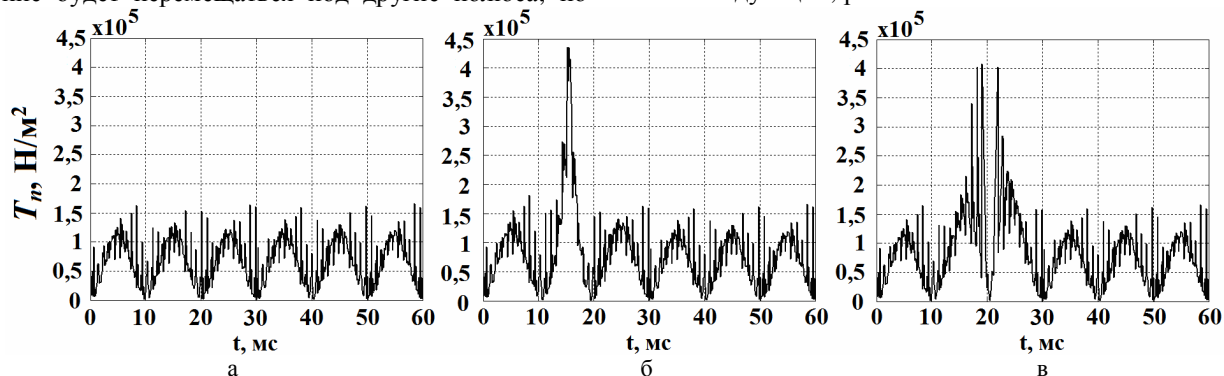


Рис. 5. Временные зависимости тензора натяжения за время одного полного оборота ротора: а) неповрежденный СТА; б) СТА с одним поврежденным СКК; в) СТА с двумя рядом расположенными поврежденными стержнями

Показанные на рис. 5,б и рис. 5,в сигналы можно представить как наложение двух сигналов: сигнала неповрежденного двигателя  $T_{nM0}(t)$  (рис. 5,а) и разностного сигнала – "сигнала повреждения"  $T_{nMD}(t)$ :

$$T_{nM}(t) = T_{nM0}(t) + T_{nMD}(t). \quad (6)$$

Модулированный на полном периоде  $T_s$  "сигнал повреждения" можно аппроксимировать выражением:

$$T_{nMD}(t) = T_{nMDMAX}(t)[1 + \cos(\omega_1 2st)]/2, \quad (7)$$

где  $\omega_1 = 2\pi f_1$ ,  $T_{nMDMAX}(t)$  – функция максимального "сигнала повреждения" на одном обороте ротора.

Эффект модуляции приводит к появлению в датчике не только оборотной гармоники, пропорциональной частоте вращения ротора  $f_{OB}$ , но и пары "боковых" гармоник. Например, если функцию  $T_{nMDMAX}(t)$  приближенно аппроксимировать ее первой гармоникой:  $T_{nMDMAX}(t) \approx A_1 \sin(\omega_{OB}t)$ , то из (7) после преобразований получим:

$$\begin{aligned} T_{nMD}(t) &\approx A_1 \sin(\omega_{OB}t)[1 + \cos(\omega_1 2st)]/2 = \\ &= A_1 \sin(\omega_{OB}t)/2 + A_1[\sin(\omega_{B1}t) + \sin(\omega_{B2}t)]/4, \end{aligned}$$

где  $\omega_{B1} = \omega_{OB}(1-2s)$ ,  $\omega_{B2} = \omega_{OB}(1+2s)$ . Ввиду малости скольжения "боковые" гармоники в спектре лежат справа и слева вблизи от оборотной гармоники.

Алгоритмы учета амплитудной модуляции сигнала вибрации описаны в работе [3]. На рис. 6 изображены спектрограммы сигналов для двух рассматриваемых повреждений. На спектрограммах не показаны постоянные составляющие сигналов, которые датчиками виброускорения не измеряются. В спектрограммах присутствует не только основная оборот-

скольку токи ротора вращаются относительно поврежденных элементов КЗОР с периодом  $T_s = p/f_1s$ .

В те моменты времени, когда поврежденные элементы КЗОР находятся в зоне нулевых токов ротора искажение магнитного поля в зазоре исчезает, и сигнал датчика становится идентичным сигналу неповрежденного АД. Таким образом, сигналы датчиков оказываются модулированными по амплитуде с частотой модуляции, равной частоте скольжения.

ная гармоника  $f_{OB} = 16,5$  Гц и кратные ей гармоники с частотами 33 Гц, 49,5 Гц и т.д., но и сопутствующие им "боковые" гармоники. В целом приведенные спектрограммы похожи. Отличить повреждение СКК от повреждения стержней можно по следующим признакам. Во-первых, анализ временных сигналов (рис. 5) показывает, что при повреждении СКК максимальное возмущение *всегда возникает* на одном из пиков колебаний, а при повреждении стержней – между пиками. Во-вторых, повреждение *одного* СКК ведет к существенно *большему* увеличению вибраций, чем повреждение *одного* стержня. Расчет среднеквадратичного значения виброускорения (СКЗ\_а) (без учета постоянной составляющей) показал, что при обрыве в СТА – 1200 одного стержня СКЗ\_а увеличивается в 1,05 раза (относительно СКЗ\_а неповрежденной КЗОР), а при разрыве одного сегмента – в 1,25 раза. И лишь при обрыве двух стержней СКЗ\_а возрастает в 1,27 раза. Увеличение СКЗ\_а связано с появлением оборотных и "боковых" гармоник. Следует подчеркнуть, что согласно действующим стандартам [5] для оценки уровня вибрации используется СКЗ вибро скорости (СКЗ\_в), которое несложно получить из СКЗ\_а путем интегрирования. На величину СКЗ\_в в меньшей степени оказывают влияние высокочастотные (шумовые) гармоники и поэтому он более чувствителен к появлению низкочастотных оборотных гармоник. При обрыве одного стержня СКЗ\_в возрастает в 5,6 раза, а при разрыве одного СКК – в 11,2.

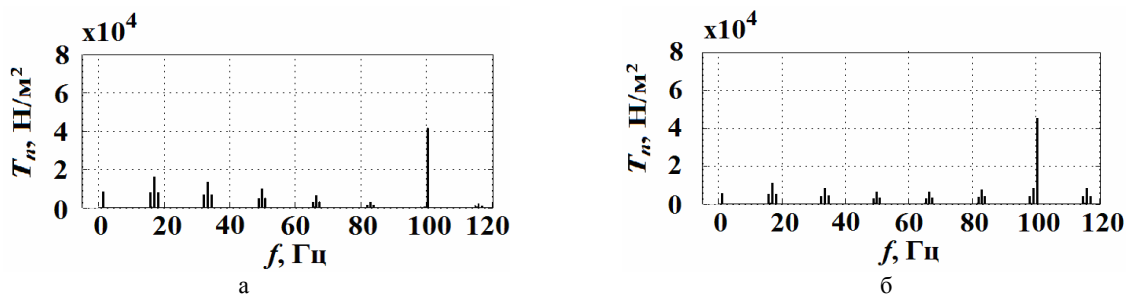


Рис 6. Спектрограммы временного сигнала датчика вибрации: а) СТА с одним поврежденным СКК; б) СТА с двумя рядом расположенными поврежденными стержнями

В-третьих, как видно из рис. 6, при повреждении стержней в спектрограмме появляются "боковые" гармоники в зоне частоты основных электромагнитных вибраций 100 Гц, а при повреждении СКК такие гармоники отсутствуют. Таким образом, анализ временного сигнала и его частотного спектра дает достаточное количество диагностических признаков для достоверной идентификации вида повреждения КЗОР.

#### ВЫВОДЫ

1. Разработана цепе-полевая математическая модель, позволяющая исследовать вибровозбуждающие силы и сигналы датчиков вибрации в АД при повреждении его короткозамкнутой обмотки ротора в виде разрыва сегментов короткозамыкающих колец.

2. Показано, что при разрыве СКК в спектрах сигналов датчика появляются оборотные гармоники (основная и боковые), амплитуда которых зависит от характера повреждений. Анализ временного сигнала и его частотного спектра, в том числе и среднеквадратичных значений вибрации позволяет с достаточной достоверностью отделить данный вид повреждения КЗОР от другого его вида – разрыва стержней. При этом разрыв СКК является более опасным видом повреждения КЗОР, поскольку приводит к большему увеличению вибраций, чем при разрыве стержня.

3. Разработанная цепе-полевая математическая модель может эффективно использоваться в системах вибрационного контроля технического состояния и диагностики повреждений АД.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Васьковский Ю.М. Польвовий анализ електричних машин. – Київ, НТУУ "КПІ", 2007. – 191 с.
2. Васьковский Ю.Н., Гераскин А.А. Математическое моделирование электромагнитных полей в короткозамкнутом асинхронном двигателе с поврежденной обмоткой ротора // Технічна електродинаміка. – 2010. – № 2. – С. 56-61.
3. Васьковский Ю.Н., Гераскин А.А. Анализ сигналов датчиков вибрации в короткозамкнутых асинхронных двигателях на основе математических моделей вибровозмущающих электромагнитных сил // Електротехніка і електромеханіка. – №5. – 2010. – С. 12-16.
4. Шубов И.Г. Шум и вибрация электрических машин. – Л., Энергоатомиздат, Л.О, 1986. – 207 с.
5. Межгосударственный стандарт ГОСТ 20815-93. Машины электрические вращающиеся. Механическая вибрация некоторых видов машин с высотой оси вращения 56 мм и более. // ИПК Издательство стандартов, 1996.

6. Iorgulescu M. Study relation between fault noise in electric motor // International Journal on "Technical and Physical Problems of Engineering". – 2010. – Vol. 1, № 4. – P. 69-73.

7. Pöyhönen S., Jover P., Hyötyniemi H., Independent Component Analysis of Vibrations for Fault Diagnosis of an Induction Motor // Proc. of the International Conference Circuits, Signals and Systems, Mexico, May 2003, Vol. 1, pp. 203-208.

**Bibliography (transliterated):** 1. Vas'kovskij Yu.M. Pol'ovij analiz elektrichnih mashin. - Kiiv, NTUU "KPI", 2007. - 191 s. 2. Vas'kovskij Yu.N., Geraskin A.A. Matematicheskoe modelirovanie `elektromagnitnyh polej v korotkozamknutom asinhronnom dvigatele s povrezhdennoj obmotkoj rotora // Tehnichna elektrodinamika. - 2010. - № 2. - S. 56-61. 3. Vas'kovskij Yu.N., Geraskin A.A. Analiz signalov datchikov vibracii v korotkozamknutyh asinhronnyh dvigatelyah na osnove matematicheskikh modelej vibrovosmuzhchayuschih `elektromagnitnyh sil // Elektrotehnika i elektromehanika. - №5. - 2010. - S. 12-16. 4. Shubov I.G. Shum i vibraciya `elektricheskikh mashin. - L., `Energoatomizdat, L.O, 1986. - 207 s. 5. Mezghosudarstvennyj standart GOST 20815-93. Mashiny `elektricheskie vraschayuschiesya. Mehanicheskaya vibraciya nekotoryh vidov mashin s vysotoj osi vrascheniya 56 mm i bolee. // IPK Izdatel'stvo standartov, 1996. 6. Iorgulescu M. Study relation between fault noise in electric motor // International Journal on "Technical and Physical Problems of Engineering". - 2010. - Vol. 1, № 4. - P. 69-73. 7. Pöyhönen S., Jover P., Hyötyniemi H., Independent Component Analysis of Vibrations for Fault Diagnosis of an Induction Motor // Proc. of the International Conference Circuits, Signals and Systems, Mexico, May 2003, Vol. 1, pp. 203-208.

Поступила 07.07.2011

Васьковский Юрий Николаевич, д.т.н., проф.,  
Гераскин Александр Анатольевич,  
Коваленко Михаил Анатольевич  
Национальный технический университет Украины  
"Киевский политехнический институт"  
кафедра электромеханики  
03056, Киев, пр. Победы, 37  
тел. (044) 454-95-18, e-mail: vun157@voliacable.com

Vas'kovsky Y.N., Geraskin A.A., Kovalenko M.A.  
**Analysis of vibration-exciting forces in asynchronous motors under short-circuited rotor ring segments break on the basis of a circuit-field mathematical model.**

A circuit-field mathematical model is developed to analyze electromagnetic vibration-exciting forces and signals of vibration sensors in squirrel-cage induction motors under damage of short-circuited rotor ring segments. Results of spectrum analysis are applied to reveal a set of diagnostic indicators which allow identifying this type of damage.

**Key words – squirrel-cage induction motor, vibration-exciting forces, mathematical model.**

V.I. Gurevich

## **STABILITY OF MICROPROCESSOR RELAY PROTECTION AND AUTOMATION SYSTEMS AGAINST INTENTIONAL DESTRUCTIVE ELECTROMAGNETIC IMPACTS. PART 1**

*В статье рассматриваются проблемы воздействия мощных электромагнитных импульсов, генерируемых при ядерном взрыве или с помощью специального оборудования, предназначенных специально для повреждения электронной аппаратуры, в частности микропроцессорных устройств релейной защиты и автоматики, а также меры защиты от этих воздействий.*

*Problems of impact of the electromagnetic high-power pulses generated at nuclear explosion or by means of the special equipment, intended specially for damage of the electronic equipment, in particular digital protective relays and automatic systems, and also ways of protection from these impacts are considered*

### **1. CHALLENGES OF MODERN POWER INDUSTRY: ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY**

For decades, the problems of EMC have been the prerogative of specialists in electronics, radio engineering and communications. Suddenly, over the last 10-15 years, this problem has become critical for the power industry. Of course, high electromagnetic fields have always existed at electric power facilities; however, electromechanical devices, which have been applied for decades in automatics, control and relay protection, were not exposed to electromagnetic fields too much and so no significant EMC problems were encountered. But in the last two decades there has been a sharp change-over from electromechanical relay protection devices to microprocessor-based (MPD) ones and automation. Moreover, the change-over has included both the construction of new substations and power plants and replacing old electromechanical protection relays (EMPR) at the old substations, built in those days when nobody assumed using microprocessor technologies, with the up-to-date MPDs. The latter have proved to be very sensitive to electromagnetic interference coming "out of thin air", penetrating through operating power circuits, voltage circuits and current transformers. Some malfunctions of MPD were caused by mobile phones [1] and similar types of equipment. There have been other cases, such as malfunctions of microprocessor-based devices at the operating capacities of the Mosenergo, Ochakovskaya and Zubovskaya substations. The operating algorithm of protection was affected by lightning, excavators working nearby, electric welding and other types of interference. The Lipetsk substation startup was postponed for six months due to faults of microprocessor-based devices while they spent nearly \$1.5 million for the MPDs. As a result, the substation was commissioned using a set of conventional defenses [2]. In practice, a shortcut on the 110 kV side can cause protection failures on the 330 kV side, and interference during switching of the same voltage rating penetrated inputs (through the auxiliary circuits) of the relay protection apparatus operating under the other voltage rating [3]. According to Mosenergo, faults due to improper operation of relay protection amount to 10 % out of total number of malfunctions, and basically refer only to microelectronic-

based and microprocessor-based relays [4]. Enabling SIEMENS MP protection at CHP-12 of Mosenergo, OAO, designed by Atomenergoproekt Research Institute, is the most obvious example of such problems, as EMC requirements were not considered in the design at all. Due to interferences there were more than 400 fault data signals detected at discrete and analogue inputs of MPD during the August-December of 1999 alone [4]. Also, it should be kept in mind that the cost of each MPD fault is 10 times higher than the cost of an electromechanical relay fault because of the high number of functions concentrated in each MPD. Such a high percentage of malfunctions due to insufficient EMC results from the fact that the MPD interference sensitivity is much higher than that of traditional electromechanical protection. For example, according to [4] when an electromechanical relay operation can be affected by the energy of  $10^{-3}$  joule, the energy of only  $10^{-7}$  joule causes the malfunction of the microchips. The difference is about 4 orders of magnitude, or 10000 times.

The level of damage depends on the insensitivity of each circuit component and the energy of the powerful interference as a whole, which can be absorbed into the circuit without the appearance of any defect or failure. For example, although the switching noise caused by the inductive load with an amplitude of 500V is a twofold voltage surge, it is unlikely to lead to the failure of an electromagnetic relay with a 230V AC coil due to its insensitivity to this kind of interference and its short duration (it lasts only several microseconds). The situation is different if the chip is powered from a 5VDC source. The impulse interference with an amplitude of 500V is hundredfold higher than the supply voltage of the electronic component and leads to the inevitable failure and the subsequent destruction of the device. Surge resistance of the chips is several orders of magnitude lower than that of the electromagnetic relays [5]. Long-term statistics confirms that the number of such damages doubles every three to four years [5]. This statistic is in good agreement with the so-called Moore's law [6] who in 1965 showed that the number of semiconductor components in microchips doubles roughly every two years and this trend has remained valid for many years. If some ten years ago, the so-called transistor-transistor logic (TTL) chip contained 10-20 elements per square millimeter, and

had a typical supply voltage of 5V, now the popular chip can contain nearly a hundred of CMOS (Complementary Metal-Oxide Semiconductor) transistors on every square millimeter of the surface and has supply voltage of only 1.2 V. The up-to-date solid state technologies, for example, SOS (Silicon-On-Sapphire), raise the number up to 500 elements per square millimeter of the surface [7]. It is obvious that such chips would require even lower supply voltage and it is even more obvious that such improved microelectronics integrity reduces insensitivity of its components to high voltage surge due to the reduced distance between electroconductive elements, lower thickness of insulating layers and reduced operating voltage of semiconductor elements.

Recent trends of technological evolution and ever-growing electromagnetic vulnerability of national infrastructures (power and water supply, communications, etc) have come under military consideration long since. Military research centers of almost all developed nations have carried out intensive research and development on special weapons capable of destroying electronic equipment. Mass media have published dozens of articles discussing methods for increasing efficiency of electromagnetic actions aimed at destroying electronic equipment [8-12].

High-altitude nuclear explosions have an extremely high destructive effect. An explosion at an altitude of 200-300 km wouldn't have any influence on humans and would escape detection while the resultant electromagnetic pulse (rather a range of pulses with different characteristics) would cause a catastrophe for electronics and computers of the whole country (see Table 1). The electric power industry can suffer heavily due to long mileage of overhead electric lines acting as giant antennas absorbing electromagnetic pulse energy over a large territory and delivering it directly to the power stations and substations apparatus. Considering the special hazard of such an explosion to the power energy industry, the International Electrotechnical Commission (IEC) developed a series of specific standards detailing methods for testing electric power lines and other power equipment in order to evaluate their resistance to high-altitude nuclear explosions [13-31].

If the recent tendency (i.e., "Smart Grid" concept) will be widely implemented in power industry, even a single high-altitude nuclear explosion will immediately kill all national power industry, as shown in [32], which makes it especially attractive to warring parties.

## 2. CLASSIFICATION AND CHARACTERISTICS OF INTENTIONAL DESTRUCTIVE ELECTROMAGNETIC IMPACTS

English-language publications call the intentional destructive electromagnetic impacts as "High Power Electromagnetic Threats (HPEM)" divided into two types: "High-Altitude Electromagnetic Pulse (HEMP)" and "Intentional Electromagnetic Interference (IEMI)".

HEMP is a very powerful electromagnetic pulse resulting from a high-altitude nuclear explosion. It has long been known that powerful electromagnetic pulse following a nuclear explosion is one of the damage effects of such explosion. Theoretical studies on X-ray radiation effects conducted by Arthur Compton, an American scientist specializing in theoretical physics, in 1922 (in 1927

he was awarded with Nobel Prize for this finding) showed that a nuclear explosion is always followed by electromagnetic emission. At that time this effect was neglected and it was noticed only after the first nuclear weapon test explosions. In [33] it is described as follows: At the end of June 1946 a series of nuclear detonation tests was conducted under the codename of Operation Crossroads at Bikini Atoll (Marshall Islands). The purpose was to explore damage effects of nuclear weapons. Test explosions revealed a new physical phenomenon – generation of powerful electromagnetic pulses (EMP) which immediately became of high interest. The highest EMP followed high-altitude explosions. In the summer of 1958 a series of high-altitude nuclear explosions was conducted. The first series of explosions, under the codename of Operation Hardtack, was conducted above the Pacific Ocean near Johnston Island. The series consisted with two megaton-range detonations: Tack – at an altitude of 77 km and Orange - at an altitude of 43 km. In 1962 high-altitude explosions were continued: a 1,4 megaton warhead was detonated at a 450 km altitude under the codename of Starfish Prime. The USSR also conducted a series of test explosions in 1961-1962 aimed to evaluate the impact of high-altitude explosions (180-300 km) to antiballistic missile defense apparatuses. The tests revealed powerful EMP with high damage effects to widely separated electronics, communications and power lines as well as to radio stations and radars.

The relationship of the electronics effective damage area and altitude of a 10 megaton explosion is shown in the following table.

Table 1

Effective damage area in dependence with nuclear explosion altitude

Altitude of explosion, km	Approximate diameter of damage area, km
40	1424
50	1592
100	2.242
200	3.152
300	3.836
400	4.402

According to IEC there are three components of HEMP: E1, E2 and E3.

**E1** – is the "fastest" and "shortest" component of HEMP resulting from a powerful stream of high-energy Compton electrons (product of the interaction of  $\gamma$ -quantum of the initial radiation of the nuclear explosion with atoms of the atmosphere) drifting in the geomagnetic field with a velocity close to the speed of light. This interaction between very fast-moving electrons and magnetic field generates a pulse of electromagnetic energy focused by geomagnetic field and oriented to the Earth from the high-altitude. The pulse typically rises to its peak value in about 5 nanoseconds and the magnitude of this pulse typically decays to half of its peak value within 200 nanoseconds. By the IEC definition, this E1 pulse is fully ended at one microsecond (1000 nanoseconds).

E1 results from the most intensive electromagnetic field causing very high voltages in electric circuit and creates impulse voltages up to 50 kV/m with a power density



of 6.6 MW per square meter at middle latitudes near to ground-level. E1 causes the most damage to the electronics due to the power surge and electrical breakdown of *p-n*-transitions of semiconductors and isolation. Conventional arresters ensuring protection against atmospheric power surges sometimes are not fast enough to respond in a timely fashion and protect equipment from E1, while the power they dissipate can be inadequate for absorbing energy of the E1 pulse component which results in destruction of such arresters.

**E2** – is the intermediate (steepness and time length) component of EMP which according to IEC definition can last from 100 microseconds to 1 millisecond. The E2 component of the pulse has much resemblance to the electromagnetic pulses produced by nearby lightning. Field gradient can reach 100 kV/m. Because of the similarities to lightning-caused pulses and the widespread use of lightning protection technology, the E2 pulse is generally considered to be the easiest to protect against. However, the combined impact of E1 and E2 components makes other problem, as while E1 destroys protection elements E2 penetrates the equipment unchecked.

The **E3** component is very different from the other two major components of nuclear EMP. It is a very slow pulse, lasting tens to hundreds of seconds, that is caused by the nuclear detonation heaving the Earth's magnetic field out of the way, followed by the restoration of the magnetic field to its natural place. The E3 component is similar to a geomagnetic storm caused by a very severe solar flare. Gradient of induced field can reach 1V/km. Like a geomagnetic storm, E3 can produce significant geomagnetic induced currents in long electrical conductors, including long power lines, which can then penetrate power line transformers with following saturation, impedance falling-off and increasing of currents until the coils blow-out.

Since the 80's of past century, a number of countries have started intensive development of so called "Super EMP" – nuclear charge with amplified electromagnetic emission. The studies have mainly focused on two directions: wrapping the charge in a casing of a substance that emits high-energy  $\gamma$ -radiation under a neutron exposure to a nuclear explosion as well as focusing  $\gamma$  –radiation. According to experts Super EMP will allow creating a field with a gradient of hundreds and thousands of kilovolts per meter near the Earth's surface. Moreover, the military makes no secret that the main targets for such EMP weapon in future battles will be the government and military administrations as well as national infrastructures, including power, water supply systems and communications.

However, the nuclear explosion is not the only source of powerful EMP. Today, the non-nuclear source of EMP can be transported with conventional and high-precision means of delivery.

Thus, the problems of defense against EMP impact will be the concern of experts despite the results of nuclear disarmament negotiations.

**IEMI** – is the second type of non-nuclear deliberate destructive EM impact. First theories on creation of non-nuclear shockwave emitters of superpower EMP (SWE) were formulated in the early 50's of past century by nuclear physicist Andrei Sakharov during his work on the

nuclear weapon.

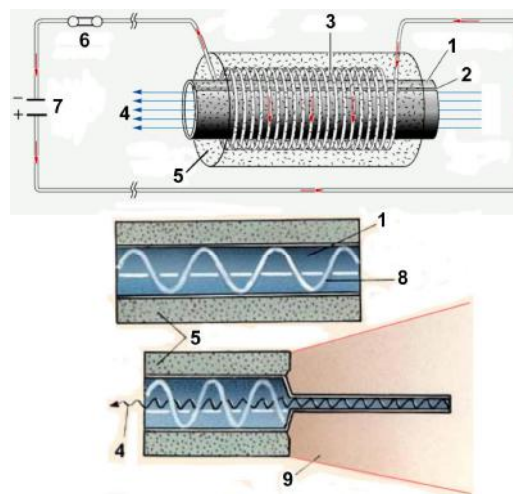
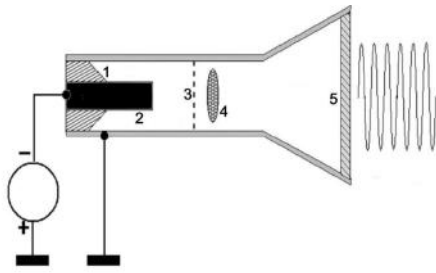


Fig. 1. 1 – electromagnetic cavity; 2 – cut; 3 – coil with non-firing current; 4 – vectored electromagnetic emission; 5 – explosive substance; 6 – switchboard; 7 – energy accumulator (condenser); 8 – standing wave; 9- flying explosion products

Getting primary neutrons initiating the fission process in a nuclear weapon required a superpower source of current pulse. Sakharov's generator represented a ring of explosive substance surrounding the copper coil. The set simultaneously exploded detonators initiating an axipetal detonation. At the moment of demolition, there was a discharge of power condenser with the current generating magnetic field inside the coil. Enormous pressure of the shock-wave (approximately one million atmospheres) squashed and bridged the windings of the coil which was transformed into a tube enclosing the field inside the coil. The current loop collapsed under a speed of several kilometers per second depending on the type of explosion. As we know from physics, the magnetic field intensity created by the current in this case is in proportion to the speed of inductance change over time. Since the size of the coil changed with considerable speed during the loop collapse, the amplitude of the magnetic field also became huge (tens of millions amperes). At that moment, fusing destroyed one of the resonator cavity ends and converged to the point and deflected a shock-wave back changing the field with the jump. Thus, the standing wave became a high-pulse power traveling wave generating a pulse stream of RF electromagnetic emissions. In fractions of nanoseconds the field changed more suddenly than under the sine law with a period equal to squeezing-dispersing time, which means that the function describing the change included many frequencies. Therefore, the shock-wave source was an ultra-wideband and emitted the pulses at the range of hundreds of MHz to hundreds of GHz lasting for tens-hundreds of microseconds.



**Inductive Power Storage VIRCATOR**

Voltage pulse (300 ns), kV	400
Current, kA	12
Power eradiation, MW	350
Duration of eradiated pulse, ns	200
Output frequency, GHz	3.1

**Capacitive Power Storage VIRCATOR**

Voltage pulse (100 ns), kV	600
Current, kA	18
Power eradiation, MW	500
Duration of eradiated pulse, ns	80
Output frequency, GHz	3.1

Fig. 2. Powerful vircators developed at Tomsk Polytechnic Institute, 1 – insulator; 2 – metal cathode; 3 – grid anode; 4 – virtual cathode; 5 – dielectric gap

According to American experts, the shock-wave emitters were first demonstrated by Clarence Fowler at Los Alamos National Laboratory at the end of the 50's [34]. In the 60's experts and politicians from USA and USSR realized that such sources of superpower EMP can be the basis of the new kind of weapon. This was declared by N.S. Khrushchev who in the 60's hinted at some fantastic weapon. Surely, it took some time to create the real weapon based on theoretic evidences. The possibility of using SWE as an independent weapon capable of generating superpower EMP was first announced by Prischepenko A.B., Doctor of Science and Head of Laboratory of Special Weapons of Central Research Institute for Chemistry and Mechanics after successful tests were conducted on March 2, 1984 at Krasnoarmeyskiy Research Institute Geodeziya (now FFE RE "Geodeziya") training range. Later Prischepenko A.B., Associate Member of Academy of Military Science and Doctor of Science formulated the general concept for the tactical employment of electromagnetic weapons.

Today, intensive research of IEMI is being conducted in numerous directions and non-explosive shock-wave emitter (SWE) is not the only type of non-nuclear electromagnetic weapon known.

There is a wide range of high-power microwave devices: relativistic klystron tubes and magnetrons, reflex-triodes, backward-wave tubes, gyrotrons, Virtual Cathode Oscillator (Vircator), etc. Construction of a vircator capable of generating high-power single energy pulses is simple and compact allowing using it in a relatively wide range of microwave frequencies. The concept of the vircator lies in accelerating a powerful electron stream with an anode grid. This powerful stream of electrons initially bursts from

cathodes (metal cylinder rods with a diameter of a couple of centimeters, see Fig. 2) under the high-voltage pulse (hundreds of kilovolt) and demonstrates electron emission explosive behavior. A significant number of electrons comes through the anode grid forming the charge cloud behind the anode. Under certain circumstances this area of charge cloud oscillates in the anode region. Generated with the frequency of the electronic cloud oscillation, the microwave field is radiated into the environment through dielectric gap. Pre-oscillation generated current in vircators can reach 1-10 kA. Vircators are the most suitable devices for generating nanosecond-range pulses at long-wavelengths within the centimeter range. During the experiments, capacities of 170 kW - 40 GW in the centimeter and decimeter range were obtained on such devices. According to published data the experimental device with a pulse power of approximately 1 GW (265 kW, 3.5 kA) can damage electronics within 800-1000 m.

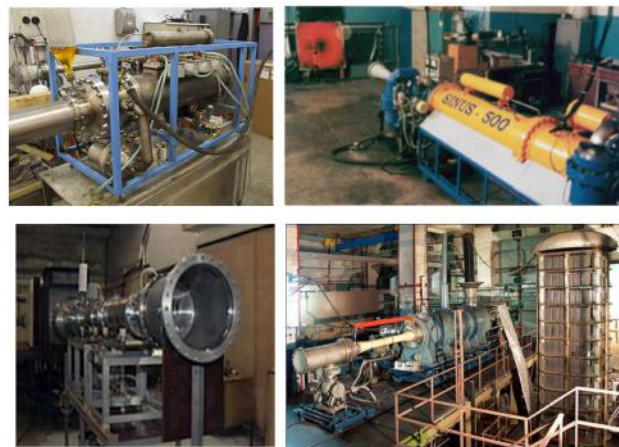


Fig. 3. Relativistic high-power microwave generators based on gyrotrons, vircators and backward-wave tubes developed by different Research Institutes in Russia

Even such well-known devices as high-voltage pulse Marx generators, see Fig. 4, containing the set of high-voltage condensers and tube surge arresters (80 equal sided) can be used as powerful sources of microwave radiation. In such devices all condensers are initially charged in-parallel from the high-voltage power supply and at the moment of cell-type tubes synchronous breakdown all condensers become connected in-series. In the FEBETRON-2020 portable generator, see Fig. 4, current pulses of 6 kA are generated under a voltage of 2.3 MB, resulting in radiation of powerful EMPs.

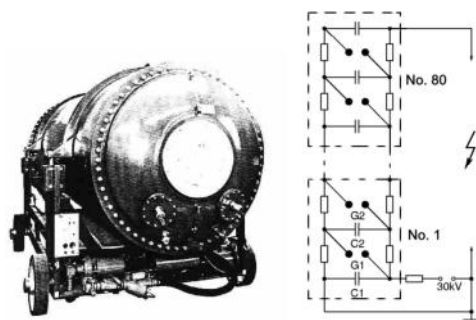


Fig. 4. American unit FEBETRON-2020 constructed on Marx generator principle and its simplified scheme

Another IEMI trend is the so called beam weapon. This weapon is based on the usage of a spot beam of charged or neutral particles generated with different types of accelerators both on the ground and from satellites in space. Development of the beam weapon has been greatly intensified soon after the declaration of Strategic Defense Initiative (SDI) by Ronald Reagan, the President of USA, in 1983. Los Alamos National Laboratory and Livermore National Laboratory have become the central research sites. Some scientists declared that the laboratories were successful in generating streams of high-energy electrons with capacities of a hundred times greater than that generated in research accelerators. At the same laboratory experiments under the Antigone program proved that an ionized channel pre-generated by laser beam in atmosphere allows electron beam to propagate nearly ideal without diffusion.

Powerful compact emitters which can be assembled on a truck or minibus pose a particular risk.

In 1977 a compact generator of high-power (100-1000 MW) plane-polarized mono-directional wave beams of ultra-wideband electromagnetic radiation with pulse of nanosecond and subnanosecond range designed for damaging electronics was developed in Tomsk Institute of High Current Electronics (IHCE), Siberian Branch, Russian Academy of Sciences for researching generation of super-power electric pulses (of giga- and teraWatts range) under the supervision of Gennady Mesyats academician, vice-president of Russian Academy of Sciences see Fig. 5.



Fig. 5. Compact powerful ultra-wideband sources of radiation with capacity up to 1 GW developed at Tomsk Institute of High Current Electronics

Today, such sources are available from the IHCE for just \$40-60k and can be installed in a minibus or small truck. All contact information for such kind of orders is available at the official web-site of the IHCE. Similar movable and portable sources are also developed in USA, see Fig. 6.



Fig. 6. Compact source of powerful monodirectional ultra-shortwave radiation (95 GHz) developed by Sandia National Laboratories, USA, under Raytheon technology (top), and powerful sources of mono-directional radiation assembled on chassis of Hummer off-roadster and ACP Stryker. More powerful complex is planned to be installed on board of AC-130 airplane

Some countries (USA, Israel, etc.) are developing compact electromagnetic guns with relatively low capacity capable of damaging electronics within 100 m. Such devices are interesting both for military and police. A present-day car, crammed with electronics, has the same demolition objective as any other modern system. An American company, Eureka Aerospace, has developed and launched the production of electromagnetic "stopper" of a moving car (EMP car-stopper).

This weapon damages the microprocessor, igniting system, fuel injection system and other vehicle electronics. What will happen if such weapons fall into the hands of the terrorists (surely, sooner or later this will happen)? Besides, it is not that hard to find such weapons as many popular technical magazines describe numerous self-made systems of such kind, see Fig. 7.

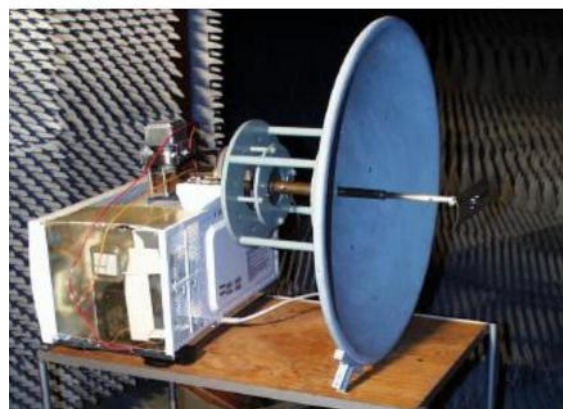


Fig. 7. Directional microwave self-made generators described in popular technical magazines

All this reminds one of the prophetic aphorism of Winston Churchill who many years ago said, that "The latest refinements of science are linked with the cruelties of the Stone Age".

## REFERENCES

1. Shalin A. I. About Effectiveness of New Relay Protection Devices, Power Engineering and Industry of Russia, No.1 (65), 2006.
2. Prokhorova A. Intelligence - Our Main Competitive Advantage (interview with M.A. Shurdov, Director General of ChEAZ, JSC), Equipment, Market, Offers and Prices, No.4, 2003.
3. Kuznetsov M., Kungurov D., Matveyev M., Tarasov V. Input Circuits of Relay Protection Devices. Protection Against High-Power Pulse Surge, News of Electrotechnics, No.6 (42), 2006.
4. Borisov R. Neglecting EMC Can Have Catastrophic Consequences, News of Electrotechnics, 2001, No.6 (12).
5. Pravosudov P., Trabtech – Technology for Protecting Electrical Equipment Against Pulse Surge – Components and Technologies, No.6, 2003.
6. Moore G. E. Cramming More Components Onto Integrated Circuits, Electronics, Vol. 38, No. 8, 1965.
7. Nailen R. L. How to Combat Power Line Pollution, Electrical Apparatus, December 1984.
8. Panov V.V. et al. Several Aspects of Generating Soft Kill SHF-means. Foreign Radioelectronics, 1993, N 10, 11, 12, p.3-10.
9. Bludov S.B. et al. Generating High-Power Ultra-Short Microwave Pulses and Theirs Impact on Electronics. Plasma Physics, 1994, vol.20, N 7, 8, p.712-717.
10. Panov V.V. et al. Several Aspects of Generating Soft Kill SHF-means. Foreign Radioelectronics, 1993, N 10, 11, 12, p.3-10.
11. Antipin V.V., Godovicyn V.A., Gromov D.V., Kozhevnikov A.S., Ravayev A.A. Impact of High-Power Pulse Microwave Noise on Semiconductor Device and Microchips. Foreign Radioelectronics, 1995, 1, p. 37-53.
12. Didenko A.N., Sulashkin A.S., Fortov V.E., Yushkov Y.G. Methods for Functional Killing Radioelectronics, Patent of Russian Federation 2154839, G01S13/00, 2000.
13. IEC/TR 61000-1-3 (2002-06) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 1-3: General - The effects of high-altitude EMP (HEMP) on civil equipment and systems.
14. IEC/TR 61000-1-5 Ed. 1.0 (2004-11) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 1-5: General - High power electromagnetic (HPEM) effects on civil systems.
15. IEC 61000-2-9 (1996-02) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2: Environment – Section 9: Description of HEMP environment - Radiated disturbance.
16. IEC 61000-2-10 (1998-11) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2-10: Environment – Description of HEMP environment - Conducted disturbance.
17. IEC 61000-2-11 (1999-10) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2-11: Environment – Classification of HEMP environments.
18. IEC 61000-4-23 (2000-10) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-23: Testing and measurement techniques – Test methods for protective devices for HEMP and other radiated disturbances.
19. IEC 61000-4-24 (1997-02) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4: Testing and measurement techniques – Section 24: Test methods for protective devices for HEMP conducted disturbance.
20. IEC 61000-4-25 (2001-11) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-25: Testing and measurement techniques – HEMP immunity test methods for equipment and systems.
21. IEC/TR 61000-4-32 (2002-10) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-32: Testing and measurement techniques – High-altitude electromagnetic pulse (HEMP) simulator compendium.
22. IEC 61000-4-33 Ed. 1.0 (2005-09) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-33: Testing and measurement techniques – Measurement methods for high power-transient parameters.
23. IEC/TR 61000-5-3 (1999-07) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 5-3: Installation and mitigation guidelines – HEMP protection concepts.
24. IEC/TS 61000-5-4 (1996-08) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 5: Installation and mitigation guidelines – Section 4: Immunity to HEMP - Specification for protective devices against HEMP radiated disturbance.
25. IEC 61000-5-5 (1996-02) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 5: Installation and mitigation guidelines – Section 5: Specification of protective devices for HEMP conducted disturbance.
26. IEC/TR 61000-5-6 (2002-06) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 5-6: Installation and mitigation guidelines – Mitigation of external influences.
27. IEC 61000-5-7 (2001-01) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 5-7: Installation and mitigation guidelines – Degrees of protection provided by enclosures against electromagnetic disturbances (EM code).
28. IEC 61000-6-6 (2003-04) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 6-6: Generic standards – HEMP immunity for indoor equipment.
29. IEC/TR 61000-4-35 (CD produced 2007-06) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-35: Testing and measurement techniques – High power electromagnetic (HPEM) simulator compendium.
30. IEC/TS 61000-5-8 (CD expected 2008-02) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 5-8: Installation and mitigation guidelines – HEMP protection methods for distributed infrastructure.
31. IEC/TS 61000-5-9 (CD produced 2007-06) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 5-9: Installation and mitigation guidelines – System-level susceptibility assessments for HEMP and HPEM.
32. Gurevich V.I. Smart Grid: New Prospects or New Problems? Electrotechnical Market, 2010, No.6 (part 1); 2011, No.1 (part 2).
33. Belous V. Threats of EMP Weapons Used for Terrorist Activities and Military Operations, Control of Nuclear Weapon, 2005, No.1 (75), vol. 11, p. 133 – 140.
34. Kopp C. The E-bomb – a Weapon of Electronical Mass Destruction. Information Warfare: Thunder's Month Press, New York, 1996.

Received 18.03.2011

Gurevich Vladimir, Ph. D., Honorable Professor  
Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corp.  
POB 10, Haifa 31000, Israel  
e-mail: vladimir.gurevich@gmx.net

Gurevich V.I.

### **Stability of microprocessor relay protection and automation systems against intentional destructive electromagnetic impacts. Part 1.**

Problems of impact of electromagnetic high-power pulses generated at nuclear explosion or by means of special equipment intended specially for damage of electronic equipment, in particular, digital protective relays and automatic systems, along with ways of protection against these impacts are considered.

**Key words** – **electronic equipment, relay protection, electromagnetic impacts.**

## ЕВОЛЮЦІЯ УДОСКОНАЛЕННЯ МАШИН ПОСТІЙНОГО СТРУМУ ТА ПЕРСПЕКТИВИ ЇХ ПОДАЛЬШОГО РОЗВИТКУ

*Пояснюється принцип дії машин постійного струму з неявнополюсним статором і несиметричною компенсаційною обмоткою, обґрунтовуються переваги цієї машини по енергетичним показникам та питомій витраті мідного проводу порівняно з усіма іншими типами електричних машин. Підкреслюються переваги двигунів постійного струму на транспортних машинах.*

*Объясняется принцип действия машин постоянного тока с неявнополюсным статором и несимметричной компенсационной обмоткой, обосновываются преимущества этой машины по энергетическим показателям и удельным затратам медного провода по сравнению со всеми другими типами электрических машин. Подчеркиваются преимущества двигателей постоянного тока на транспортных машинах.*

125 років тому, в 1885р., машина постійного струму (МПС) набула всі основні риси сучасної конструкції. Були запропоновані і здійснені: барабанний якір з петлевою та хвильовою обмотками, якорі і полюси із листової сталі, додаткові полюси та компенсаційна обмотка в полюсових наконечниках.

Дотепер в Україні (ПАТ "Електромашина", ВАТ "Смілянський електромеханічний завод", ВАТ "Електромаш", м. Херсон) машини постійного струму виготовляють в незмінному вигляді.

Постійною проблемою в МПС була і залишається реакція якора, яка негативно впливає на роботу машини. Реакція якора створює магнітне поле в повітряному зазорі, що спричинює погіршення потенціальної кривої на колекторі, а також діє розмагнічуючим способом на основний магнітний потік. Для зменшення негативного впливу реакції якора збільшують повітряний зазор, а це призводить до необхідності збільшення МРС основних полюсів, тобто до збільшення витрати міді основних полюсів. МРС додаткових полюсів направлена зустрічно МРС якора і повинна дещо перевершувати її, тому міді додаткових полюсів витрачається стільки ж, скільки і міді якірної обмотки. В машинах, що працюють при різко змінних навантаженнях, в полюсових наконечниках розміщують компенсаційну обмотку, що конструктивно ускладнює машину і здорожує її виготовлення. Велика кількість міді основних і додаткових полюсів обумовлює збільшення втрат електричної енергії та зменшення коефіцієнту корисної дії.

В 70-х роках минулого століття фірма "Сіменс" (Німеччина) впровадила двигуни нових серій 1G3, 1H3 і 1H4 [1], в яких використовують неявнополюсний шихтований магнітопровід статора з виштампованими в них пазами для розміщення рівномірно укладеної у всі пази статора компенсаційної обмотки, а також для розміщення обмоток головних і додаткових полюсів. Компенсаційна обмотка повністю компенсує реакцію якора (рис. 1), але на її виготовлення, так як вона розміщена на більшому діаметрі порівняно з якірною обмоткою, потрібно міді на 10-15 % більше, ніж для якірної обмотки.

Витрата міді на компенсаційну обмотку компенсується зменшенням міді додаткових полюсів (на порядок) і деяким зменшенням міді головних полюсів завдяки зменшенню повітряного зазору між статором

і якором. В результаті економія міді відсутня, але зменшується матеріалоемність на 15-20 %. Така конструкція, як вказується в рекламних проспектах, дозволяє живлення від трифазної мостової схеми при відсутності згладжувальних дроселів і забезпечує можливість роботи при підвищених частотах обертання з великими швидкостями зміни струму.

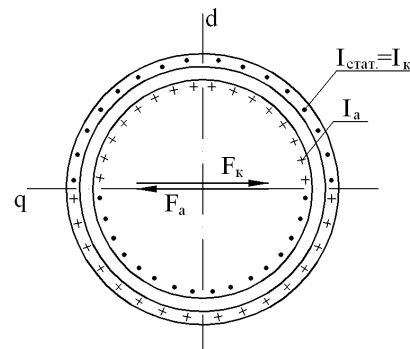


Рис. 1 Симетрична компенсація МРС якора

В деяких машинах серії 4П статори теж виконують по типу статорів асинхронних двигунів. Таке виконання статорів, як вказується в [2], дозволяє при його виготовленні застосувати добре відпрацьовану технологію виробництва статорів асинхронних двигунів, що зменшує трудомісткість виготовлення в 2,5 рази.

Найбільш радикальним і ефективним удосконаленням МПС послідовного і змішаного збудження варто вважати запропоноване в 80-х роках минулого століття несиметричне розміщення компенсаційної обмотки на половиних полюсних ділянках між полюсними і поперечною віссю [3-5]. Компенсаційну обмотку вмикають послідовно з якірною обмоткою; напрям струму в компенсаційній обмотці протилежний напрямку струму в поряд розміщених пазах якірної обмотки (рис. 2).

Амплітудне значення МРС компенсаційної обмотки

$$F_{km} = A_k \cdot \frac{\tau}{4} = \frac{N_k I_k}{2p} \cdot \frac{\tau}{4} = \frac{N_k I_a}{4p} \quad (1)$$

повинно дорівнювати амплітудному значенню МРС якірної обмотки

$$F_{am} = A_a \cdot \frac{\tau}{2} = \frac{N_a I_a}{2a \cdot 2p \cdot \tau} \cdot \frac{\tau}{2} = \frac{N_a I_a}{2a \cdot 2p \cdot 2}, \quad (2)$$

де  $N_k$  – число активних провідників компенсаційної обмотки,  $N_a$  – число активних провідників обмотки якоря.

Діюче значення МРС першої гармонічної одного витка компенсаційної обмотки з діаметральним кроком, використовуючи закон повного струму і розклад в ряд Фур'є прямокутної форми кривої МРС витка

$$F'_{k1} = \frac{2}{\pi} I_a \quad (3)$$

Діюче значення МРС першої гармонічної  $w_k/p$  витків однієї пари полюсів компенсаційної обмотки, враховуючи, що  $w_k/p = N_k/2p$  і використовуючи (1)

$$F_{k1} = \frac{2}{\pi} I_a \frac{N_k}{2p} K_{об.к} = \frac{4}{\pi} F_{km} k_{об.к} = \frac{8\sqrt{2}}{\pi^2} F_{km}, \quad (4)$$

де обмотковий коефіцієнт для компенсаційної обмотки

$$K_{об.к} = \frac{\sin \frac{\pi}{4}}{\frac{\pi}{4}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}.$$

Діюче значення МРС першої гармонічної одного витка обмотки якоря з діаметральним кроком

$$F'_{a1} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{I_a}{2a}. \quad (5)$$

Діюче значення МРС першої гармонічної  $w_a/p$  витків однієї пари полюсів обмотки якоря, враховуючи, що  $w_a/p = N_a/2p$  і використовуючи формулу (2)

$$F_{a1} = \frac{2}{\pi} \frac{I_a}{2a} \frac{N_a}{2p} K_{об.а} = \frac{4}{\pi} F_{am} k_{об.а} = \frac{8}{\pi^2} F_{am}, \quad (6)$$

де обмотковий коефіцієнт для якорної обмотки

$$K_{об.а} = \frac{\sin \left( \frac{\pi}{2} \right)}{\frac{\pi}{2}} = \frac{2}{\pi}.$$

Як видно із порівняння формул (4) та (6), перші гармонічні МРС обмоток при рівності амплітудних значень  $F_{km}$  і  $F_{am}$  відрізняються в  $\sqrt{2}$  раз. Вектори МРС  $F_{k1}$  та  $F_{a1}$ , які визначають просторове розміщення обмоток, направлені під кутом  $135^\circ$  (рис. 2).

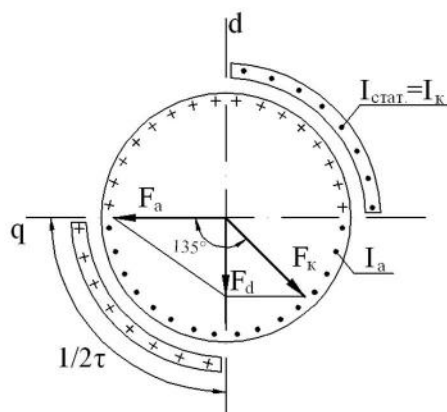


Рис. 2. Несиметрична компенсація МРС якоря

При складанні цих векторів одержуємо вектор результуючої МРС  $F_d$ , який направлений по поздовжній вісі. Розподілення МРС обмоток в повітряному зазорі вздовж кола якоря показано на рис. 3. В резуль-

таті спільної дії МРС обмотки якоря і компенсаційної обмотки створюється рівномірно розподілений вздовж кола якоря основний магнітний потік, направлений по поздовжній вісі  $d$  (рис. 3).

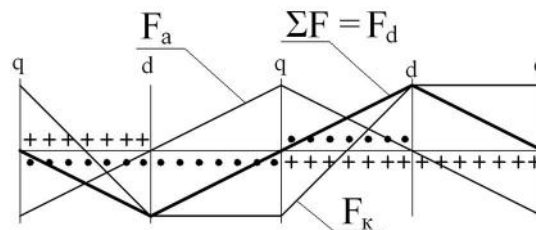


Рис. 3. МРС якорної і компенсаційної обмоток та результуюча МРС при несиметричній компенсації

Рівномірність основного магнітного потоку виключає можливість появи кругового вогню по колектору.

Ефективність розглядуваної несиметричної системи електромагнітного збудження обумовлюється декількома факторами. Обмотковий коефіцієнт компенсаційної обмотки, що розміщується на половині полюсного ділення, в  $\sqrt{2}$  раз більший обмоткового коефіцієнта якорної обмотки і компенсаційної обмотки, яка розміщується на всьому полюсному діленні. МРС несиметричної компенсаційної обмотки повністю компенсує МРС якорної обмотки, а несиметричне розміщення компенсаційної обмотки змушує магнітний потік реакції якоря брати участь у створенні основного магнітного потоку. Порівняно з неявнополюсними машинами фірми "Сіменс" і неявнополюсними машинами серії 4П повністю відпадає необхідність в обмотці послідовного збудження. Порівняно з явнополюсними конструкціями необхідність в МРС додаткових полюсів на порядок зменшується.

Так як магнітний потік рівномірний, нема потреби збільшувати повітряний зазор, як в явнополюсних машинах. Значно менший повітряний зазор в МРС з неявнополюсним статором сприяє збільшенню основного магнітного потоку. Електромагнітний момент пропорційний магнітному потоку і струму якоря, за рахунок магнітного потоку можливо зменшити струм якоря і втрати в обмотці якоря, збільшуючи при цьому ККД. Основний магнітний потік збільшується за рахунок двох факторів: в неявнополюсних машинах в незмінних габаритах можливо збільшити діаметр якоря приблизно на 15 %, при цьому збільшується пропорційно ширина зубців якоря, яку ще більше можливо збільшити за рахунок зменшення ширини зубців якоря, і в результаті індукція в повітряному зазорі зростає до 1,25Тл [6, 7]. Завдяки неявнополюсній конструкції статора спрощується його виготовлення, так як стають непотрібними  $2p$  основні полюси з котушками збудження і  $2p$  додаткові полюси з обмотками.

А головне, зменшується витрата мідного проводу в статорі, в нереверсивних машинах – в 3 рази, в машинах з короточасним реверсним режимом роботи, як, наприклад, в тролейбусних двигунах і двигунах для електромобілів – в 2,5 рази. Зменшується витрата і в якорі, майже в 2 рази. Збільшується коефіцієнт корисної дії – на 3%, так як зменшується кількість міді і втрати в міді [6, 7].

В машинах із швидкозмінним режимом роботи, наприклад, в мотор-колесах самоскидів, відпадає необхідність в компенсаційній обмотці в полюсових наконечниках, яка дуже ускладнює виготовлення таких машин.

В машинах з повноцінним реверсним режимом, як, наприклад, в двигунах для метрополітену, трамваїв, електровозів, двигунів прокатних станів, потрібні дві рівноцінні статорні обмотки, економія міді в статорі складає 20 %, але збільшення коефіцієнту корисної дії залишається незмінним – 3 %, так як в кожному режимі працює тільки одна обмотка.

Проведемо порівняльний аналіз трьох різновидних двигунів приблизно однакової потужності і швидкості обертання по енергетичним показникам та витраті міді.

В тролейбусному двигуні ЕД139АУ2 серійного виконання потужністю  $P_2 = 140$  кВт,  $n = 1650$  об/хв. коефіцієнт корисної дії  $\eta = 91$  %, витрата мідного проводу розподіляється так: вага міді якоря  $G_{м.я.} = 28,5$  кг, вага міді послідовного збудження  $G_{м.посл.} = 33$  кг, вага міді незалежного збудження  $G_{м.нез.} = 4$  кг, вага міді додаткових полюсів  $G_{м.дол.} = 35$  кг, вага колекторної міді  $G_{м.кол.} = 22$  кг. Сумарна вага міді  $G_{м.} = 122,5$  кг, в статорі –  $G_{м.стат.} = 72$  кг.

В тролейбусному двигуні з неявнополюсним статором і несиметричною компенсаційною обмоткою потужністю  $P_2 = 140$  кВт,  $n = 1700$  об/хв. коефіцієнт корисної дії  $\eta = 93,77$  %, вага міді якоря  $G_{м.я.} = 14$  кг, вага міді компенсаційної обмотки  $G_{м.к.} = 13$  кг, вага міді незалежного збудження  $G_{м.зб.} = 10$  кг, вага міді компенсаційної обмотки для реверсу  $G_{м.рев.} = 5$  кг, вага колекторної міді  $G_{м.кол.} = 22$  кг. Сумарна вага міді  $G_{м.} = 64$  кг, в статорі –  $G_{м.стат.} = 28$  кг.

В асинхронному двигуні (АД) з короткозамкненим ротором 4А280М4У3 потужністю  $P_2 = 132$  кВт,  $n = 1470$  об/хв.,  $\eta = 93$  %,  $\cos\phi_1 = 0,9$ , витрата міді в статорі  $G_{м.1.} = 81$  кг, витрата алюмінію  $G_{ал.2.} = 15$  кг.

В двигуні з фазним ротором 4АНК280С4У3 потужністю  $P_2 = 132$  кВт,  $\eta = 92$  %,  $\cos\phi_1 = 0,88$ , витрата міді в статорі  $G_{м.1.} = 62,5$  кг, в роторі – 40,3 кг, сумарна вага міді  $G_{м.} = 102,8$  кг.

Як бачимо, асинхронні двигуни мають переваги перед двигунами постійного струму серійного виконання і по ККД, і по витраті міді. Але двигун постійного струму з неявнополюсним статором і несиметричною компенсаційною обмоткою перевершує асинхронні двигуни і по ККД, і по витраті міді (відповідно на 26 % і 60 %).

Система електромагнітного перетворення електричної енергії в механічну і навпаки найбільш досконала в машинах постійного струму з неявнополюсним статором та несиметричною компенсаційною обмоткою.

Доцільність застосування енергозберігаючих двигунів повинна оцінюватись з урахуванням додаткових витрат, оскільки підвищення номінальних ККД і  $\cos\phi_1$  в асинхронних двигунах до 5 % досягається за рахунок збільшення маси заліза на 30-35 %, міді на 20-25 %, алюмінію на 10-15 % і в цілому двигуна на 25-30 % відносно звичайних двигунів [8].

Останнім часом із регульованого електроприводу машини постійного струму інтенсивно витісняються

асинхронними двигунами, керованими частотними регуляторами напруги. Але частотне регулювання має свої досить значні недоліки, які потрібно знати.

При живленні асинхронного двигуна від перетворювача з несинусоїдною формою напруги виникають додаткові втрати. Втрати в сталі при  $f = 50$  Гц підвищуються на 30 %, струм холостого ходу – на 32%, ККД знижується на 1,5 %,  $\cos\phi_1$  на 0,05, номінальний струм збільшується на 8 %, ковзання – на 3 %. В номінальному режимі двигун розвиває потужність на 15 % меншу. При  $f = 10$  Гц момент, що розвиває двигун, складає половину від номінального, а потужність, яку він розвиває, – 10 % від номінальної. ККД складає лише 72 % від ККД при  $f = 50$  Гц [8].

При живленні від автономного інвертора напруги і ступінчатої форми напруги, що підводиться до двигуна, перевищення температур елементів конструкції двигуна збільшуються в порівнянні з режимом живлення синусоїдною напругою на 15-30 %. При живленні від перетворювача частоти і прямокутній формі напруги з широтно-імпульсною модуляцією по синусоїдному закону – на 2-10 % [9].

Статичні напівпровідникові перетворювачі на базі діодів, тиристорів і транзисторів генерують вищі гармонічні струми і напруг на вході і виході перетворювачів. Генерація вищих гармонічних струму і напруги викликає спотворення напруги в мережах живлення і підвищені втрати в каналі передачі електроенергії. Рівень вищих гармонік в кривій напруги мережі нерідко досягає 10-15 %.

Застосування двигунів постійного струму (ДПС) на транспортних машинах (тролейбуси, потяги метрополітенів, приміські електропотяги на залізній дорозі, електромобілі, тепловози, теплоходи) з точки зору експлуатаційних витрат більш вигідне порівняно з асинхронним приводом. При збільшенні швидкості транспортного засобу навантаження на двигун падає, його електромагнітний момент зменшується, зменшується струм якоря в ДПС і електричні втрати зменшуються пропорційно квадрату навантаження [10]. В АД струм статора із-за значної намагнічуючої складової зменшується незначно і втрати в АД зменшуються значно повільніше порівняно з ДПС.

Порівняльні дослідження ДПС ЕДУ-133 і АД ДАТ-305 потужністю обох двигунів  $P_2 = 305$  кВт були проведені на тепловозі потужністю 2200 кВт [10]. Ось деякі висновки: "при вибраному режимі руху сумарні втрати в електродвигуні ДАТ-305 приблизно в 1,5 рази більші, ніж в електродвигуні ЕДУ-133", "ККД асинхронного двигуна в експлуатації завжди буде менший ККД двигуна постійного струму", "при потужності тягового електродвигуна 300 кВт його інтегральний ККД буде на 5 % нижчий ККД тягового електродвигуна постійного струму".

Для краново-металургійного і екскаваторного електроприводу, що характеризується повторно-короткочасним режимом роботи при великій частоті включення, широким діапазоном регулювання частоти обертання та великою кратністю пускових і перевантажувальних обертаючих моментів розроблена і створена спеціальна серія ДПС з незалежним збудженням. ДПС з неявнополюсним статором і несиметричною

компенсаційною обмоткою можуть забезпечити механічні характеристики машин з незалежним збудженням, якщо на статорі розмістити обмотку незалежного збудження з регулятором напруги, що буде забезпечувати зміну струму збудження як по величині, так і по напрямку.

### ВИСНОВКИ

В епоху, коли вартість енергоносіїв невідносно зростає, енергозберігаючі двигуни набувають пріоритетного значення. МПС з неявнополюсним статором і несиметричною компенсаційною обмоткою, як машини з найбільшим ККД порівняно з усіма іншими типами машин і найменшою питомою витратою мідного проводу, повинні потіснити асинхронний електропривід з частотним регулюванням з багатьох уже завойованих ним позицій.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Beier E., Schuler W. Oberflächengekühlte Gleichstrommotoren für Stromrichterspeisung im Drehmomentbereich von 75 bis 450 Nm – "Siemens Zeitschrift", 1974, T-4, S. 257-261.
2. Токарев Б.Ф. Электрические машины: Учеб. пособие для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 624 с.:ил.
3. А.с. №849386 СССР, М. кл. N02K 23/02, 1/16. Двигатель постоянного тока / В.Д. Лущик.
4. Лущик В.Д. Двигатели постоянного тока с неявнополюсным статором // Электротехника. – 1992. – № 8-9. С. 14-17.
5. Лущик В.Д. Суміщені електричні машини та апарати. К: Техніка, 1993. – 203 с.
6. Лущик В.Д. Електричні машини постійного струму з новою системою електромагнітного збудження // Електротехніка і електромеханіка. – 2008. – № 2. – С. 39-41.
7. Лущик В.Д., Варванський А.Ю. Стартер-генератор постійного струму з неявнополюсним статором для тепловозів // Електротехніка і електромеханіка. – 2009. – № 6. – С. 21-24.
8. Закладний О.М., Праховник А.В., Соловей О.І. Енергозбереження засобами промислового електропривода: Навч. посібник. – К: Кондор, 2005. – 408 с.
9. Петренко А.Н. Экспериментальное исследование нагрева частотно-управляемого асинхронного двигателя при различных источниках питания // Электротехника і електромеханіка. – 2010. – № 5. – С. 21-23.
10. Логинова Е.Ю. Лисицын Д.А. Обоснование выбора тягового электропривода локомотива по критериям условной эффективности / Сб. трудов МИИТа // Транспорт: наука, техника, управление. 2004. – № 10. – С. 15-19.

**Bibliography (transliterated):** 1. Beier E., Schuler W. Oberflächengekühlte Gleichstrommotoren für Stromrichterspeisung im Drehmomentbereich von 75 bis 450 Nm - "Siemens Zeitschrift", 1974, T-4, S. 257-261. 2. Tokarev B.F. `Elektricheskie mashiny: Ucheb. posobie dlya vuzov. - M.: `Energoatomizdat, 1990. - 624 s.:il. 3. A.s. №849386 SSSR, M. kl. N02K 23/02, 1/16. Dvigatel' postoyannogo toka / V.D. Lushchik. 4. Lushchik V.D. Dvigateli postoyannogo toka s neyavnopolyusnym statorom // `Elektrotehnika.-1992. - № 8-9. S. 14-17. 5. Lushchik V.D. Sumischeni elektrichni mashini ta aparati. K: Tehnika, 1993. - 203 s. 6. Lushchik V.D. Elektrichni mashini postijnogo strumu z novoyu sistemoyu elektromagnitnogo zbudzhennya // Elektrotehnika і elektromehaniка. - 2008. - № 2. - S. 39-41. 7. Lushchik V.D., Varvans'kij A.Yu. Starter-generator postijnogo strumu z neyavnopolyusnim statorom dlya teplovoziv // Elektrotehnika і elektromehaniка.-2009.-№ 6.- S. 21-24. 8. Zakladnij O.M., Prahovnik A.V., Solovej O.I. Energozberezhennya zasobami promislovogo elektroprivoda: Navch. posibnik. - K: Kondor, 2005. - 408 s. 9. Petrenko A.N. `Eksperimental'noe issledovanie nagreva chastotno-upravlyаемого asinhronnogo dvigatelya pri razlichnyh istochnikah pitaniya // Elektrotehnika і elektromehaniка. - 2010. - № 5. - S. 21-23. 10. Loginova E.Yu. Lisicyн D.A. Obosnovanie vybora tyagovogo `elektroprivoda lokomotiva po kriteriyam uslovnoj `effektivnosti / Sb. trudov MIITa // Transport: nauka, tehnika, upravlenie. 2004. - № 10. - S. 15-19.

Надійшла 28.04.2011

Лущик В'ячеслав Данилович, д.т.н., проф.  
Донбаський державний технічний університет  
кафедра "Електричні машини і апарати"  
94204, Алчевськ, пр. Леніна, 16  
тел.: (06442) 2-31-23  
e-mail: info@dgmi.edu.ua

Варванський Артем Юрійович, вед. інженер  
ПАТ "Електромашина", СКБ  
61016, Харків, вул. Муранова, 106  
тел. (050) 230-36-49, e-mail: Art\_v\_u@rambler.ru

Lushchik V.D., Varvansky A.Yu.

### Evolution of dc machines improvement and prospect of their further development

Operating principle for DC machines with a non-salient-pole stator and an asymmetrical compensation winding is explained. Advantages of these machines are grounded relative to power indexes and specific consumption of copper wire as compared with all other types of electric machines. Advantages of DC motors application in transport machines are underlined.

**Key words – non-salient-pole stator DC machines, asymmetrical compensation winding, power indexes.**



## СИСТЕМА НАПРАВЛЕНИЙ И ФАЗОВЫХ СООТНОШЕНИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН ПРИ ЧИСЛЕННЫХ РАСЧЕТАХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ В ТУРБОГЕНЕРАТОРЕ

*Подана система напрямів струмів в обмотках турбогенератора, яка дозволяє отримувати на основі чисельних розрахунків магнітних полів узгоджені фазові – часові і просторові співвідношення сукупності електромагнітних величин, що характеризують його роботу.*

*Представлена система направлений токов в обмотках турбогенератора, которая позволяет получать на основе численных расчетов магнитных полей согласованные фазовые – временные и пространственные соотношения совокупности электромагнитных величин, характеризующих его работу.*

**Введение.** Главные процессы в электрических машинах осуществляются через магнитное поле, поэтому непосредственное использование его расчетов – наиболее перспективный путь развития системы изучения и проектирования этих машин. Уже длительное время при расчетах магнитных полей приоритет получили численные методы, такие как метод конечных разностей (МКР) [1] и метод конечных элементов (МКЭ) [2], обеспечивающие достаточно точное отображение конструкции электрических машин и насыщение их магнитопровода. Особенно распространение получил МКЭ – благодаря наличию пакетов прикладных программ, которые позволяют моделировать магнитные поля и в двухмерной, и в трехмерной постановке, хотя в большинстве случаев для получения практически приемлемых результатов достаточно первой из них как значительно менее трудоемкой. Указанные программы избавляют расчетчиков от построения теоретических полевых моделей и программирования, а формирование графических моделей и комплекта исходных данных сведено на весьма простой и общедоступный уровень.

**Цель работы.** Основной задачей расчетчиков остается формирование теоретической модели конкретно рассматриваемой электрической машины и адекватное ей извлечение и использование информации после расчета магнитного поля. Именно в этом аспекте построена данная работа, причем конкретным объектом здесь является турбогенератор (ТГ) – сложный и ответственный представитель семейства электрических машин, а ее целью является формирование взаимосвязанной системы направлений углового отсчета, токов в обмотках и фазовых соотношений электрических и магнитных величин.

**Объект исследования.** Для иллюстрации общего подхода к решению задачи используется модель электромагнитной системы ТГ, изображенная на рис. 1 в поперечном сечении в полярной системе координат  $(r, \alpha)$ . Здесь показаны фазные зоны обмотки статора  $A-A'$ ,  $B-B'$  и  $C-C'$ , которые выделены различной штриховкой проводников в пазах статора. ТГ имеет номинальные параметры: мощность  $P_{aN} = 200$  МВт; фазное напряжение  $U_{sN} = 9093$  В и ток  $I_{sN} = 8625$  А; коэффициент мощности  $\cos\varphi_{sN} = 0,85$ ; частота  $f = 50$  Гц. Из параметров конструкции: числа фаз  $m_s=3$  и пар полюсов  $p = 1$ ; активная длина  $l_a = 5,286$  м; немагнитный зазор  $\delta = 0,1$  м; диаметр ротора  $d_r = 1,075$  м; относительное укорочение обмотки статора – 4/5; числа витков фазной обмотки статора  $N_s = 10$ , обмотки ротора  $N_f = 180$ .

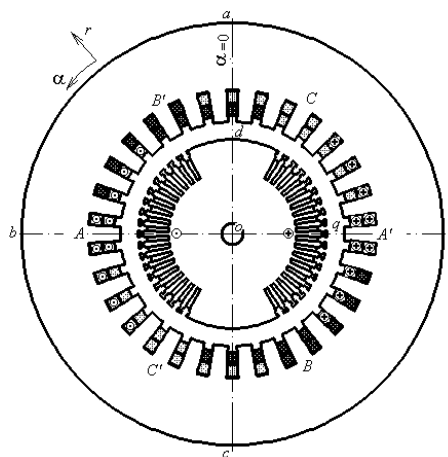


Рис. 1. Электромагнитная система турбогенератора

**Принцип расчета магнитного поля.** Стационарное магнитное поле в поперечном сечении ТГ описывается дифференциальным уравнением:

$$\operatorname{rot} \left[ \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} (\vec{k} A_z) \right] = \vec{k} J_z, \quad (1)$$

где  $A_z, J_z$  – аксиальные составляющие векторного магнитного потенциала (ВМП) и плотности тока;  $\mu$  – абсолютная магнитная проницаемость (АМП);  $\vec{k}$  – орт.

В общем случае область расчета магнитного поля охватывает все поперечное сечение ТГ (рис.1). На внешних границах сердечника статора, либо, при желании, за его пределами на ограничивающей магнитное поле линии действует условие Дирихле:

$$(A_z)_{abcca} = 0. \quad (2)$$

Ограничение области возможно еще ввиду периодичности магнитного поля [3]. В наиболее общем режиме нагрузки поле можно рассчитать на полюсном делении (рис. 1) при граничных условиях на линиях, отстоящих друг от друга на полупериод поля:

$$(A_z)_{ao} = -(A_z)_{co}. \quad (3)$$

В данной работе будем считать, что магнитное поле в поперечном сечении успешно рассчитано как функция  $A_z(r, \alpha)$  либо МКР [1] по собственной программе, либо МКЭ по общедоступной программе ФЕММ [2]. В обоих случаях результатом расчета является дискретное распределение ВМП в узлах сеточной или конечно-элементной структуры.

Общую картину распределения магнитного поля в области расчета будем представлять структурой силовых линий – линий равного ВМП  $A_z = \text{const}$  при

его нормировке максимальным для конкретно представляемого режима абсолютным значением  $A_{max}$ .

Одной из ключевых величин при анализе электромагнитных параметров ТГ является магнитное потокоосцепление (МПС) [3]. По полученному распределению ВМП эта величина находится достаточно просто. Так, например, для любой из шести фазных зон (рис. 1), в которой находятся только по одной стороне каждого из  $N_s$  витков фазной обмотки статора, МПС определяется на основании формулы

$$\Psi = \frac{N_s I_a}{S_\phi} \int A_z dS \approx \frac{N_s I_a}{S_\phi} \sum_{j=1}^{K_\phi} A_{z,av,j} \Delta S_j, \quad (4)$$

сочетающей в себе исходное выражение и его численную аппроксимацию, где  $S_\phi$  – площадь сечения по токонесящим элементам фазной зоны;  $K_\phi$  – число элементов ее дискретизации;  $A_{z,av,j}$  – среднее значение ВМП в  $j$ -том элементе.

**Система условных положительных направлений.** При симметричной нагрузке ТГ его фазные токи образуют симметричную трехфазную систему:

$$i_A = I_m \cos(\omega t + \beta); \quad i_B = I_m \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \beta);$$

$$i_C = I_m \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \beta), \quad (5)$$

где  $I_m = \sqrt{2} I_s$  – амплитудное и  $I_s$  – действующее значения фазного тока;  $\omega = 2\pi f$  – угловая частота;  $t$  – время;  $\beta$  – начальная фаза.

Система пространственной ориентации тока ротора  $I_f$  и фазных токов статора и отсчета координат  $\alpha$  и  $r$  в ТГ представлена на рис. 2.

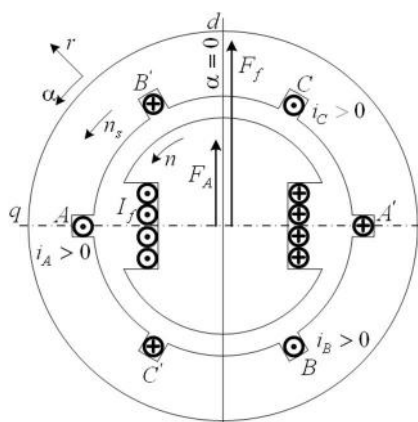


Рис. 2. Условные положительные направления токов, МДС, координат и направлений вращения

Фазные токи в обмотках направлены именно так в случае, если их значения положительны, соответственно для фазной обмотки  $A-A'$  показано направление ее МДС  $F_A$ : обмотка расположена в плоскости, совпадающей с поперечной осью  $q$ , тогда ее МДС направлена перпендикулярно этой плоскости по оси  $d$ , также как и МДС обмотки ротора  $F_f$ . Чередование фазных обмоток статора принято таким, чтобы вращение магнитного поля обмотки статора и, соответственно, вращение ротора были направлены в положительном направлении отсчета угловой координаты  $\alpha$  ( $n_s$  и  $n$  – частоты вращения поля и ротора).

На рис. 3 показана ситуация, приближенная к реалистичному (далее просчитанному) режиму номинальной нагрузки, которому соответствует  $\beta = -156,86^\circ$

и фазные токи  $i_A = -0,9219I_m$ ;  $i_B = 0,1255I_m$ ;  $i_C = 0,7964I_m$ , ток возбуждения  $I_f = 1832$  А, которым соответствуют изображенные масштабированные значения МДС. Здесь же дана суммарная МДС всей обмотки статора

$$\underline{F}_s = \underline{F}_A + \underline{F}_B + \underline{F}_C, \quad (6)$$

а также результирующая МДС для магнитного поля ТГ в режиме нагрузки

$$\underline{F}_l = \underline{F}_f + \underline{F}_s. \quad (7)$$

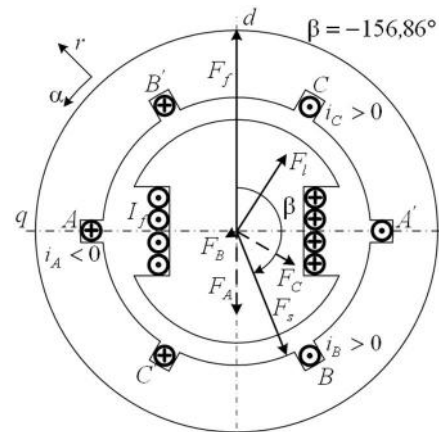


Рис. 3. Направления токов в обмотках и их МДС при номинальной нагрузке турбогенератора

От пространственного согласования векторов (рис. 3) можно перейти к временным соотношениям – фазовым сдвигам соответствующих величин, что иллюстрирует векторная диаграмма, представленная на рис. 4. В данном случае это упрощенный вариант, в котором пренебрегается активным сопротивлением обмотки статора и индуктивным сопротивлением ее лобового рассеяния. Практически диаграмма учитывает электромагнитные величины, соответствующие магнитному полю на активной длине ТГ.

Основой диаграммы являются МПС фазной обмотки статора  $\Psi_f, \Psi_a, \Psi_l$ , которые обусловлены, соответственно, магнитными полями обмотки ротора и трехфазной обмотки статора, а также результирующее МПС. Эти МПС ориентированы так же, как и соответствующие МДС на рис. 3 – благодаря выбранной системе направлений токов, углов и фазовых соотношений. Кроме того, на диаграмме обозначены векторы:  $I_s$  – фазный ток располагается в соответствии с упомянутой начальной фазой  $\beta$  относительно начала отсчета – оси  $d$ , причем  $\Psi_a$  совпадает по фазе с  $I_s$ ; фазное напряжение  $U_s$  сдвинуто относительно  $I_s$  на угол  $\varphi_s$ , заданный характером нагрузки ТГ;  $E_a$  – ЭДС реакции якоря, вызванная МПС  $\Psi_a$ ;  $E_{fl}$  – ЭДС в режиме нагрузки, вызванная МПС  $\Psi_f$  от обмотки возбуждения, причем эти ЭДС, согласно теории, отстают по фазе от своих МПС на  $90^\circ$ . Ввиду принятого упрощения результирующая ЭДС  $E_l$  от МПС  $\Psi_l$  непосредственно обеспечивает фазное напряжение  $U_s$ . Еще на рис. 4 обозначен ряд фазовых сдвигов между векторами названных величин, причем их направлению против движения часовой стрелки соответствуют положительные значения, по движению – отрицательные.

**Определение фазовых соотношений электромагнитных величин в турбогенераторе на основе численных расчетов магнитных полей.** Теперь можно приступить к основной части задачи – пред-

ставление принципов анализа фазовых соотношений электрических и магнитных величин в ТГ на основе численных расчетов магнитных полей.

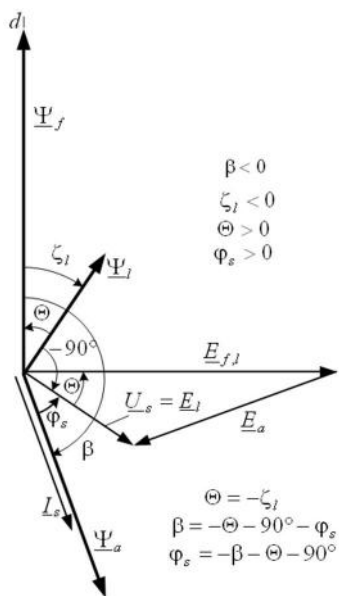


Рис. 4. Векторная диаграмма при номинальной нагрузке ТГ, соответствующая рис.3 при симметричной обмотке статора

Для численного расчета магнитного поля надо задать необходимые ток в обмотке возбуждения и фазные токи (5). Возьмем их соответствующими номинальной нагрузке ТГ – они уже упоминались в связи с рис. 3. Вопрос определения токов для обеспечения конкретного расчетного режима ТГ с заданными значениями  $U_s$ ,  $I_s$  и  $\varphi_s$ , обсуждался подробно в [4].

Расчет магнитного поля дал его картину, которая представлена на рис.5. Главное направление намагничивания ТГ здесь помечено ориентацией вектора МПС  $\Psi_l$ , и оно в целом соответствует рис. 4 и ориентации результирующей МДС  $F_l$  на рис. 3. Однако умозрительно верное направление МПС  $\Psi_l$ , которое по картине поля может быть определено лишь качественно, должно теперь представиться в конкретном числовом выражении, что возможно на основе предложенного в [5] подхода. Более совершенное и детальное развитие этого подхода раскрываем далее именно здесь.

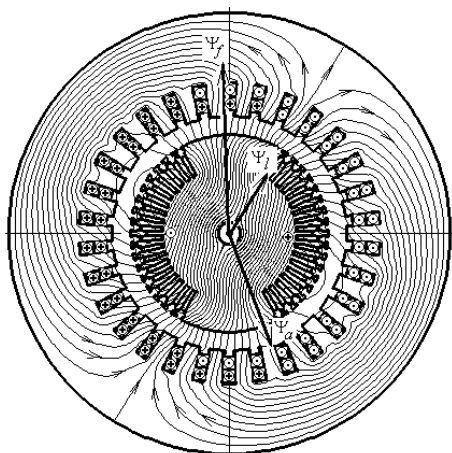


Рис. 5. Направления токов в обмотках и их МПС при номинальной нагрузке ТГ при реальной укороченной двухслойной обмотке статора ( $A_{max} = 0,5758$  Вб/м)

Основой выявления фазовых соотношений электромагнитных величин в ТГ является разложение угловой функции МПС  $\Psi(\alpha)$  в ряд Фурье. С этой целью после расчета магнитного поля его структура (рис. 5) фиксируется, а, значит, является фиксированным распределение ВМП. Тогда остается "собрать" МПС фазной обмотки  $A-A'$  по формуле (4) в ее разных позициях, отличающихся угловым положением. Покажем процесс подготовки и разложения угловой функции МПС в гармонический ряд по результатам расчета магнитного поля в режиме нагрузки, картина которого была проиллюстрирована на рис. 5 и повторяется на рис. 6.

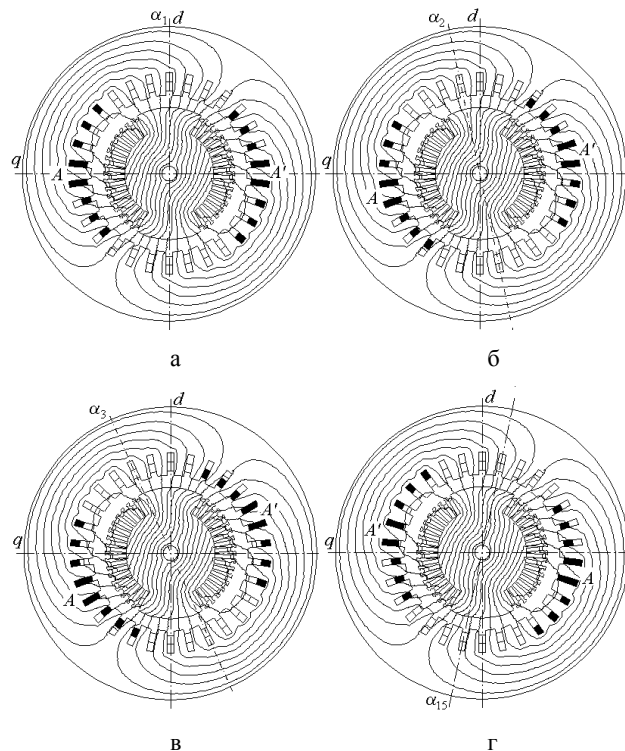


Рис. 6. Перемещение фазной зоны обмотки статора для сбора значений МПС

Вычисления МПС  $\Psi$  проводятся как минимум в 15 позициях фазных зон обмотки, часть из которых представлена на рис. 6. Исходная позиция фазной обмотки  $A-A'$ , имеющая угловое положение  $\alpha_1 = 0$ , дана на рис. 6,а, которое соответствует ее положению в процессе расчета магнитного поля (рис. 5) и принятому расположению фазных обмоток на рис. 1.

Следующие позиции отличаются поворотами фазных зон на зубцовое деление статора, что при его числе зубцов  $Q_s$  соответствует угловому смещению

$$\Delta\alpha = 2\pi/Q_s . \quad (8)$$

На рис. 6,б,в даны еще две очередные позиции – 2-ая, 3-ья, а на рис. 6,г – последняя 15-ая. Эти 15 позиций в рассматриваемом ТГ отстоят друг от друга на  $\Delta\alpha = 12^\circ$  в диапазоне  $\alpha$  от 0 до  $168^\circ$ . Следующая 16-я позиция при  $\alpha_{16} = 180^\circ$  была бы избыточной, так как повторяет позицию 1 с обратным знаком, ведь по условию периодичности магнитного поля (3) должно быть  $\Psi_{16} = -\Psi_1$  ввиду

$$\Psi(\alpha + \tau_p) = -\Psi(\alpha) , \quad (9)$$

где  $\tau_p$  – полюсное деление.

В каждой позиции по формуле (4) производится определение МПС в фазных зонах  $A$  и  $A'$ , соответст-

венно  $\Psi_A$  и  $\Psi_{A'}$ . Результирующее значение МПС фазной обмотки

$$\Psi_S = \Psi_A - \Psi_{A'}, \quad (10)$$

где знаки перед  $\Psi_A$  и  $\Psi_{A'}$  предопределены изначальным выбором положительного направления тока в фазной обмотке А-А' на рис. 2.

Таким способом получается в численной форме угловая функция МПС на ее половине периода

$$\Psi_k(\alpha_k); \quad \alpha_k = (k-1) \cdot \Delta\alpha; \quad k = 1, 2, 3, \dots, K, \quad (11)$$

где  $k$  – номера угловых позиций фазной зоны обмотки статора;  $K$  – число интервалов  $\Delta\alpha$  на полупериоде, то есть в пределах полюсного деления  $\tau_p$  в случае рассматриваемой конструкции ТГ  $K = 15$ .

Числовой ряд МПС (11) проиллюстрирован на рис. 7 совокупностью выделенных точек в диапазоне  $\alpha$  от 0 до  $168^\circ$  ( $l$  – режим нагрузки).

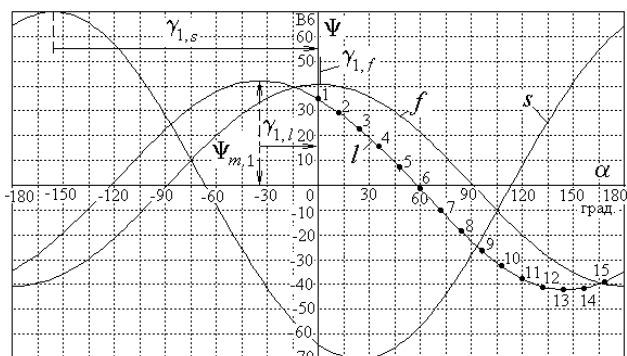


Рис. 7. Угловые зависимости МПС фазной обмотки ТГ

Полученную численную угловую функцию (11) можно разложить в гармонический ряд [6]. В условиях ТГ угловая функция МПС является симметричной периодической, поэтому постоянная составляющая отсутствует, а также отсутствуют четные гармоники, а, кроме того, при разложении численной функции максимальный номер гармоники  $g$  должен быть меньше числа  $K$ . Поэтому в общем виде искомый гармонический ряд будет иметь вид

$$\Psi = \sum_{v=1,3,5,\dots}^g (s_v \sin v\alpha + c_v \cos v\alpha). \quad (12)$$

С учетом полученной численной функции (11) коэффициенты синусного и косинусного рядов для гармонической составляющей с текущим номером  $v$ :

$$s_v = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi \Psi(\alpha) \sin v\alpha \, d\alpha \approx \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K \Psi_k \sin v\alpha_k; \quad (13)$$

$$c_v = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi \Psi(\alpha) \cos v\alpha \, d\alpha \approx \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K \Psi_k \cos v\alpha_k, \quad (14)$$

а практически вычисление их значений проводится по вторым частям формул.

Однако вместо (12) оперировать удобнее с единым либо косинусным, либо синусным рядом. В нашем случае больше подходит первый, учитывая уже принятую функцию для токов (5), что позволит выявлять фазовые соотношения токов и МПС.

Косинусный ряд МПС имеет вид

$$\Psi = \sum_{v=1,3,5,\dots}^g \Psi_{m,v} \cos(v\alpha + \gamma_v), \quad (15)$$

где через (13) и (14) определяются амплитуды и аргументы (начальные фазы) косинусных гармоник [6]

$$\Psi_{m,v} = \sqrt{s_v^2 + c_v^2}; \quad \gamma_v = -\arctg \frac{s_v}{c_v}. \quad (16)$$

Надо иметь в виду, что, в зависимости от соотношения знаков значений  $c_v$  и  $s_v$ , при вычислении  $\arctg$  в (16) могут получаться различные результаты, т.е. если оба значения положительны или оба отрицательны, то результат  $s_v/c_v$  одинаков, а  $\arctg(s_v/c_v)$  – нет. А при разных знаках  $c_v$  и  $s_v$  значение  $s_v/c_v$  сохраняется независимо от того, какой именно коэффициент из  $c_v$  и  $s_v$  положительный, а какой – отрицательный, но значение  $\arctg(s_v/c_v)$  от этого зависит.

В итоге в соответствии с формулами (13), (14) и (16) получен косинусный ряд (15) с максимальным номером нечетной гармоники  $g=13$ . Этот ряд проиллюстрирован в табл.1, где  $\Psi_{m,1}$  и  $\gamma_1$  – амплитуда и начальная фаза первой гармоники,  $\Psi_v^* = \Psi_{m,v} / \Psi_{m,1}$  – относительные значения амплитуд высших гармоник (режим номинальной нагрузки – НН).

Таблица 1. Гармонический состав угловой функции МПС

Ре- жим	$\Psi_{m,1}$ Вб	$\gamma_1$ градус	$\Psi_3^*$	$\Psi_5^*$	$\Psi_7^*$	$\Psi_9^*$	$\Psi_{11}^*$	$\Psi_{13}^*$
XX	40,96	-0,90	0,0065	0,0001	0,0002	0,0003	0,0000	0,0000
ОС	70,15	156,34	0,0038	0,0005	0,0011	0,0002	0,0011	0,0005
НН	41,89	33,20	0,0134	0,0007	0,0011	0,0004	0,0019	0,0008

На основании гармонического разложения (15) на рис. 7 построена в виде непрерывной линии угловая функция МПС в диапазоне от  $-180^\circ$  до  $180^\circ$  (полный период для кривой  $l$ ). Очевидна правильность гармонического разложения, так как расчетные точки МПС точно вписались в построенный график угловой функции МПС. Заметим, что график первой гармоники фактически слился с основным графиком представленной полной функции. По данным табл. 1 видно, что высшие гармоники весьма малы и несущественно искажают общую функцию МПС (15).

На рис. 7 отмечены амплитуда  $\Psi_{m,1}$  и начальная фаза  $\gamma_{1,l}$  первой гармоники МПС в режиме нагрузки, где направление  $\gamma_{1,l}$  соответствует полученному его положительному значению  $33,20^\circ$  (табл. 1).

В итоге получен важный результат: на рис. 7 видно, что положительная амплитуда функции  $\Psi(\alpha)$  сдвинута относительно начала отсчета  $\alpha = 0$  на угол  $\zeta_{1,l} = -\gamma_{1,l}$ , т.е. в отрицательном направлении отсчета. Аналогично на рис. 5, с учетом принятых на рис. 2 направлений отсчета, сориентирована структура магнитного поля. Но теперь качественная ориентация поля подтверждена количественно точным пространственным направлением вектора МПС  $\underline{\Psi}_l$  в режиме нагрузки. Этому же соответствует направление вектора  $\underline{\Psi}_l$  на векторной диаграмме под углом  $\zeta_{1,l} = -33,20^\circ$  (рис. 4).

Расчеты магнитного поля и гармоническое разложение угловой функции МПС проведены также в режиме холостого хода (XX), когда действует только обмотка ротора, и специальном режиме, когда действует трехфазная обмотка статора (ОС), но насыщение магнитопровода (распределение АМП  $\mu$ ) взято после расчета поля в режиме XX и остается фиксированным. Для режима XX был принят такой ток возбуждения, при котором получалась фазная ЭДС, равная номинальному напряжению. При расчете поля обмот-

ки статора для (5) было взято то же значение  $\beta$ , что и для режима номинальной нагрузки, а также номинальный фазный ток. Картины магнитных полей представлены на рис. 8 и рис. 9.

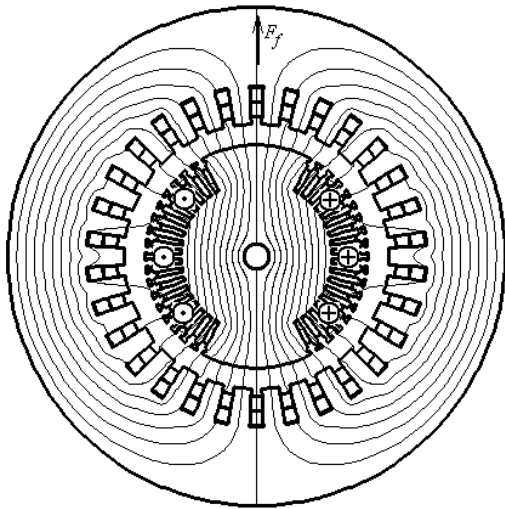


Рис. 8. Магнитное поле ТГ в режиме XX ( $A_{max} = 0,4558$  Вб/м)

На рис. 7 теперь показаны еще угловые функции МПС и для режимов XX ( $f$ ) и по полю обмотки статора – ОС ( $s$ ). Они получены по тем же правилам, как это было для режима нагрузки. В табл. 1 представлены параметры гармонического разложения угловой функции МПС. На рис. 7 обозначены начальные фазы первой гармоники МПС, которые соответствуют данным табл. 1. Положение положительных амплитуд функций соответствуют углам  $\zeta_{1,f} = -\gamma_{1,f}$ ,  $\zeta_{1,s} = -\gamma_{1,s}$ , под которыми и сориентированы структуры магнитных полей на рис. 8 и рис. 9 в соответствии с принятой системой их отсчета на рис. 2. Заметим, что, несмотря на то, что в режиме XX магнитное поле симметрично относительно оси ротора, для первой гармоники МПС фазной обмотки в (15) имеет место начальная фаза  $\gamma_{1,f} = (-0,9^\circ)$ , что объясняется геометрической несимметрией двухслойной укороченной обмотки статора. Следовательно, ее ось намагничивания (на рис. 8 обозначена стрелкой  $F_f$ ) имеет такой же сдвиг относительно оси ротора на угол  $\zeta_{1,l} = 0,90^\circ$ .

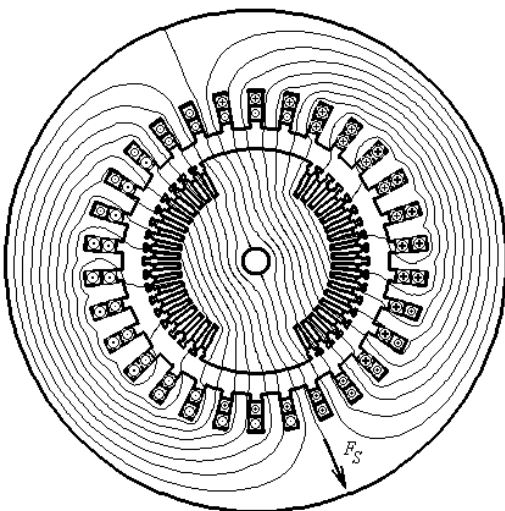


Рис. 9. Магнитное поле обмотки статора при  $\beta = -156,86^\circ$  ( $A_{max} = 0,7287$  Вб/м)

**Уточненная векторная диаграмма в режиме нагрузки.** От пространственного представления векторов МПС можно перейти к их временной трактовке с учетом того, что при вращении магнитного поля

$$\alpha = \omega \cdot t. \quad (17)$$

В итоге вместо угловой функции МПС (15) получается временная функция

$$\Psi = \sum_{v=1,3,5,\dots}^g \Psi_{m,v} \cos(v\omega t + \zeta_v), \quad (18)$$

где временные начальные фазы  $\zeta_v$  заняли место угловых начальных фаз  $\gamma_v$ , причем, как было обосновано на рис. 7,  $\zeta_v = -\gamma_v$  – при их измерении в одной мере. Если  $\zeta_v$  измеряются в электрических радианах (или градусах), а  $\gamma_v$  в обычной угловой мере, то  $\zeta_v = -p\gamma_v$ . Так на рис. 7 от косинусоиды  $s$  отстают косинусоиды  $l$  и  $f$ , а на рис. 5 наоборот, вектор  $\Psi_a$ , соответствующий косинусоиде  $s$ , становится отстающим от векторов  $\Psi_f$  и  $\Psi_l$ , соответствующих косинусоидам  $l$  и  $f$ .

Теперь на основании закона электромагнитной индукции можно через (18) определить гармонический ряд фазной ЭДС

$$e = -\frac{d\Psi}{dt} = \sum_{v=1,3,5,\dots}^g v\omega \Psi_{m,v} \cos(v\omega t + \zeta_v - \pi/2) \quad (19)$$

и непосредственно действующее значение первой гармоники фазной ЭДС

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega \Psi_{m,1} \approx 4,44 f \Psi_{m,1}. \quad (20)$$

Для режимов  $f$ ,  $s$  и  $l$ , рассмотренных рис. 7, значения этой ЭДС составили 9094, 15574 и 9299 В.

После определения фазовых соотношений величин на основе численных полевых расчетов можно построить уточненную векторную диаграмму, дополнительным развитием которой станет учет падения напряжения  $\underline{U}_R = R_s \underline{I}_s$  на активном сопротивлении  $R_s$  и ЭДС  $\underline{E}_v = -jX_v \underline{I}_s$  от потока лобового рассеяния фазной обмотки, где  $X_v$  – соответствующее индуктивное сопротивление.

Полнофакторная векторная диаграмма представлена на рис. 10, где наряду с ее общим изображением даны и ее увеличенные фрагменты. Отсчет начальных фаз ведется от вертикальной оси, соответствующей продольной оси ротора  $d$ , положительное направление отсчета всех углов – против движения часовой стрелки. Под углом  $\beta$  построен вектор фазного тока  $\underline{I}_s$ , под углом  $\zeta_{1,l}$  – вектор МПС  $\Psi_l$ , определенного через расчет магнитного поля на активной длине ТГ. Вектор фазной ЭДС  $E_l$ , порожденной МПС  $\Psi_l$ , отстает от него на  $90^\circ$ . Вектор ЭДС  $E_v$  от потока лобового рассеяния перпендикулярен вектору тока  $\underline{I}_s$  в сторону отставания, а вектор соответствующего МПС  $\Psi_v$  параллелен вектору тока. Полное МПС фазной обмотки – это сумма  $\underline{\Psi}_s = \underline{\Psi}_l + \underline{\Psi}_v$ , ему соответствует полная фазная ЭДС  $\underline{E}_s = \underline{E}_l + \underline{E}_v$ . Активное падение напряжения  $\underline{U}_R$  параллельно вектору  $\underline{I}_s$ . В итоге фазное напряжение

$$\underline{U}_s = \underline{E}_s - \underline{U}_R = \underline{E}_l + \underline{E}_v - \underline{U}_R. \quad (21)$$

Конечно, известно, что в ТГ величина  $U_R$  пренебрежимо мала по сравнению с  $E_l$  и другими ЭДС и напряжением  $U_s$ , но здесь фигурирует для демонстрации полнофакторного подхода.

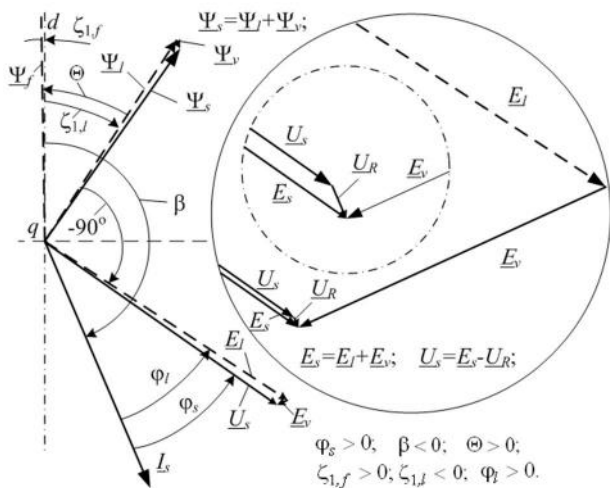


Рис. 10. Полнофакторная векторная диаграмма ТГ при номинальной нагрузке

На диаграмме показано направление МПС  $\Psi_f$  под углом  $\zeta_{1,f}$  относительно оси  $d$ , определенным в режиме холостого хода, тогда по отношению к  $\Psi_f$  вектор  $\Psi_j$  повернулся на угол

$$\Theta = \zeta_{1,f} - \zeta_{1,l}, \quad (22)$$

что является углом нагрузки ТГ (заметим, что определяется именно по МПС на активной длине ТГ).

Между ЭДС  $E_l$  и током  $I_s$  имеем фазовый сдвиг

$$\varphi_l = -(\beta + 90^\circ - \zeta_{1,l}), \quad (23)$$

где значения  $\beta$  и  $\zeta_{1,l}$ , естественно, берутся со своими знаками, в данном случае – отрицательными.

Из геометрических соотношений на векторной диаграмме (рис. 10), фрагмент которой в повернутом виде показан подробнее на рис. 11 (без соблюдения пропорций), активная и реактивная составляющие напряжения  $U_s$ , его действующее значение и фазовый сдвиг относительно вектора тока  $I_s$ :

$$U_{s,a} = E_{l,a} - U_R = E_l \cos \varphi_l - U_R; \quad (24)$$

$$U_{s,r} = E_{l,r} - E_v = E_l \sin \varphi_l - E_v;$$

$$U_s = \sqrt{U_{s,a}^2 + U_{s,r}^2}; \quad \varphi_s = \arctg(U_{s,r}/U_{s,a}). \quad (25)$$

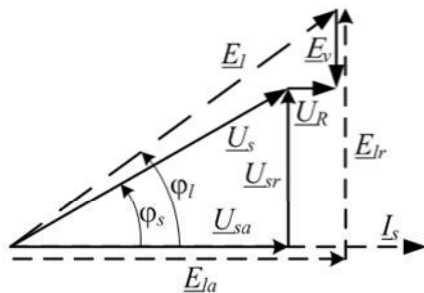


Рис. 11. Повернутый фрагмент векторной диаграммы

В итоге по (25) получилось  $U_s = U_{sN}$  и можно определить по результатам полевого расчета еще целый ряд других электромагнитных параметров [3], а также активную электрическую мощность ТГ:

$$P_a = m_s U_s I_s \cos \varphi_s, \quad (26)$$

которая в данном расчетном случае равна заданной номинальной мощности  $P_{aN}$ .

**Вывод.** Представленная система направлений и фазовых соотношений величин, характеризующих магнитное поле турбогенератора, однозначно устанавливает взаимное соответствие их пространственных и временных направлений. Эта система позволяет четко формировать токовые структуры обмоток статора и ротора и получать не только качественные картины магнитных полей, но и численное выражение их пространственной и временной ориентации.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Erdelyi E.A., Fuchs E.F. Nonlinear Magnetic Field Analysis of dc Machines. Part I: Theoretical Fundamentals. Part II: Application of the improved treatment // IEEE Trans. Power Appar. and Syst. 1970. PAS-89, N7, p. 1546-1564.
2. Meeker D. Finite Element Method Magnetics. Version 4.2. User's Manual, September 26, 2006 // <http://femm.berlios.de>.
3. Мильх В.И., Полякова Н.В. Определение электромагнитных параметров электрических машин на основе численных расчетов магнитных полей // Электротехника і електромеханіка. – 2006. – №2. – С. 40-46.
4. Мильх В.И., Бадовский В.А. Принципы полнофакторного численно-полевого анализа режима нагрузки турбогенератора // Электротехника і електромеханіка. – 2009. – № 4. – С. 33-37.
5. Мильх 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.
6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1973. – 832 с.

**Bibliography (transliterated):** 1. Erdelyi E.A., Fuchs E.F. Nonlinear Magnetic Field Analysis of dc Machines. Part I: Theoretical Fundamentals. Part II: Application of the improved treatment // IEEE Trans. Power Appar. and Syst. 1970. PAS-89, N7, p. 1546-1564. 2. Meeker D. Finite Element Method Magnetics. Version 4.2. User's Manual, September 26, 2006 // <http://femm.berlios.de/>. 3. Milykh V.I., Polyakova N.V. Opredelenie `elektromagnitnykh parametrov `elektricheskikh mashin na osnove chislennykh raschetov magnitnykh polej // Elektrotehnika i elektromekhanika. - 2006. - №2. - S. 40-46. 4. Milykh V.I., Badovskij V.A. Principy polnofaktornogo chislennno-polevogo analiza rezhima nagruzki turbogeneratora // Elektrotehnika i elektromekhanika. - 2009. - № 4. - S. 33-37. 5. Milykh V.I., Polyakova N.V. Analiz fazovykh sootnoshenij `elektromagnitnykh velichin v turbogeneratore na osnove chislennykh raschetov magnitnykh polej // Elektrotehnika i elektromekhanika. - 2003. - № 4. - S. 59-64. 6. Korn G., Korn T. Spravochnik po matematike dlya nauchnykh rabotnikov i inzhenerov. M.: Nauka, 1973. - 832 s.

Поступила 06.09.2011

Мильх Владимир Иванович, д.т.н., проф.,  
Полякова Наталья Владимировна  
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., Polyakova N.V.

#### A system of directions and phase relationships for electromagnetic parameters at numerical calculations of magnetic fields in a turbogenerator.

A system of directions of currents in the windings of a turbogenerator is presented for numerical calculations of magnetic fields. It allows obtaining coordinated phase-time and spatial relationships for a set of electromagnetic parameters which characterize the turbogenerator operation.

**Key words – turbogenerator, phase relationship, magnetic field, numerical calculation.**

## ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛОВОГО СОСТОЯНИЯ АСИНХРОННОГО ЧАСТОТНО-УПРАВЛЯЕМОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОМОЩЬЮ МЕТОДА КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

*Проведено дослідження теплового стану частотно-керованого асинхронного двигуна методом кінцевих елементів. Виконано порівняння результатів розрахунку теплового стану частотно-керованого асинхронного двигуна, що отримані методом кінцевих елементів і методом еквівалентних теплових схем.*

*Проведено исследование теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя методом конечных элементов. Выполнено сравнение результатов расчета теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя, полученных методом конечных элементов и методом эквивалентных тепловых схем.*

### ВВЕДЕНИЕ

Надежность и долговечность асинхронных частотно-управляемых двигателей (АЧУД) в значительной мере определяется их тепловым состоянием. По сравнению с нерегулируемыми асинхронными двигателями тепловое состояние АЧУД осложняется наличием дополнительных потерь от высших гармоник напряжения (ВГН) при питании от ППЧ с АИН и существенным снижением эффективности системы охлаждения при работе в нижней части диапазона регулирования, т.е. при частотах вращения ниже номинальной и способе охлаждения IC0141. Таким образом, тепловой расчет АЧУД на стадии проектирования с учетом всех особенностей их работы [1-3] представляется весьма актуальным.

В настоящее время для этих целей используют надежный и апробированный метод эквивалентных тепловых схем (ЭТС), однако, возможно использование и численных методов, в частности метода конечных элементов (МКЭ). Для расчета двумерных стационарных температурных полей часто используют программу FEMM [4]. Для решения поставленной задачи будем использовать именно эту программу.

### МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ РАСЧЕТА ДВУХМЕРНОГО ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ

Основой расчета двумерного стационарного температурного поля МКЭ является общее дифференциальное уравнение теплопроводности, которое в декартовой системе координат имеет вид [5]:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( r \cdot \lambda_x \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{1}{r} r \lambda_x \frac{\partial T}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial y} \left( \lambda_y \frac{\partial T}{\partial y} \right) = q, \quad (1)$$

с граничными условиями, учитывающими конвективный теплообмен:

$$\lambda_x \frac{\partial T}{\partial x} e_x + \lambda_y \frac{\partial T}{\partial y} e_y - \alpha \cdot (T - T_{oc}) = 0, \quad (2)$$

при граничных условиях первого рода:

$$T|_x = T^*, \quad (3)$$

при граничных условиях второго рода для симметричных полей:

$$\left( \frac{\partial T}{\partial n} \right)_0 = 0. \quad (4)$$

Уравнение (1) с граничными условиями (2) – (4)

есть математическая модель теплового состояния АЧУД при использовании МКЭ [5]. В результате решения уравнения (1) с граничными условиями (2) – (4) определяется искомое температурное поле для поперечного сечения исследуемого АЧУД.

Таким образом, дифференциальное уравнение теплопроводности и граничные условия могут рассматриваться как математическая модель теплового состояния двигателя при использовании метода конечных элементов.

В выражениях (1) – (4) приняты следующие обозначения:  $r$  – средний радиус-вектор;  $\lambda_x, \lambda_y$  – коэффициенты теплопроводности в текущей точке расчетной области в направлении осей  $x, y$  соответственно;  $T(x, y)$  – искомая функция распределения температуры;  $q$  – объемная плотность источников тепла;  $e_x, e_y$  – направляющие косинусы нормали теплоотдающей поверхности по отношению к осям  $x, y$ ;  $\alpha$  – коэффициент конвекции с теплоотдающей поверхностью в окружающий воздух;  $T_{oc}$  – температура окружающего воздуха;  $n$  – нормаль к теплоотдающей поверхности;  $T|_x$  – температура на границе расчетной области;  $T^*$  – известное значение температуры на границе расчетной области.

### ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ

В качестве объекта исследования рассматривается асинхронный двигатель типа АИР160S4 с номинальными данными:  $P_N = 15$  кВт,  $U_{SN} = 380$  В,  $f_{SN} = 50$  Гц,  $n_N = 1476$  об/мин, степень защиты IP44, способ охлаждения IC0141. Поперечное сечение двигателя соответствует середине сердечника статора и представлено на рис. 1.

### ПОДГОТОВКА ИСХОДНЫХ ДАННЫХ ДЛЯ РАСЧЕТА ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ

Имея целью сравнение результатов расчета теплового состояния АЧУД по методу ЭТС и по МКЭ, набор вариантов режимов работы двигателя должен соответствовать программе исследований по методу ЭТС и отражать главные особенности АЧУД:

- регулирование частоты вращения в широком диапазоне, что предопределило выбор значений коэффициента регулирования:  $\alpha = 0,5$ ;  $\alpha = 1,0$ ;  $\alpha = 1,5$ , где  $\alpha = fs/f_{sN}$ ;

- регулирование частоты вращения осуществля-

ется при заданной функциональной зависимости частоты вращения и величин момента на валу и полезной мощности двигателя, что обеспечивается реализацией режимов определяемых рассматриваемыми законами частотного регулирования [2]:  $\gamma = \alpha$ ;  $\gamma = \alpha^2$ ;  $\gamma = \sqrt{\alpha}$ ;  $\gamma = 1,0 = \text{const}$ ;  $P_N = \text{const}$ ; где  $\gamma = U_s/U_{sN}$ .

– влияние дополнительных потерь от ВГН, что достигается реализацией двух режимов питания: режим Б – питание синусоидальным напряжением, режим А – питание напряжением ступенчатой формы, т.е. питание от ППЧ с АИН.

В соответствии с изложенным в дальнейшем рассмотрим следующие режимы работы АЧУД:

1.  $\gamma = \alpha$ ;  $\alpha = 1,0$ ; режим питания Б.
2.  $\gamma = \alpha$ ;  $\alpha = 1,0$ ; режим питания А.
3.  $\gamma = \alpha$ ;  $\alpha = 0,5$ ; режим питания А.
4.  $\gamma = \alpha^2$ ;  $\alpha = 0,5$ ; режим питания А.
5.  $\gamma = \sqrt{\alpha}$ ;  $\alpha = 1,5$ ; режим питания А.

6.  $\gamma = 1,0 = \text{const}$ ;  $P = P_N = \text{const}$ ;  $\alpha = 1,5$ ; режим питания А.

Результаты расчета теплового состояния двигателя в режимах 1 и 2 дают представленные о влиянии дополнительных потерь от высших гармоник  $\Sigma P_{\text{допв}}$  на температурное поле двигателя, а сочетание результатов расчета в режимах 3, 4, 2, 5, 6 – о влиянии изменения частоты вращения при различных законах регулирования.

Геометрическая модель исследуемого асинхронного двигателя АИР160S4 созданная в программе FEMM представлена на рис. 1 и содержит 129376 узлов и 61941 элемент расчетных областей.

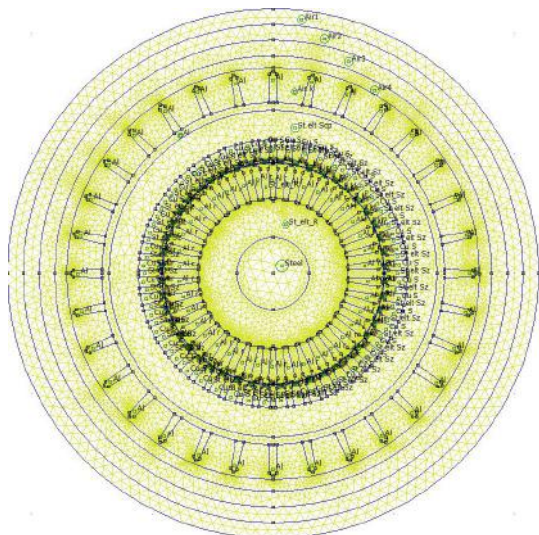


Рис. 1. Геометрическая модель исследуемого двигателя с генерированной сеткой

Теплотехнические параметры элементов конструкции двигателя в поперечном сечении: коэффициенты теплопроводности оребренного корпуса и обмотки ротора, шихтованных пакетов сердечников статора и ротора, пазового клина, вала – 150; 34; 0,25; 48 Вт/м·град соответственно. Эквивалентный коэффициент теплопроводности обмотки статора вдоль и поперек паза – 0,38 Вт/м·град. Коэффициенты теплопро-

водности воздуха в зазоре и воздуха в межреберных каналах задавались в соответствии с температурами определенными при расчете по методу ЭТС.

Объемные плотности источников тепла по элементам расчетной области определялись по результатам расчета основных и дополнительных потерь о ВГН, при этом расчет всех составляющих потерь проводился в соответствии с [6]. В качестве примера, в табл. 1 приведены значения объемных плотностей тепловыделяющих элементов конструкции двигателя в режимах 1 и 2.

Таблица 1

Элемент конструкции двигателя	Объемная плотность источника тепла, Вт/м <sup>3</sup>	
	Режим работы 1	Режим работы 2
Пазовая часть обмотки статора	905707	1007444
Зубцы сердечника статора	170588	173529
Спинка сердечника статора	127668	130890
Пазовая часть обмотки ротора	404191	584830
Сердечник ротора	0	3184

Применительно к условиям поставленной задачи необходимые граничные условия определялись по результатам расчета теплового состояния двигателя по методу ЭТС [1-3]. В перечень граничных условий для каждого из шести режимов работы входят температуры воздуха в воздушном зазоре и в межреберных каналах, температура окружающей среды, коэффициенты теплоотдачи от поверхности ротора в воздушный зазор –  $\alpha_6$  и от оребренного корпуса в охлаждающий воздух –  $\alpha_k$ . Дополнительно вокруг оребренного корпуса введены концентрические воздушные зоны для обеспечения плавности снижения температуры охлаждающего воздуха. В зонах задано равномерное распределение температуры таким образом, чтобы на наружной границе последней зоны получить температуру равную температуре окружающей среды. Высота зон определялась на основе известных данных о рассеянии воздуха из межреберных каналов. На границах зон задавались граничные условия первого рода с температурой соответствующей конкретному режиму работы двигателя.

#### РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Результаты расчета температурных полей для всех режимов работы приведены на рис. 2-7.

Метод ЭТС позволяет определить средние температуры элементов конструкции двигателя (узлов ЭТС). В связи с этим, для сравнения результатов расчета по методу ЭТС и по МКЭ необходимо на основе температурных полей рис. 2-7 определить средние температуры расчетных областей – элементов конструкции. Результаты расчета температур приведены в табл. 2-4.



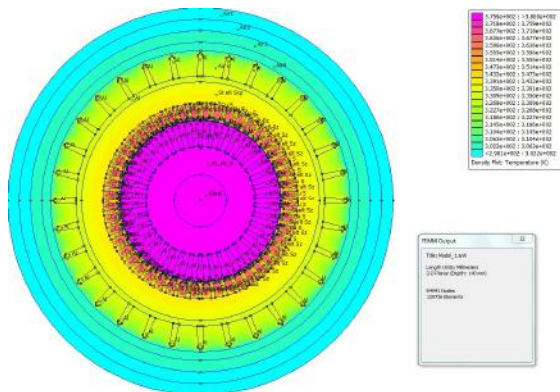


Рис. 2. Температурное поле двигателя в режиме 1 ( $\gamma = \alpha = 1,0$ . Режим питания Б)

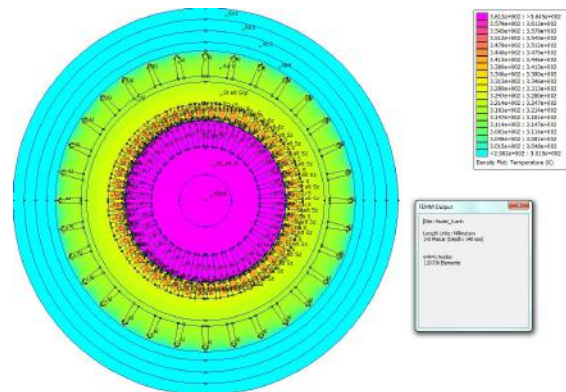


Рис. 6. Температурное поле двигателя в режиме 5 ( $\gamma = \sqrt{\alpha}$ ;  $\alpha = 1,5$ . Режим питания А)

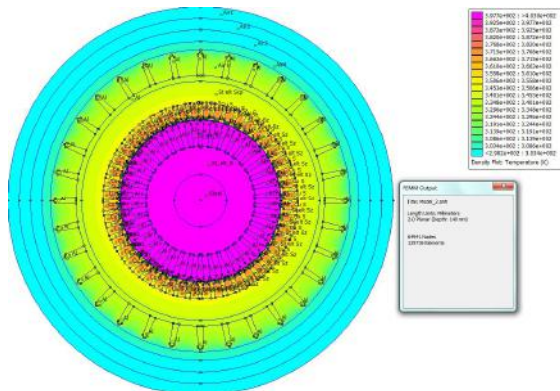


Рис. 3. Температурное поле двигателя в режиме 2 ( $\gamma = \alpha = 1,0$ . Режим питания А)

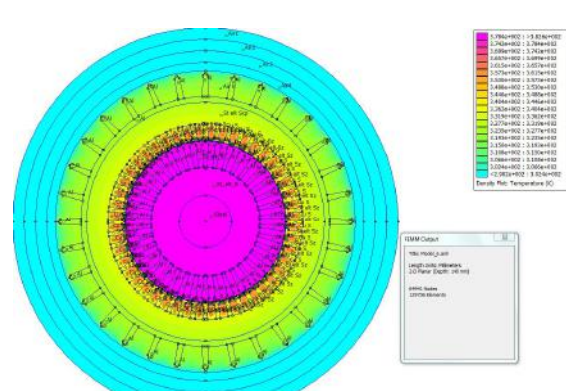


Рис. 7. Температурное поле двигателя в режиме 6 ( $\gamma = 1 = \text{const}$ ;  $\alpha = 1,5$ . Режим питания А)

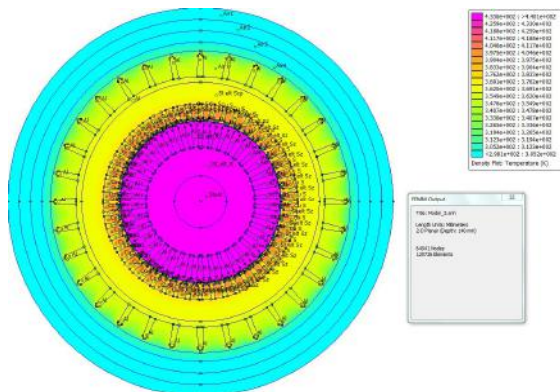


Рис. 4. Температурное поле двигателя в режиме 3 ( $\gamma = \alpha$ ;  $\alpha = 0,5$ . Режим питания А)

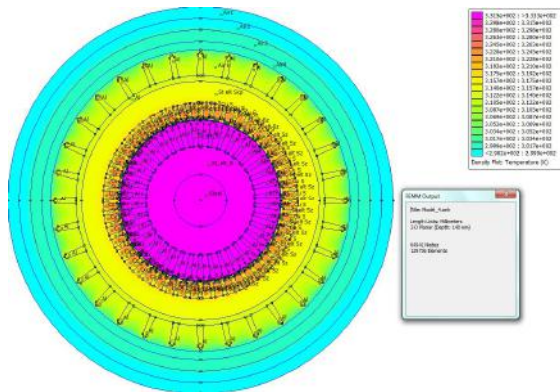


Рис. 5. Температурное поле двигателя в режиме 4 ( $\gamma = \alpha^2$ ;  $\alpha = 0,5$ . Режим питания А)

Таблица 2

Элемент конструкции двигателя	Температура, °С			
	Режим работы 1		Режим работы 2	
	МКЭ	ЭТС	МКЭ	ЭТС
Пазовая часть обмотки ротора	106,6	104,1	129,3	127,4
Сердечник ротора	106,5	102,9	129,8	126,9
Пазовая часть обмотки статора	83,9	87,3	90,5	96,3
Зубцы сердечника статора	75,7	72,4	82,2	79,4
Спинка сердечника статора	65,4	63,2	70,2	68,4
Корпус	58,6	55,4	64,2	59,4

Таблица 3

Элемент конструкции двигателя	Температура, °С			
	Режим работы 3		Режим работы 4	
	МКЭ	ЭТС	МКЭ	ЭТС
Пазовая часть обмотки ротора	166,5	172,8	60,1	60,7
Сердечник ротора	166,4	172,2	60,1	60,5
Пазовая часть обмотки статора	116,1	117,1	47,4	47,7
Зубцы сердечника статора	106,8	97,1	45,1	42,6
Спинка сердечника статора	93,8	85,7	41,95	39,9
Корпус	87,6	77,1	40,1	37,8

Таблица 4

Элемент конструкции двигателя	Температура, °С			
	Режим работы 5		Режим работы 6	
	МКЭ	ЭТС	МКЭ	ЭТС
Пазовая часть обмотки ротора	91	86,6	109,1	103,7
Сердечник ротора	90,9	86,3	109,5	103,2
Пазовая часть обмотки статора	64,7	69,2	77,1	83,5
Зубцы сердечника статора	59,5	58,9	68,94	67,7
Спинка сердечника статора	51,4	51,1	58	57,3
Корпус	46,9	44,2	52,4	48,8

### ВЫВОДЫ

1. Результаты расчета температурного поля исследуемого двигателя МКЭ подтверждают характер распределения температурного поля и закономерности его изменения при различных законах регулирования.

2. Среднее отличие результатов расчета по МКЭ и по методу ЭТС, по всем элементам конструкции и всем шести режимам работы, составляет 4,29 %, что свидетельствует об адекватности математических моделей теплового состояния полученных по методу ЭТС и МКЭ.

3. МКЭ в применении к расчету температурного поля двигателя требует информационной поддержки в части граничных условий, что может быть обеспечено применением метода ЭТС при достаточно развитой структуре эквивалентной тепловой схемы в аксиальном и радиальном направлениях.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Осташевский, Н.А. Математическая модель теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя в стационарных режимах [Текст] / Н.А. Осташевский, А.Н. Петренко // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. Тематич. вып. науч.-техн. журнала "Электроинформ". – 2009. – С. 266-270.
2. Осташевский, Н.А. Исследование теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя при различных законах регулирования [Текст] / Н.А. Осташевский, А.Н. Петренко // Вестник НТУ "ХПИ". – 2010. – № 16. – С. 89-102.
3. Осташевский, Н.А. Исследование теплового состояния частотно-управляемого асинхронного двигателя при изменении нагрузки [Текст] / Н.А. Осташевский, А.Н. Петренко // Электротехника і електромеханіка. – 2010. - № 3. - С. 25-29.
4. David Meeker. User's Manual. Finite Element Method Magnetics. Version 4.2. / David Meeker // source <http://www.femm.info/Archives/doc/manual> 42.pdf.

5. Рымша, В.В. Расчет двухмерного стационарного теплового поля вентильно-реактивного двигателя методом конечных элементов [Текст] / В.В. Рымша, З.П. Процына, П.А. Кравченко // Электротехника и электромеханика. – 2010. - № 4. - С. 26-28.

6. Осташевский, Н.А. Потери частотно-управляемого асинхронного двигателя в при различных законах регулирования и типах преобразователей [Текст] / Н.А. Осташевский, В.Н. Иваненко, А.Н. Петренко // Электротехника и электромеханика. – 2009. - № 3. - С. 37-41.

**Bibliography (transliterated):** 1. Ostashevskij, N.A. Matematicheskaya model' teplovogo sostoyaniya chastotno-upravlyаемого asinhronnogo dvigatelya v stacionarnykh rezhimakh [Tekst] / N.A. Ostashevskij, A.N. Petrenko // Problemy avtomatizirovannogo `elektroprivoda. Teoriya i praktika. Tematich. vyp. nauch-tehn. zhurnala "Elektroinform". - 2009. - S. 266-270. 2. Ostashevskij, N.A. Issledovanie teplovogo sostoyaniya chastotno-upravlyаемого asinhronnogo dvigatelya pri razlichnykh zakonah regulirovaniya [Tekst] / N.A. Ostashevskij, A.N. Petrenko // Vestnik NTU "HPI". - 2010. - № 16. - S. 89-102. 3. Ostashevskij, N.A. Issledovanie teplovogo sostoyaniya chastotno-upravlyаемого asinhronnogo dvigatelya pri izmenenii nagruzki [Tekst] / N.A. Ostashevskij, A.N. Petrenko // Elektrotehnika i elektromehaniка. - 2010. - № 3. - S. 25-29. 4. David Meeker. User's Manual. Finite Element Method Magnetics. Version 4.2. / David Meeker // source <http://www.femm.info/Archives/doc/manual> <<http://www.femm.info/Archives/doc/manual>> 42.pdf. 5. Rymsha, V.V. Raschet dvuhmernogo stacionarnogo teplovogo polya ventil'no-reaktivnogo dvigatel' metodom konechnykh `elementov [Tekst] / V.V. Rymsha, Z.P. Procyna, P.A. Kravchenko // `Elektrotehnika i `elektromehaniка. - 2010. - № 4. - S. 26-28. 6. Ostashevskij, N.A. Poteri chastotno-upravlyаемого asiinhronnogo dvigatelya v pri razlichnykh zakonah regulirovaniya i tipah preobrazovatelej [Tekst] / N.A. Ostashevskij, V.N. Ivanenko, A.N. Petrenko // `Elektrotehnika i `elektromehaniка. - 2009. - № 3. - S. 37-41.

Поступила 21.07.2011

*Осташевский Николай Александрович, к.т.н., проф.,  
Шайда Виктор Петрович, к.т.н., доц.*  
Национальный технический университет  
"Харьковский политехнический институт"  
каф. "Электрические машины"  
61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21  
e-mail: viktorshayda08@ Rambler.ru

*Петренко Александр Николаевич,*  
начальник расчетного отдела СКБ ХЭЛЗ "Укрэлектромаш"  
61050, Харьков, ул. Искринская, 37

*Ostashevskiy N.A., Shayda V.P., Petrenko A.N.*

#### **Research into thermal state of a frequency-controlled asynchronous motor by means of a finite element method.**

Research into thermal state of a frequency-controlled asynchronous motor with a finite element method is conducted. Results obtained are compared with results of the motor thermal state calculation by means of an equivalent thermal scheme method.

**Key words – frequency-controlled asynchronous motor, thermal state, finite element method.**

## ГЕНЕЗИС СТРУКТУР И ПРЕДПОСЫЛКИ УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ И РЕАКТОРОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ КОНТУРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИСТЕМ (ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКАЯ УСТОЙЧИВОСТЬ И СИСТЕМЫ СО СТЫКОВЫМИ МАГНИТОПРОВОДАМИ)

*Розглянуто результати і перспективи подальшої еволюції, особливості та способи забезпечення електродинамічної стійкості електромагнітних систем трансформаторів і реакторів, а також наведено приклади структурного перетворення просторової аксіальної системи з стрічково-пластинчатим стиковим магнітопроводом на основі багатоплощинних твірних поверхонь стрижнів і обмоткових вікон.*

*Рассмотрены результаты и перспективы дальнейшей эволюции, особенности и способы обеспечения электродинамической устойчивости электромагнитных систем трансформаторов и реакторов, а также представлены примеры структурного преобразования пространственной аксиальной системы с ленточно-пластинчатым стыковым магнитопроводом на основе многоплоскостных образующих поверхностей стержней и обмоточных окон.*

### ВВЕДЕНИЕ

Развитием теории и практикой производства определены различные структурные схемы магнитопроводов и электромагнитных систем (ЭМС) трансформаторов и реакторов [1-8]. По взаимному расположению осей стержней и ярем магнитопроводы, а по расположению осей витков обмоток и элементов магнитопроводов в пространстве, структуры ЭМС в целом, подразделяются на планарные (плоские) и пространственные. В планарных и пространственных симметричных ЭМС элементы активной части установлены на равных расстояниях относительно центральной оси и оси этих элементов расположены соответственно в одной плоскости и в нескольких плоскостях повернутых друг относительно друга. Также известно использование планарных и пространственных несимметричных ЭМС [2-4], а магнитопроводы подразделяются на стержневые, броневаемые и бронестержневые [2-8]. Их конструктивно-технологические особенности существенно влияют на технический уровень указанных выше индукционных статических устройств (ИСУ). Согласно, например [9], эволюция электромеханических устройств в конце XX века "приостановлена". В связи с особой важностью и актуальностью повышения технического уровня ИСУ как главных элементов систем распределения энергии, необходимы новые нетрадиционные подходы [9, 10] к решению задач их дальнейшего развития.

Целью работы является анализ особенностей и оценка возможности усовершенствования различных структур ЭМС на основе нетрадиционных конфигураций магнитопроводов и катушек обмоток. Целью настоящей первой части работы является рассмотрение эволюции, предпосылок усовершенствования и возможностей структурного преобразования активной части на примере вариантов аксиальной ЭМС с комбинированными стыковыми магнитопроводами.

### КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ И ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ОСОБЕННОСТИ СУЩЕСТВУЮЩИХ СТРУКТУР СТАТИЧЕСКИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИСТЕМ

Исходным устройством практического использования явления электромагнитной индукции и прототипом для дальнейшего усовершенствования явилась планарная ЭМС однофазного трансформатора с замкнутым стержневым магнитопроводом из изолирован-

ных стальных колец или витков проволоки. Такая ЭМС изобретена в Англии Д. Гопкинсом и Э. Гопкинсом в 1884 г. и использована для разработки М. Дери, Б. Блати и К. Циперновским (Венгрия) в 1885 г. и последующего первого промышленного производства однофазных трансформаторов. Указанные разработки представляли планарные стержневую (рис. 1,а) и броневую (рис. 1,б), а также пространственную тороидальную (рис. 1,в) структуры. Их развитием стали ЭМС планарной (рис. 1,г) и пространственных конфигураций (рис. 1,д и е) с многоконтурными элементами магнитопроводов [1-8].

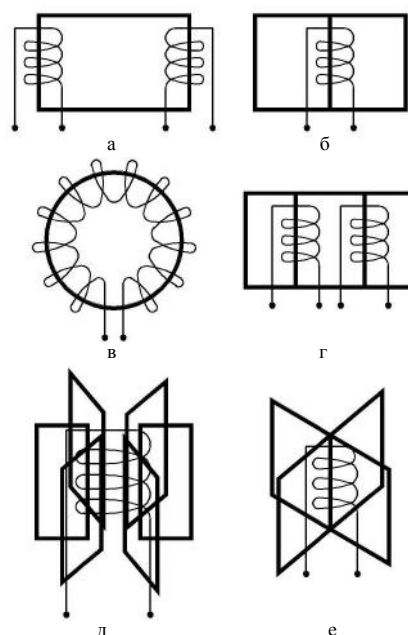


Рис. 1. Структурные схемы симметричных планарных (а, б, г) и пространственных (в, д, е) однофазных электромагнитных систем

Технологическую революцию конца XIX и начала XX веков обеспечили изобретения в 1889 году М.О. Доливо-Добровольским (Россия) трехфазной системы тока и трехфазного трансформатора на основе симметричных пространственных радиальной (рис.2,а) и аксиальных (рис. 2,б и в) ЭМС. Эти структуры М.О. Доливо-Добровольский дополнил в 1891 году несимметричной (в электромагнитном отноше-

нии) планарной ЭМС (рис. 2,г) которая стала основной и достаточно востребованной при разработках ИСУ на протяжении всего XX века [1-8].

В первой половине XX века в США и Франции появились разработки ИСУ соответствующие структурам планарных однофазной бронестержневой (рис.1,г) и трехфазных бронестержневой (рис. 2,д) и броневой (рис. 2,е) ЭМС (фирмы Вестингауз и Жемон), а в середине этого века была предложена однофазная ЭМС схемы (рис. 1,е) с пространственным магнитопроводом, содержащим четырехконтурные ярма [3, 4]. Согласно [3], на основе ЭМС (рис. 1,е) созданы лучшие (в то время) по удельным показателям материалоемкости и потерь однофазные трансформаторы мощностью 100 МВ·А и 133 МВ·А (фирмы Броун-Бовери, Швейцария и Электромеханик Броун-Бовери, Франция). В результате освоения производства холоднокатаной рулонной электротехнической стали (ЭТС) было организовано производство однофазных и трехфазных ИСУ малой мощности с использованием структурных схем (рис. 1, а-д) и (рис.3,а и б) и витых магнитопроводов [2, 4].

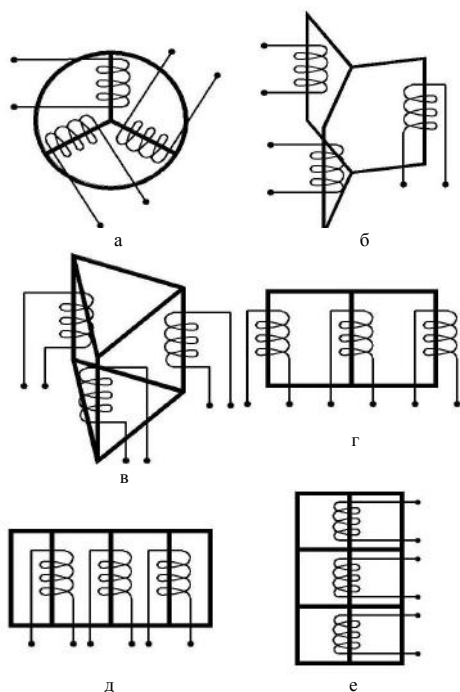


Рис. 2. Структурные схемы пространственных (а-в) и планарных (г-е) трехфазных электромагнитных систем на трехфазных магнитопроводах

В начале второй половины XX века впервые фирмами Броун-Бовери и Телкон магнетик корс (Англия) [3, 4], а затем и другими фирмами, в том числе на Армэлектрозаводе (Армения) и Минском электротехническом заводе (Беларусь) [7] разработаны симметричные пространственные комбинированные стыковые (стержни из листов, ярма витые), а также витые с двухконтурными фазными элементами магнитопроводы. На их основе созданы ЭМС структурных схем (рис. 2,в и рис. 3,в), в частности трансформаторов мощностью соответственно до 1000 и 300 КВ·А [6]. Согласно [4-7] трехфазные пространственные ЭМС отличаются от планарных ЭМС меньшими потерями холостого хода и материалоемкостью по ЭТС и конструкционной стали.

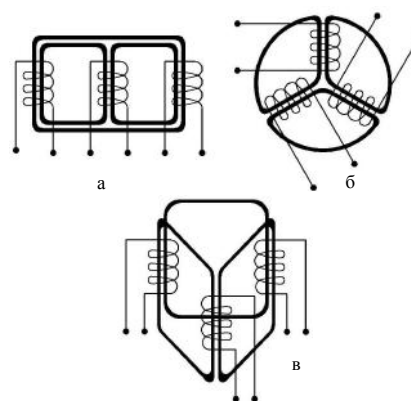


Рис 3. Структурные схемы планарной (а) и пространственных (б, в) трехфазных электромагнитных систем на трехфазных магнитопроводах с двухконтурными фазными элементами

В целом особенности различных структур ЭМС ИСУ можно охарактеризовать классификационными признаками образующих поверхностей (ОП) стержней и обмоточных окон [11]. Общей особенностью всех существующих планарных и пространственных ЭМС ИСУ [1-8] являются "традиционные" конфигурации стержней образованных плоскими, цилиндрическими круговыми или эллиптическими ОП.

Плоские параллельные и взаимно перпендикулярные ОП планарных ЭМС массового выпуска обеспечивают низкую трудоемкость производства шихтованных "впереплет" и витых магнитопроводов на основе фактора идентичности ширины слоев ЭТС в сечении стержня, но создают прямоугольную форму витков катушек обмоток. Прямоугольная форма повышает среднюю длину витка, снижает механическую прочность обмотки при коротком замыкании и снижает прочность витковой изоляции при малом радиусе прямоугольного изгиба проводника [6]. Круговая или эллиптическая формы витков катушек ЭМС уменьшают среднюю длину витка, но значительно усложняют и удорожают технологию производства магнитопроводов необходимостью секционирования сечений стержней с изменением ширины секций (пакетов) ЭТС исходя из условия вписывания в криволинейные образующие контуры (ОК).

Относительно высокая дислокация ЭТС в контуре минимальной длины витка обмотки с коэффициентом заполнения ОК сечения стержня в виде окружности  $K_{KO} = 0,927...0,93$  достигается установкой 14-16 секций (пакетов) ЭТС различной ширины в одной половине окружности [4, 6]. При этом теоретически и экспериментально установлено, что кольцевой изгиб проводников при намотке круговых витков катушек приводит к резкому снижению электродинамической устойчивости (ЭДУ) ИСУ [12-14].

#### ПРОБЛЕМА ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЙ УСТОЙЧИВОСТИ И ПРЕДПОСЫЛКИ УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ИНДУКЦИОННЫХ СТАТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ МНОГОГРАННЫХ КОНТУРОВ КАТУШЕК ОБМОТОК

В процессе намотки круговых или эллиптических витков катушек обмоток ИСУ средней и большой мощности возникают деформации начального изгиба  $\epsilon_i$  (рис. 4,а) которые создают в проводнике

шириной  $b_{\Pi}$  механические напряжения начального изгиба  $\sigma_{И}$ . При коротком замыкании ИСУ деформации  $\varepsilon_{И}$  складываются с деформациями от электромагнитных сил, в частности с деформациями  $\varepsilon_{ЭМР}$  от радиальной сжимающей силы, причем максимальное значение  $\varepsilon_{\Sigma \max}$  полной деформации  $\varepsilon_{\Sigma}$  создается на наружном радиусе контура окружности изгиба витка со средним диаметром  $D_B$  [12]:

$$\varepsilon_{\Sigma} = \varepsilon_{И} + \varepsilon_{ЭМР};$$

$$\varepsilon_{\Sigma \max} = \varepsilon_{И \max} + \varepsilon_{ЭМР}; \quad \varepsilon_{И \max} = b_{\Pi} / D_p. \quad (1)$$

Наложение деформаций начального изгиба и деформаций от сил сжатия приводит к возрастанию напряжения по всей длине сжимаемых участков окружности витка. За время длительности короткого замыкания суммарные напряжения  $\sigma_{\Sigma}$  не должны превышать критических значений (с определенным запасом), что является условием ЭДУ ИСУ:

$$\sigma_{\Sigma} = \sigma_{И} + \Delta\sigma_{ЭМР}; \quad \sigma_{\Sigma} + \Delta\sigma_3 \leq \sigma_K, \quad (2)$$

где  $\Delta\sigma_{ЭМР}$  – возрастание напряжений под действием деформации  $\varepsilon_{ЭМР}$ ;  $\Delta\sigma_3$  – запас напряжений;  $\sigma_K$  – критическое значение напряжений которое для кругового витка ( $\sigma_{КО}$ ) зависит от его геометрических параметров и числа  $n_B$  волн деформационного изгиба по окружности под действием электромагнитных сил, а также зависит от величины обобщенного модуля упругости материала проводника  $E_{Y\Sigma}$  [12],

$$\sigma_{КО} = b_{\Pi} (n_B^2 - 1) E_{Y\Sigma} / (\sqrt{3} D_B). \quad (3)$$

Модуль  $E_{Y\Sigma}$  зависит от предела текучести материала  $\sigma_{ПТ}$  и геометрических параметров изогнутого по окружности проводника, а также функционально связан с  $\sigma_{\Sigma}$  и  $\varepsilon_{\Sigma}$  [12]:

$$E_{Y\Sigma} = f_{\Sigma}(\sigma_{ПТ}, \sigma_{\Sigma}, b_{\Pi} / D_B); \quad \sigma_{\Sigma} = f_{\sigma}(\varepsilon_{И}, \varepsilon_{ЭМР}). \quad (4)$$

Согласно [12-14] использование методик расчета ЭДУ ИСУ без учета  $\varepsilon_{И}$  и  $\sigma_{И}$  приводит к завышению критических напряжений и критических сил полегаия проводников обмоток. Погрешности расчетов достигают соответственно 100 % и 500 %.

Традиционными способами и конструктивными решениями ЭДУ ИСУ являются: упрочнение материала проводников и их склеивание, опрессовка катушек в осевом и радиальном направлениях пресующими кольцами и вертикальными упорно-изоляционными (прошивными) рейками, установка жестких опорно-изоляционных цилиндров и горизонтальных прокладок, повышение монолитности и симметрирование витков и фазных катушек по высоте стержня [6, 13, 14]. При этом число вертикальных реек и горизонтальных прокладок ограничено необходимыми сечениями каналов и площадями поверхностей охлаждения катушек обмотки. Практика эксплуатации ИСУ свидетельствует, что использование указанных способов и решений полностью не гарантирует ЭДУ обмоток. Согласно международным данным, в общей аварийности трансформаторов доля повреждений, обусловленных недостаточной ЭДУ, весьма велика [13].

На основе изложенного, можно констатировать, что рассмотренные выше ЭМС ИСУ не лишены серьезных недостатков и, согласно например [10, 11, 15], их почти досконально отработанные, в рамках традиционных структур, конструктивно-технологические решения практически достигли предела развития. Поэтому необходимы поиск и разработка новых способов и технических предложений по усовершенствованию

активной и конструктивной части ИСУ. Такими способами являются системный подход и структурное преобразование ЭМС [9, 10], в том числе на основе предложений в виде нетрадиционных конфигураций ОК катушек обмоток и стержней магнитопроводов [11]. Также представляется целесообразным расширение практики использования пространственных структур ЭМС позволяющих дополнительно к снижению материалоемкости упростить конструктивную часть и усовершенствовать систему принудительного охлаждения ИСУ [15].

Перспективным вариантом преобразования ЭМС представляется замена плоских параллельных и криволинейных ОП на многоплоскостные ОП создающие многогранные ОК витков обмоток и сечений стержней [11].

Из (1) – (4) следует способ повышения ЭДУ ИСУ заключающийся в формировании катушек обмоток на основе  $n \geq 6$ -гранных ОК витков [16]. Особенностью подобных катушек является наличие участков витков сформированных прямыми линиями пересекающимися под тупыми углами изгиба витков  $\alpha_B \geq 120^\circ$  (рис.4,б). В отличие от круговых витков (рис. 4,а), на прямых участках которые составляют основную часть длины многогранного витка, исключаются составляющие деформаций и напряжений (1) и (2), обусловленных изгибом. Эти составляющие, согласно (3), (4), как и возможные повреждения витковой изоляции при изгибе, концентрируются в зонах витков на осях вершин многогранника. Поэтому в этих зонах должна быть усилена изоляция и сосредоточены механические крепления обмотки, в частности установлены столбы горизонтальных прокладок и прошивные рейки [16]. Для максимального повышения электрической прочности и ЭДУ обмотки, в угловых зонах граней между витками должны быть установлены дополнительные вертикальные прокладки (рис. 4,б). Вертикальные прокладки и рейки, а также отверстия и выемки под них в горизонтальных прокладках, могут выполняться с формой которая соответствует внутреннему  $r_B$  и наружному  $r_H$  радиусам скруглений обмоточных витков [16].

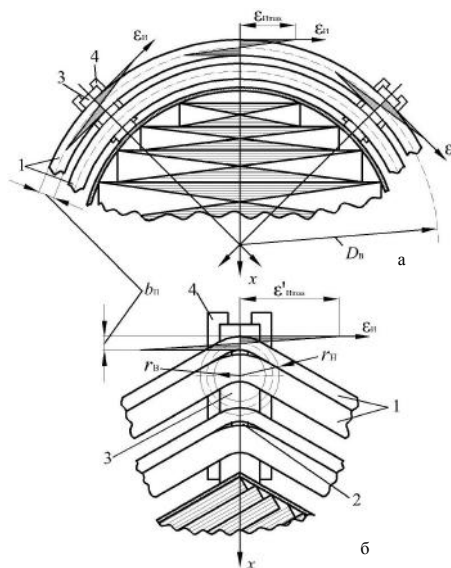


Рис. 4. Изгиб и деформации начального изгиба проводника по круговому контуру витка (а) и концентрация деформаций изгиба в угловых зонах многогранного контура витка (б): 1 – проводник; 2 – вертикальная прокладка; 3 – прошивная рейка; 4 – опорная прокладка

Числу граней ОК витков обмотки (рис. 4,б) должны соответствовать контуры сечений стержней магнитопроводов с конструктивно-технологическими решениями, удовлетворяющими требованию конструктивной "безотходности", то есть безотходности выполнения элементарных слоев магнитопровода из прямоугольной полосы (ленты) являющейся долевой частью стандартного прокатного рулона ЭТС. Многогранные конфигурации ОК сечений стержней и магнитопроводов в целом позволяют усовершенствовать известные структуры (рис. 1-3) и создать новые структуры ЭМС.

#### НЕТРАДИЦИОННЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИСТЕМ С КОМБИНИРОВАННЫМИ СТЫКОВЫМИ МАГНИТОПРОВОДАМИ

Варианты ЭМС со стыковыми магнитопроводами являются более технологичными [4], так как не требуют расширтки верхнего ярма при установке катушек обмотки, а раздельное изготовление стержней и ярм позволяет успешно решать задачи механизации и автоматизации производства. Однако недостатками подобных ЭМС (не относятся к ненасыщенным реакторам и дросселям с конструктивными зазорами в магнитопроводах) являются необходимость изолирования стыков и повышенный ток холостого хода [4, 6]. В связи с этим, некоторые фирмы практикуют механическую обработку стыковых поверхностей [4]. Согласно [6], структура ЭМС (рис. 2,в) с цилиндрическими ОП и комбинированным стыковым магнитопроводом позволяет снизить массу активной стали и потери холостого хода на 9-10%. При этом её эффективность понижена наличием "добавочного" структурного объема ЭТС ярм обусловленного несоответствием радиусов ОК стержней и угловых зон наружных контуров ярм, а также традиционным "ступенчатым" сечением стержней.

Технический уровень вариантов трехфазной ЭМС соответствующих структуре (рис. 2,в) повышается использованием шестигранных (рис. 5,а-в) и девятигранных (рис. 5,г) ОК в пространственных комбинированных стыковых магнитопроводах [17, 18]. Многогранные ОК обмоточных витков ЭМС (рис. 5) повышают ЭДУ ИСУ при сохранении традиционных прямоугольных конфигураций обмоточных окон и вертикальных сечений катушек обмоток. Указанные ОК создают стержни из пакетов параллелограмного или ромбического сечений [17] которые собираются из идентичных прямоугольных пластин (листов) ЭТС, что является весьма важным технологическим преимуществом. Другим важным структурным преимуществом шестигранной конфигурации стержней магнитопроводов ЭМС (рис. 5,а-б) и других типов магнитопроводов является максимальный коэффициент заполнения ОК сечением стержня  $K_{\text{зп}} \approx 1$ .

Прямые грани стержней магнитопроводов ЭМС (рис. 5,а, б и г) создают плоские параллельные участки поверхностей обмоточных окон, что снижает упомянутый выше "добавочный" структурный объем ярм, массу и потери в стали ИСУ. Излишний "добавочный" объем также снижается, совместно с радиусами угловых зон наружного контура ярма, в конструкциях магнитопроводов ЭМС [18] (рис. 5,в и г), выполненных с двухконтурными ярмами. Внутренняя

и наружная части (контуры) каждого ярма навиваются так, что в их угловых зонах образуются промежутки (отверстия). Стержни также выполняются с центральными отверстиями и собираются из шести пакетов идентичных пластин (листов) ЭТС. Отверстия между внутренними и наружными поверхностями соответственно внешнего и внутреннего контуров ярм, совпадающие с отверстиями стержней, используются как аксиальные каналы охлаждения и для установки шпилек стяжки магнитопровода.

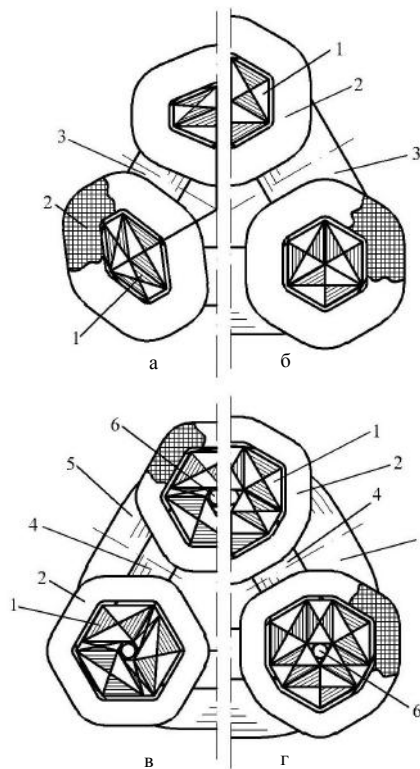


Рис. 5. Конструктивные схемы (в поперечном сечении) трехфазных аксиальных электромагнитных систем с шестигранным (а-в) и девятигранным (г) сечением стержней, а также одноконтурными (а, б) и двухконтурными (в, г) ярмами магнитопровода:  
1 – стержень; 2 – катушка обмотки; 3 – ярмо;  
4 – внутренний контур ярма; 5 – наружный контур ярма;  
6 – стяжная шпилька

#### ВЫВОДЫ

1. На протяжении более чем 125-летнего развития ИСУ разработаны различные варианты конструкторско-технологических решений планарных, а также радиальных и аксиальных пространственных ЭМС из которых основными стали два типа систем характеризующихся общими структурными признаками плоских параллельных и криволинейных ОП.

2. Плоские параллельные и криволинейные ОП создают "традиционные" конструктивно-структурные исполнения ЭМС с прямоугольными, круговыми или эллиптическими ОК витков катушек обмоток и сечений стержней шихтованных, а также витых и комбинированных магнитопроводов которые практически досконально отработаны и, в связи с этим, лишены перспектив.

3. Дальнейшее усовершенствование ИСУ возможно на основе разработки нетрадиционных струк-

тур, в частности с многогранными ОК элементов ЭМС, позволяющими повысить ЭДУ обмоток.

4. Вариантом структурного преобразования ЭМС, наиболее перспективным для решения задач усовершенствования трехфазных реакторов, является использование шести или девятигранных ОК катушек обмоток и стержней в пространственных ЭМС с аксиальными комбинированными стыковыми магнитопроводами.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гусев С.А. Очерки по истории развития электрических машин. – М.: Госэнергоиздат, 1955. – 216 с.
2. Бальян Р.Х. Трансформаторы малой мощности. – Л.: Судпромиз, 1961. – 368 с.
3. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. В 2-х ч., Ч.1 – Машины постоянного тока и трансформаторы. Учебник для вузов. – Л.: Энергия, 1972. – 544 с.
4. Магнитопроводы силовых трансформаторов (технология и оборудование) / А.И. Майорец, Г.И. Пшеничный, Я.З. Чечелок и др. – М.: Энергия, 1973. – 272 с.
5. Дорожко Л.И., Либкинд М.С. Реакторы с поперечным подмагничиванием. – М.: Энергия, 1977. – 176 с.
6. Тихомиров П.М. Расчет трансформаторов: Учебное пособие для вузов. – 5-е издание. Перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 528 с.
7. Воеводин И.Д., Дейнега И.А., Сисуненко О.И. Итоги и задачи развития трансформаторостроения // Электротехника. – 1976. – № 4. – С. 1-7.
8. Веселовский О.Н., Копылов И.П. У истоков электромеханики. Столетие трансформатора // Электротехника. – 1984. – № 11. – С. 62-63.
9. Volkrodt W. Neue Wege im Electromashinenbau // Electrojobr. – 1985. – S. 29-38.
10. Ставинский А.А. Проблема и направления дальнейшей эволюции устройств электромеханики // Электротехника и электромеханика. – 2004. – № 1. – С. 57-61.
11. Ставинский А.А., Ставинский Р.А. Классификация структур и элементов электромагнитных систем электромеханических и индукционных статических преобразователей // Электротехника и электромеханика. – 2008. – № 2. – С. 53-58.
12. Лазарев В.И. Влияние прочностных характеристик материала проводников на критические напряжения радиальной устойчивости обмоток трансформаторов // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2003. – №3(6). – С. 80-86.
13. Лазарев В.И. Обобщение результатов исследований по проблеме электродинамической стойкости силовых трансформаторов // Технічна електродинаміка. – 2005. – № 1. – С. 53-60.
14. Лазарев В.И. Электродинамічна стійкість силових трансформаторів (основи теорії, методи розрахунку, засоби забезпечення). Автореф. дис... докт. техн. наук: 05.09.01 / Ін-т електродинаміки НАН України. – К.: 2006. – 37 с.
15. Ставинский А.А., Тищенко И.А., Зеленый Н.И. Перспективы и особенности дальнейшего совершенствования индукционных электромеханических и статических преобразователей // Электротехнічні і комп'ютерні системи. – 2010. – № 1 (77). – С. 64-69.
16. Патент на корисну модель 38596 Україна, МПК(2009) H01F 27/28, H01F 27/30, H01F 27/32. Обмотка статичного індукційного пристрою // А.А. Ставинський, Р.А. Ставинський, О.М. Циганов. – u200809425; Заявл. 18.07.2008; Опубл. 10.03.2009, Бюл. № 5.
17. Патент на винахід 88883 Україна, МПК(2009) H01F 27/28, H01F 27/24, H01F 21/00. Просторова електромагнітна система // А.А. Ставинський, Р.А. Ставинський. – a200604817; Заявл. 03.05.2006; Опубл. 10.12.2009, Бол. №23.
18. Патент на винахід 91755 Україна, МПК(2009) H01F 3/00, H01F 27/24. Магнітопровід трифазного статичного індукційного пристрою // А.А. Ставинський, Р.А. Ставинський, О.М. Циганов. – a200813522; Заявл. 24.11.2008; Опубл. 25.08.2010, Бюл. № 16.

- Bibliography (transliterated):** 1. Gusev S.A. Oчерki po istorii razvitiya `elektricheskikh mashin. - M.: Gos'energoizdat, 1955. - 216 s. 2. Bal'yan R.H. Transformatory maloj moschnosti. - L.: Sudpromiz, 1961. - 368 s. 3. Kostenko M.P., Piotrovskij L.M. `Elektricheskie mashiny. V 2-h ch., Ch.1 - Mashiny postoyannogo toka i transformatory. Uchebnik dlya vuzov. - L.: `Energiya, 1972. - 544 s. 4. Magnitoprovody silovyh transformatorov (tehnologiya i oborudovanie) / A.I. Majorec, G.I. Pshenichnyj, Ya.Z. Chechelyuk i dr. - M.: `Energiya, 1973. - 272 s. 5. Dorozhko L.I., Libkind M.S. Reaktory s poperechnym podmagnichivaniem. - M.: `Energiya, 1977. - 176 s. 6. Tihomirov P.M. Raschet transformatorov: Uchebnoe posobie dlya vuzov. - 5-e izdanie. Pererab. i dop. - M.: `Energoatomizdat, 1986. - 528 s. 7. Voevodin I.D., Dejnega I.A., Sisunenko O.I. Itogi i zadachi razvitiya transformatorostroeniya // `Elektrotehnika. - 1976. - № 4. - S. 1-7. 8. Veselovskij O.N., Kopylov I.P. U istokov `elektromehaniки. Stoletie transformatora // `Elektrotehnika. - 1984. - № 11. - S. 62-63. 9. Volkrodt W. Neue Wege im Electromashinenbau // Electrojobr. - 1985. - S. 29-38. 10. Stavinskij A.A. Problema i napravleniya dal'nejšej `evolucii ustrojstv `elektromehaniки // Elektrotehnika i elektromehaniка. - 2004. - № 1. - S. 57-61. 11. Stavinskij A.A., Stavinskij R.A. Klassifikacija struktur i `elementov `elektromagnitnyh sistem `elektromehaniчeskikh i indukcionnyh staticheskikh preobrazovatelej // Elektrotehnika i elektromehaniка. - 2008. - № 2. - S. 53-58. 12. Lazarev V.I. Vliyanie prochnostnyh harakteristik materiala provodnikov na kriticheskie napryazheniya radial'noj ustojchivosti obmotok transformatorov // Praci Institutu elektrodinamiki NAN Ukraini. - 2003. - №3(6). - S. 80-86. 13. Lazarev V.I. Obobshchenie rezul'tatov issledovanij po probleme `elektrodinamicheskoy stojkosti silovyh transformatorov // Tehnichna elektrodinamika. - 2005. - № 1. - S. 53-60. 14. Lazarev V.I. Elektrodinamichna stijkist' silovyh transformatoriv (osnovi teorii, metodi rozrahunku, zasobi zabezpechennja). Avtoref. dis... dokt. tehn. nauk: 05.09.01 / In-t elektrodinamiki NAN Ukraini. - K.: 2006. - 37 s. 15. Stavinskij A.A., Tischenko I.A., Zelenyj N.I. Perspektivy i osobennosti dal'nejshogo usovershenstvovaniya indukcionnyh `elektromehaniчeskikh i staticheskikh preobrazovatelej // Elektrotehnični i komp'yuterni sistemi. - 2010. - № 1 (77). - S. 64-69. 16. Patent na korisnu model' 38596 Ukraina, MPK(2009) H01F 27/28, H01F 27/30, H01F 27/32. Obmotka statichnogo indukcionnogo pristroyu // A.A. Stavinskij, R.A. Stavinskij, O.M. Ciganov. - u200809425; Zayavl. 18.07.2008; Opubl. 10.03.2009, Byul. № 5. 17. Patent na vinahid 88883 Ukraina, MPK(2009) H01F 27/28, H01F 27/24, H01F 21/00. Prostorova elektromagnitna sistema // A.A. Stavinskij, R.A. Stavinskij. - a200604817; Zayavl. 03.05.2006; Opubl. 10.12.2009, Bol. №23. 18. Patent na vinahid 91755 Ukraina, MPK(2009) H01F 3/00, H01F 27/24. Magnitoprovod trifaznogo statichnogo indukcionnogo pristroyu // A.A. Stavinskij, R.A. Stavinskij, O.M. Ciganov. - a200813522; Zayavl. 24.11.2008; Opubl. 25.08.2010, Byul. № 16.

Поступила 17.06.2011

Ставинский Андрей Андреевич, д.т.н., проф.  
кафедра "Судовые электроэнергетические системы"  
Национальный университет кораблестроения  
имени адмирала Макарова  
54025, Николаев, пр. Героев Сталинграда, 9  
тел. (0512) 39-94-53,  
e-mail: andreystavynskiy@nuos.edu.ua

Stavinskiy A.A.

**Evolution of structures and preconditions for transformers and reactors improvement via electromagnetic system circuits transformation (electrodynamics stability and systems with combined butt magnetic cores).**

Results and prospects of further evolution, features and ways of electrodynamic stability control for electromagnetic systems of transformers and reactors are analyzed. Examples of structural transformation of a spatial axial system with a belt-plate butt magnetic circuit on the basis of multiplane forming surfaces of rods and coil windows are presented.

**Key words – structure evolution, magnetic circuit, coil, electrodynamic stability, improvement preconditions.**

## РАСЧЕТНАЯ ОЦЕНКА ВРЕМЕНИ РАЗДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЗАРЯДОВ В МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДНИКЕ ПРИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ

*Отримана формула для наближеного розрахунку часу виникнення надмірних електричних зарядів на кінцях (торцях) металевого провідника при явищі електромагнітній індукції.*

*Получена формула для приближенного расчета времени возникновения избыточных электрических зарядов на концах (торцах) металлического проводника при явлении электромагнитной индукции.*

### ВВЕДЕНИЕ

Открытое в 1831 году великим английским физиком Майклом Фарадеем (1791-1867 гг.) фундаментальное явление электромагнитной индукции (ЭМИ) в металлическом проводнике (электрическом контуре) [1, 2], несмотря на прошедшие фактически 180 лет с момента его открытия, требует своего дальнейшего теоретического изучения и развития. Это касается, прежде всего, углубления наших воззрений на физические микромеханизмы возникновения этого чрезвычайно важного для электротехники, электроэнергетики и в целом для земной цивилизации электрофизического явления в проводниках и электрических контурах (витках обмоток электрогенераторов и электродвигателей). В [3-5] автором были представлены определенные приближенные физико-технические подходы для нового описания возможных электрофизических микромеханизмов, приводящих к возникновению явления ЭМИ в движущемся (первый случай) в постоянном магнитном поле и неподвижном (второй случай) прямолинейном немагнитном круглом металлическом проводнике (электрическом контуре), испытывающем во втором случае воздействие внешнего переменного магнитного поля. В [6] автором в рамках работ по углублению наших представлений о явлении ЭМИ была получена формула для приближенного расчета толщины слоя индукционных (избыточных) отрицательных и положительных электрических зарядов на противоположных плоских концах (торцах) разомкнутого металлического проводника, сопровождающих проявление в нем (проводнике) ЭМИ. В настоящее время в теоретической электротехнике и электрофизике отсутствуют научно-технические данные по расчетной оценке при ЭМИ времени разделения  $t_D$  объемных электрических зарядов в твердотельной плазме металлического проводника и соответственно времени возникновения в нем явления ЭМИ.

### 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ПО ОЦЕНКЕ ВРЕМЕНИ РАЗДЕЛЕНИЯ И ВОЗНИКНОВЕНИЯ ПРИ ЭМИ ИНДУКЦИОННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЗАРЯДОВ В МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДНИКЕ

Принимаем, что в твердом немагнитном материале незамкнутого прямолинейного круглого металлического проводника радиусом  $r_0$  и длиной  $l_0 \gg r_0$  (рис. 1) присутствуют нерелятивистские свободные электроны с электрическим зарядом  $e_0$ , имеющие усредненную по его макроскопическому объему концентрацию  $n_{e0}$  и подчиняющиеся квантовой статистике Ферми-Дирака [7]. С учетом этого положения тепловая скорость  $v_F$  хаотичного движения свободных электронов металлического проводника будет определяться их энергией Ферми  $W_F$ , зависящей от темпе-

ратуры  $T_0$  его материала и характерной для каждого вида (сорта) атомов кристаллической решетки металла проводника [7]. Примем, что до возникновения в рассматриваемом проводнике явления ЭМИ свободные электроны и ионы атомов его материала в первом приближении образовывали равновесную изотермическую низкотемпературную твердотельную плазму [8], для которой электронная и ионная температуры были равны друг другу и в ней имело место взаимная компенсация пространственных отрицательных зарядов свободных электронов и находящихся в узлах кристаллической решетки положительных зарядов ионов металла проводника. Пусть в исследуемом проводнике с плоскими круглыми концами (торцами) из-за проявления в его микроструктуре ЭМИ и возникновения вдоль него индукционного электрического поля с напряженностью  $E_0$  в его объеме произошло равновесное распределение и продольное смещение свободных электронов с их избыточной концентрацией на левом конце (торце) проводника и их уменьшенной (по сравнению с первоначальной до проявления в проводнике ЭМИ) концентрацией на правом конце (торце) разомкнутого на краях проводника.

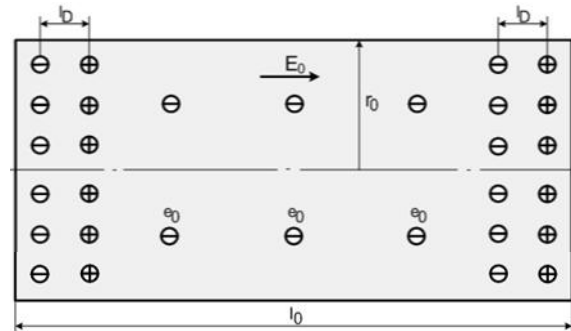


Рис. 1. Расчетная конструкция металлического проводника

Считаем, что нарушение электронейтральности твердотельной плазмы металлического проводника, состоящей из отрицательно заряженного "электронного газа" и ионизированных положительно заряженных атомов металла проводника, в его краевых зонах вызвано продольным смещением перпендикулярных продольной оси проводника плоских слоев свободных электронов его материала, приводящим к образованию в этих зонах плоских слоев отрицательного и положительного объемных зарядов, разделенных вакуумным зазором величиной  $l_D$  (см. рис. 1). Отметим, что в процессе такого продольного смещения в теле проводника его электронов проводимости изменения их концентрации (плотности) в остальной части объема проводника не наблюдается [3-5]. Избыточные заряды на концах (торцах) проводника обуславливают



появление на них соответственно отрицательного  $\phi_-$  и положительного  $\phi_+$  электрических потенциалов. В физике плазмы для описания процесса разделения электрических зарядов в объеме квазинейтральной плазмы были введены понятия пространственного и временного масштабов разделения ее отрицательных и положительных зарядов [8]. Используя эти понятия из физики плазмы и возникновение в силу проявления ЭМИ на левом конце рассматриваемого проводника индукционного избыточного отрицательного электронного заряда и на его правом конце индукционного избыточного положительного заряда, определим приближенным расчетным путем время разделения  $t_D$  и возникновения индукционных электрических зарядов на плоских концах (торцах) разомкнутого металлического проводника. Данный оценочный расчет выполним при допущении равномерного и однослойного распределения избыточных отрицательных и положительных электрических зарядов по плоским концам (торцам) металлического проводника, образующих в области его противоположных краев двойные электрические наноконденсаторные слои [6].

## 2. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРИ ЯВЛЕНИИ ЭМИ ВРЕМЕНИ РАЗДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЗАРЯДОВ В МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДНИКЕ

Рассмотрим равновесное состояние свободных электронов на одном из концов (торцов) исследуемого проводника после нарушения на нем электронейтральности его "металлической" плазмы, вызванного внешним электромагнитным воздействием и проявлением из-за него в микроструктуре проводника ЭМИ. Для минимального времени  $t_D$  разделения электрических зарядов твердотельной плазмы в металлическом проводнике при ЭМИ и возникновения на его противоположных концах (торцах) плоских слоев избыточных отрицательных (электронных) и положительных (ионных) зарядов можно в приближенном виде записать следующее общее расчетное выражение:

$$t_D = l_D/v_e, \quad (1)$$

где  $l_D$  – расстояние между противоположно заряженными плоскими нанослоями на концах (торцах) проводника;  $v_e$  – усредненная скорость продольного смещения перпендикулярных продольной оси проводника плоских слоев свободных электронов его материала в зоне концов (торцов) проводника.

В соответствии с результатами работы [6] для величины расстояния  $l_D$  в (1) воспользуемся следующим приближенным расчетным соотношением:

$$l_D = [2\varepsilon_0 W_F / (e_0^2 n_{e0})]^{1/2}, \quad (2)$$

где  $W_F = 0,6h^2(8m_e)^{-1}(3n_{e0}/\pi)^{2/3}$  – среднее значение энергии Ферми для свободного электрона;  $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$  Дж·с – постоянная Планка;  $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31}$  кг – масса покоя электрона;  $\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$  Ф/м – электрическая постоянная;  $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$  Кл – электрический заряд электрона;  $n_{e0}$  – усредненная концентрация (объемная плотность) электронов проводимости в проводнике.

Для нахождения в (1) величины скорости  $v_e$  составим уравнение равновесия свободных электронов в двойном наноконденсаторном слое исследуемого края рассматриваемого проводника в следующем виде:

$$m_e a_e = e_0 E_e, \quad (3)$$

где  $E_e = W_F / (e_0 l_D)$  – напряженность сверхсильного

электрического поля между противоположно заряженными плоскими нанослоями на концах (торцах) проводника [6];  $a_e$  – продольное ускорение свободных электронов в зоне концов (торцов) проводника.

Из (3) для ускорения  $a_e$  электронов проводимости материала проводника в зоне его противоположных плоских концов (торцов) в процессе разделения в этих краевых областях материала проводника объемных электрических зарядов находим:

$$a_e = W_F / (m_e l_D). \quad (4)$$

С учетом (4) для искомой скорости  $v_e$  продольного смещения при ЭМИ свободных электронов в краевых областях противоположных концов (плоских торцов) рассматриваемого разомкнутого на краях металлического проводника приближенно получаем:

$$v_e = a_e t_D = W_F t_D / (m_e l_D). \quad (5)$$

Тогда после подстановки (2) и (5) в (1) и элементарных преобразований для величины минимального времени  $t_D$  разделения электрических зарядов и возникновения избыточных зарядов на плоских концах (торцах) металлического проводника, наступающего при явлении ЭМИ, в принятом приближении имеем:

$$t_D = [2\varepsilon_0 m_e / (e_0^2 n_{e0})]^{1/2}. \quad (6)$$

Для входящей в (6) величины усредненной объемной плотности (концентрации)  $n_{e0}$  свободных электронов в исследуемом проводнике с валентностью  $k_e$  его металла (химического элемента) можно записать следующее известное расчетное выражение [2, 9]:

$$n_{e0} = k_e d_e (M_a \cdot 1,6606 \cdot 10^{-27})^{-1}, \quad (7)$$

где  $d_e$  – плотность материала проводника;  $M_a$  – атомная масса материала проводника, определяемая согласно количественным данным периодической системы химических элементов Менделеева.

## 3. ПРИМЕР РАСЧЕТА ВРЕМЕНИ РАЗДЕЛЕНИЯ ОБЪЕМНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЗАРЯДОВ В МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДНИКЕ

Выполним по (6) численную оценку минимального времени  $t_D$  разделения и появления индукционных (избыточных) отрицательных и положительных электрических зарядов на концах (плоских торцах) прямолинейного медного проводника при  $r_0 = 1$  мм,  $l_0 = 1$  м и температуре окружающей его воздушной среды, равной температуре материала проводника  $T_0 = 0$  °С. Примем, что явление ЭМИ в разомкнутом на краях проводнике, находящемся в атмосферном воздухе, обусловлено его движением в сильном постоянном магнитном поле с индукцией в 1 Тл [3, 4]. Для нашего расчетного случая из (7) находим, что при  $k_e = 2$ ,  $d_e = 8900$  кг/м<sup>3</sup> и  $M_a = 63,54$  [2] для твердого медного проводника усредненная объемная плотность в нем электронов проводимости при  $T_0 = 0$  °С оказывается равной около  $n_{e0} = 16,86 \cdot 10^{28}$  м<sup>-3</sup>. В результате из (6) получаем, что в рассматриваемом случае величина минимального времени разделения  $t_D$  и возникновения объемных индукционных электрических зарядов разной полярности на противоположных концах (плоских торцах) медного проводника составит численное значение, равное примерно  $0,61 \cdot 10^{-16}$  с. Для сравнения найденной крайне малой расчетной величины  $t_D$  с известными в атомной физике временными характеристиками отметим, что при  $T_0 = 0$  °С время релаксации  $\tau_e$  свободного электрона (среднее время свободного пробега электрона между двумя последовательными актами его столкновения с ионизирован-

ными атомами кристаллической решетки металла) в меди составляет около  $5,3 \cdot 10^{-14}$  с [10]. Из (2) для усредненного значения энергии Ферми  $W_F$  применительно к свободным электронам медного проводника при  $n_{e0} = 16,86 \cdot 10^{28}$  м<sup>-3</sup> следует, что  $W_F = 10,69 \cdot 10^{-19}$  Дж [6]. При данном значении энергии Ферми  $W_F$  величина расстояния  $l_D$  между наноконденсаторными слоями на концах (плоских торцах) медного проводника в режиме проявления в нем явления ЭМИ оказывается равной около  $0,66 \cdot 10^{-10}$  м [6]. Тогда с помощью (4) получаем, что при ЭМИ ускорение  $a_e$  свободных электронов в рассматриваемых краевых областях медного проводника может принимать огромное численное значение, составляющее примерно  $1,77 \cdot 10^{22}$  м/с<sup>2</sup>. При таком значении ускорения  $a_e$  и при  $t_D = 0,61 \cdot 10^{-16}$  с согласно (5) усредненная скорость  $v_e$  продольного смещения электронов проводимости в зоне противоположных концов (плоских торцов) исследуемого медного проводника может составить около  $1,08 \cdot 10^6$  м/с. Полученное приближенным расчетным путем значение скорости  $v_e$  продольного смещения плоских слоев свободных электронов в медном проводнике оказывается меньше значения тепловой скорости  $v_F$  хаотичного движения при  $T_0 = 0$  °С свободных электронов в меди, определяемой их энергией Ферми  $W_F$  и численно составляющей  $v_F = (2W_F/m_e)^{1/2} = 1,53 \cdot 10^6$  м/с. Полученные оценочные численные результаты для величин  $t_D < \tau_e$  и  $v_e < v_F$  могут косвенно указывать на работоспособность предложенного здесь приближенного физико-технического подхода для изучения электрофизических процессов в микроструктуре металлического проводника, испытывающего проявление ЭМИ.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Для дальнейшего изучения электрофизических микропроцессов в твердых металлических проводниках (электрических контурах), содержащих твердотельную плазму и испытывающих проявление ЭМИ, на основе известных положений физики плазмы предложен упрощенный физико-технический подход, который позволяет расширить и углубить наши представления о явлении ЭМИ в проводящих средах.

2. На основании предложенного подхода получена формула (6) для приближенного расчета минимального времени  $t_D$  разделения и возникновения объемных индукционных электрических зарядов на противоположных концах (плоских торцах) металлического проводника, испытывающего действие ЭМИ.

3. Выполненная по формуле (6) расчетная численная оценка минимального времени  $t_D$  разделения и появления индукционных отрицательных и положительных электрических зарядов на краях (плоских торцах) разомкнутого медного проводника показала, что оно оказывается существенно меньше времени релаксации  $\tau_e$  для свободного электрона в меди.

4. Расчетная численная оценка усредненной скорости  $v_e$  продольного смещения при ЭМИ плоских слоев свободных электронов в зонах двойных электрических нанослоев на противоположных концах (плоских торцах) медного проводника свидетельствует о том, что она меньше тепловой скорости  $v_F$  их хаотичного движения, определяемой энергией Ферми  $W_F$ .

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баранов М.И. Майкл Фарадей и его научные заслуги перед человечеством // Электротехника і електромеханіка. – 2009. – № 6. – С. 3-12.
2. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский. – Киев: Наукова думка, 1989. – 864 с.
3. Баранов М.И. Новый электрофизический подход по теоретическому обоснованию явления электромагнитной индукции Фарадея в движущемся металлическом проводнике // Электротехніка і електромеханіка. – 2010. – № 1. – С. 24-28.
4. Баранов М.И. Электрофизический микромеханизм явления электромагнитной индукции в движущемся металлическом проводнике // Электричество. – 2010. – № 11. – С. 69-75.
5. Баранов М.И. Новый электрофизический подход по теоретическому обоснованию явления электромагнитной индукции Фарадея в неподвижном металлическом проводнике // Электротехніка і електромеханіка. – 2010. – № 4. – С. 32-36.
6. Баранов М.И. Расчетная оценка толщины слоя индукционных электрических зарядов в металлическом проводнике // Электротехніка і електромеханіка. – 2011. – № 4. – С. 55-57.
7. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. – М.: Наука, 1990. – 624 с.
8. Голант В.Е., Жилинский А.П., Сахаров И.Е. Основы физики плазмы. – М.: Атомиздат, 1977. – 384 с.
9. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 2-х томах. Том 2, Кн. 1: Теория электрофизических эффектов и задач. – Харьков: Изд-во НТУ "ХПИ", 2009. – 384 с.
10. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. – М.: Мир, 1972. – 391 с.

**Bibliography (transliterated):** 1. Baranov M.I. Majkl Faradej i ego nauchnye zaslugi pered chelovechestvom // Elektrotehnika i elektromehaniika. – 2009. – № 6. – S. 3-12. 2. Kuz'michev V.E. Zakony i formuly fiziki / Otv. red. V.K. Tartakovskij. – Kiev: Naukova dumka, 1989. – 864 s. 3. Baranov M.I. Novyj `elektrofizicheskij podhod po teoreticheskomu obosnovaniyu yavleniya `elektromagnitnoj indukcii Faradeya v dvizhushchemsya metallicheskom provodnike // Elektrotehnika i elektromehaniika. – 2010. – № 1. – S. 24-28. 4. Baranov M.I. `Elektrofizicheskij mikromehanizm yavleniya `elektromagnitnoj indukcii v dvizhushchemsya metallicheskom provodnike // `Elektrichestvo. – 2010. – № 11. – S. 69-75. 5. Baranov M.I. Novyj `elektrofizicheskij podhod po teoreticheskomu obosnovaniyu yavleniya `elektromagnitnoj indukcii Faradeya v nepodvizhnom metallicheskom provodnike // Elektrotehnika i elektromehaniika. – 2010. – № 4. – S. 32-36. 6. Baranov M.I. Raschetnaya ocenka tolschiny sloya indukcionnyh `elektricheskikh zaryadov v metallicheskom provodnike // Elektrotehnika i elektromehaniika. – 2011. – № 4. – S. 55-57. 7. Yavorskij B.M., Detlaf A.A. Spravochnik po fizike. – M.: Nauka, 1990. – 624 s. 8. Golant V.E., Zhilinskij A.P., Saharov I.E. Osnovy fiziki plazmy. – M.: Atomizdat, 1977. – 384 s. 9. Baranov M.I. Izbrannye voprosy `elektrofiziki: Monografiya v 2-h tomah. Tom 2, Kn. 1: Teoriya `elektrofizicheskikh `effektov i zadach. – Har'kov: Izd-vo NTU "HPI", 2009. – 384 s. 10. Knopfel' G. Sverhsil'nye impul'snye magnitnye polya. – M.: Mir, 1972. – 391 s.

Поступила 23.02.2011

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

Baranov M.I.

#### Estimation of electric charge separation time in a metallic conductor under electromagnetic induction.

A formula is obtained for approximate calculation of excess electric charges generation time at the ends (butt ends) of a metallic conductor under action of electromagnetic induction.

**Key words** – metallic conductor, electromagnetic induction, excess electric charges, charge separation time.

## ЦИЛИНДРИЧЕСКИЕ ГАРМОНИКИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ОДНОРОДНО НАМАГНИЧЕННОГО ЦИЛИНДРА

*Розглянуто застосування апарату циліндричних гармоник до магнітного поля однорідно намагніченого циліндра. Результати отримані при використанні двох моделей намагніченого циліндра: на основі фіктивних магнітних зарядів та на основі просторового розподілу магнітних диполів.*

*Рассмотрено применение аппарата цилиндрических гармоник к магнитному полю однородно намагниченного цилиндра. Результаты получены при использовании двух моделей намагниченного цилиндра: на основе фиктивных магнитных зарядов и на основе пространственного распределения магнитных диполей.*

### ВВЕДЕНИЕ

Современной тенденцией разработки новых и оптимизации существующих технических объектов (ТО) является построение их математических моделей, наиболее полно и точно описывающих их свойства. В этой связи представляет интерес адаптация аналитических моделей к ТО, расчет параметров которых обычно проводят численными методами. Построенные на основе точных аналитических моделей описания ТО, как правило, легко могут быть использованы для синтеза его оптимизированного варианта исполнения сразу по нескольким рабочим характеристикам. Например, для магнитных исполнительных органов (МИО), кроме главного критерия – величины создаваемого магнитного момента (ММ), также важны минимально возможные значения таких параметров: потребляемая мощность, масса, габаритные размеры и др. Немаловажным фактором, повышающим интерес к аналитическим моделям, является существенное упрощение анализа и синтеза моделей при использовании современной компьютерной техники и программных пакетов (Maple), позволяющих не только визуализировать результаты математического расчета, но и упростить ее аналитическое представление.

Как известно [1], к важным факторам, требующим учета при создании модели МИО, следует отнести зависимость ММ от формы и размеров сердечника. Поскольку наиболее технологичной формой для сердечника внутри токовой катушки является круговой цилиндр, то очевидно, что аналитическая модель его ММ примет наиболее простой вид при использовании цилиндрической системы координат, а выражение для магнитного поля (МП) – на основе цилиндрических гармоник.

Целью работы является построение аналитической модели МП равномерно намагниченного вдоль аксиальной оси цилиндра на основе цилиндрических гармоник скалярного потенциала.

### ИСХОДНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Будем рассматривать МП, создаваемое равномерно намагниченным вдоль аксиальной оси цилиндром с высотой  $h$  и радиусом  $R$  (рис. 1). При этом воспользуемся двумя моделями: на основе фиктивных магнитных зарядов и на основе пространственного распределения намагниченности.

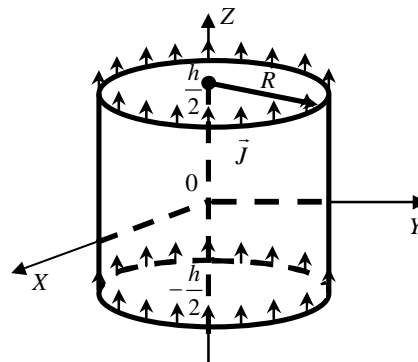


Рис. 1. Однородно намагниченный цилиндр

В первом случае ввиду равномерного распределения магнитных диполей можно считать, что МП создается магнитными зарядами, равномерно распределенными по торцевым поверхностям цилиндра (рис. 2).

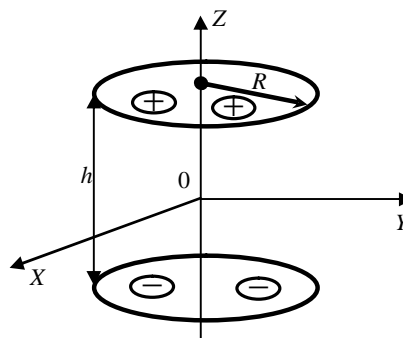


Рис. 2. Фиктивные магнитные заряды на торцевой поверхности цилиндра

Причем, магнитный заряд  $q_m$  на каждой из торцевых поверхностей:

$$q_m = \frac{M}{h}, \quad (1)$$

где  $M$  – суммарный дипольный магнитный момент цилиндра, такой, что  $M = J \cdot V$ .

Тогда для каждого элементарного заряда  $dq_m$  на элементе торцевой поверхности  $dS$  в цилиндрической системе координат справедливо:

$$dq_m = \frac{M}{V} dS = Jr' d\phi dr'. \quad (2)$$

Во втором случае, при использовании модели намагниченности, по ее определению имеем:

$$d\bar{M} = \bar{J}dV = \text{const.} \quad (3)$$

При этом магнитный потенциал цилиндра связан с потенциалом диполей следующим соотношением:

$$U = \int_V dU_\delta, \quad (4)$$

где  $U$  – потенциал, создаваемый намагниченным цилиндром,  $U_\delta$  – потенциал диполя. Здесь мы полагаем распределение диполей непрерывным по всему объему  $V$  цилиндра.

#### МОДЕЛЬ ПОВЕРХНОСТНЫХ ЗАРЯДОВ

Сначала вычислим магнитный потенциал, создаваемый одной торцевой поверхностью в произвольной точке пространства, заданной цилиндрическими координатами  $(r, \varphi, z)$ .

Согласно принципу суперпозиции, общий потенциал равен сумме потенциалов, создаваемых в данной точке каждым элементарным зарядом:

$$U = \int_S dU. \quad (5)$$

Потенциал точечного заряда представляется в виде:

$$dU = \frac{1}{4\pi} \frac{dq_M}{|\bar{\rho} - \bar{\rho}'|}. \quad (6)$$

В свою очередь, для дальнейших вычислений, обратное расстояние в цилиндрической системе координат удобно представить в следующем виде [2]:

$$\frac{1}{|\bar{\rho} - \bar{\rho}'|} = \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} (2 - \delta_n^0) \cos n(\varphi - \varphi') \times \left( \int_0^{\infty} K_n(\lambda r) I_n(\lambda r') \cos \lambda(z - z') d\lambda \right), \quad (7)$$

где  $I_n$  и  $K_n$  – модифицированные функции Бесселя первого и второго рода  $n$ -го порядка.

Используя выражение (7), для потенциала положительно заряженного торца цилиндра будем иметь:

$$U_+ = \frac{J}{2\pi^2} \int_0^R \int_0^{2\pi} \sum_{n=0}^{\infty} (2 - \delta_n^0) \cos n(\varphi - \varphi') \times \left( \int_0^{\infty} K_n(\lambda r) I_n(\lambda r') \cos \lambda \left( z - \frac{h}{2} \right) d\lambda \right) r' d\varphi dr'. \quad (8)$$

Вычислив данный двойной интеграл, получим следующее представление для потенциала положительно заряженного торца цилиндра при  $r \leq R$ :

$$U_+ = \frac{J}{\pi} \int_0^{\infty} \left( \frac{1}{\lambda^2} - \frac{R}{\lambda} K_1(\lambda R) I_0(\lambda r) \right) \cos \lambda \left( z - \frac{h}{2} \right) d\lambda, \quad (9)$$

а для  $r > R$ :

$$U_+ = \frac{JR}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\lambda} I_1(\lambda R) K_0(\lambda r) \cos \lambda \left( z - \frac{h}{2} \right) d\lambda d\lambda. \quad (10)$$

Соответственно, потенциал отрицательно заряженного торца имеет противоположный знак. Тогда суммарный потенциал системы двух противоположно заряженных торцов будет равен:

$$\begin{cases} U_1 = \frac{2J}{\pi} \int_0^{\infty} \left( \frac{1}{\lambda^2} - \frac{R}{\lambda} K_1(\lambda R) I_0(\lambda r) \right) \sin \lambda \frac{h}{2} \sin \lambda z d\lambda, \\ r \leq R, \\ U_2 = \frac{2JR}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\lambda} I_1(\lambda R) K_0(\lambda r) \sin \lambda \frac{h}{2} \sin \lambda z d\lambda, \\ r > R. \end{cases} \quad (11)$$

Учитывая, что

$$\int_0^{\infty} \frac{1}{\lambda^2} \sin \lambda \frac{h}{2} \sin \lambda z d\lambda = \frac{\pi}{2} \begin{cases} -\frac{h}{2}, z < -\frac{h}{2}, \\ z, |z| \leq \frac{h}{2}, \\ \frac{h}{2}, z > \frac{h}{2}; \end{cases} \quad (12)$$

выражение (11) можно представить в виде:

- внутри цилиндра: ( $|z| \leq h/2, r \leq R$ ):

$$U_1 = J \left[ z - \frac{2R}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\lambda} K_1(\lambda R) I_0(\lambda r) \sin \lambda \frac{h}{2} \sin \lambda z d\lambda \right]; \quad (13)$$

- вне цилиндра: ( $|z| \geq h/2, r \leq R$ ):

$$U_1 = J \left[ \pm \frac{h}{2} - \frac{2R}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\lambda} K_1(\lambda R) I_0(\lambda r) \sin \lambda \frac{h}{2} \sin \lambda z d\lambda \right]; \quad (14)$$

-  $r > R$ :

$$U_2 = \frac{2JR}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\lambda} I_1(\lambda R) K_0(\lambda r) \sin \lambda \frac{h}{2} \sin \lambda z d\lambda. \quad (15)$$

Компоненты поля выражаются через скалярный потенциал следующим образом:

$$H_r = -\frac{\partial U}{\partial r}, H_z = -\frac{\partial U}{\partial z}. \quad (16)$$

Получим следующие представления для напряженности магнитного поля, создаваемой однородно намагниченным цилиндром:

- поле внутри цилиндра ( $|z| \leq h/2, r \leq R$ ):

$$H_{1r} = \frac{2JR}{\pi} \int_0^{\infty} K_1(\lambda R) I_1(\lambda r) \sin \lambda \frac{h}{2} \sin \lambda z d\lambda, \quad (17)$$

$$H_{1z} = -J + \frac{2JR}{\pi} \int_0^{\infty} K_1(\lambda R) I_0(\lambda r) \sin \lambda \frac{h}{2} \cos \lambda z d\lambda,$$

- поле вне цилиндра ( $|z| \geq h/2, r \leq R$ ):

$$H_{1r} = \frac{2JR}{\pi} \int_0^{\infty} K_1(\lambda R) I_1(\lambda r) \sin \lambda \frac{h}{2} \sin \lambda z d\lambda, \quad (18)$$

$$H_{1z} = \frac{2JR}{\pi} \int_0^{\infty} K_1(\lambda R) I_0(\lambda r) \sin \lambda \frac{h}{2} \cos \lambda z d\lambda.$$

-  $r > R$ :

$$H_{2r} = \frac{2JR}{\pi} \int_0^{\infty} I_1(\lambda R) K_1(\lambda r) \sin \lambda \frac{h}{2} \sin \lambda z d\lambda, \quad (19)$$

$$H_{2z} = -\frac{2JR}{\pi} \int_0^{\infty} I_1(\lambda R) K_0(\lambda r) \sin \lambda \frac{h}{2} \cos \lambda z d\lambda.$$

Легко видеть, что (18, 19) эквивалентны выражениям для внешнего магнитного поля однослойного

бесконечно тонкого соленоида, полученными в [3] (рис. 3, 4). Отличие для внутреннего решения заключается в дополнительном слагаемом, определяемым намагниченностью  $J$  цилиндра.

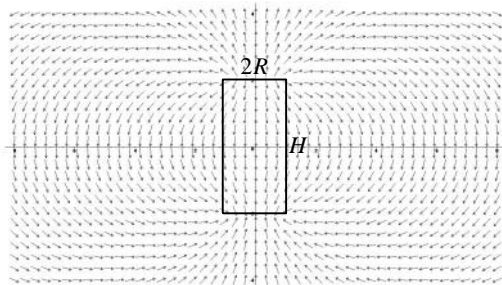


Рис.3. Распределение поля однородно намагниченного цилиндра, полученное в программе Maple

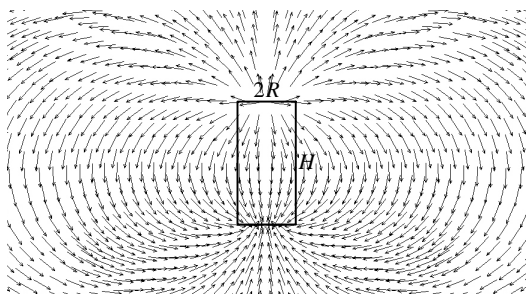


Рис.4. Распределение поля однородно намагниченного цилиндра, полученное в программе Ansys

#### МОДЕЛЬ РАВНОМЕРНОЙ НАМАГНИЧЕННОСТИ

Представим поле однородно намагниченного цилиндра как суперпозицию полей магнитных диполей, равномерно распределенных по всему объему цилиндра.

Известно [2], что потенциал элементарного объема  $dV$  представляется через ММ, его координаты и координаты точки наблюдения следующим образом:

$$U_{\partial} = \frac{d\vec{M}}{4\pi} \text{grad} \left( \frac{1}{|\vec{\rho} - \vec{\rho}'|} \right). \quad (20)$$

Тогда, исходя из выражения (7) и учитывая, что каждый элементарный объем имеет единственную составляющую ММ по  $z$ , получим следующее выражение для потенциала:

$$U_{\partial} = \frac{dM_z}{2\pi^2} \sum_{n=0}^{\infty} (2 - \delta_n^0) \cos n(\varphi - \varphi') \times \left( \int_0^{\infty} \lambda K_n(\lambda r) I_n(\lambda r') \sin \lambda(z - z') d\lambda \right). \quad (21)$$

В соответствии с уравнением (4) магнитный потенциал однородно намагниченного цилиндра представится в виде:

$$U = \frac{J}{2\pi^2} \int_0^R \int_{-\frac{h}{2}}^{\frac{h}{2}} \int_0^{2\pi} \sum_{n=0}^{\infty} (2 - \delta_n^0) \cos n(\varphi - \varphi') \times \left( \int_0^{\infty} \lambda K_n(\lambda r) I_n(\lambda r') \sin \lambda(z - z') d\lambda \right) r' d\varphi' dz' dr'. \quad (22)$$

В результате интегрирования получим выражение (9):

$$\begin{cases} U_1 = \frac{2J}{\pi} \int_0^{\infty} \left( \frac{1}{\lambda^2} - \frac{R}{\lambda} K_1(\lambda R) I_0(\lambda r) \right) \sin \lambda \frac{h}{2} \sin \lambda z d\lambda, \\ r \leq R, \\ U_2 = \frac{2JR}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\lambda} I_1(\lambda R) K_0(\lambda r) \sin \lambda \frac{h}{2} \sin \lambda z d\lambda, r > R. \end{cases} \quad (23)$$

#### ВЫВОДЫ

В результате анализа внешнего и внутреннего магнитного поля однородно намагниченного цилиндра, представленного с помощью цилиндрических гармоник, подтверждена его эквивалентность с внешним магнитным полем бесконечно тонкого соленоида тех же размеров.

Полученные выражения для размагничивающего МП внутри намагниченного цилиндра отличаются от соотношений для поля внутри соленоида на величину намагниченности, тем самым показана эквивалентность распределений магнитной индукции внутри однородно намагниченного цилиндра и соответствующего соленоида.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коваленко А.П. Магнитные системы управления космическими летательными аппаратами. – М.: Машиностроение, 1975. – 248 с.
2. Smythe W. Static and Dynamic Electricity. – ISBN: 0891169172, Publisher: Hemisphere Publishing Corporation, 1989. – 623 p.
3. Гетьман А.В., Константинов А.В. Аналитическое представление магнитного поля соленоида с помощью цилиндрических гармоник. // Електротехніка і електромеханіка. – 2010. – № 5. – С. 43-45.

**Bibliography (transliterated):** 1. Kovalenko A.P. Magnitnye sistemy upravleniya kosmicheskimi letatel'nymi apparatami. - M.: Mashinostroenie, 1975. - 248 s. 2. Smythe W. Static and Dynamic Electricity. - ISBN: 0891169172, Publisher: Hemisphere Publishing Corporation, 1989. - 623 p. 3. Get'man A.V., Konstantinov A.V. Analiticheskoe predstavlenie magnitnogo polya solenoida s pomoshch'yu cilindricheskikh garmonik. // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2010. - № 5. - S. 43-45.

Поступила 24.06.2011

Гетьман Андрей Владимирович, к.т.н., с.н.с.,  
Константинов Александр Викторович  
Научно-технический центр магнетизма технических объектов  
Национальной академии наук Украины  
61062, Харьков, ул. Индустриальная, 19  
тел. (057) 99-11-75  
e-mail: ntcmt@ukrpost.ua

Getman A.V., Konstantinov A.V.

#### Cylindrical harmonics of magnetic field of a uniformly magnetized cylinder.

Application of cylindrical harmonics apparatus to magnetic field of a uniformly magnetized cylinder is considered. Results are obtained under utilization of two magnetized cylinder models: one based on fictitious magnetic charges and the other based on spatial distribution of magnetic dipoles.

**Key words – magnetic field, cylindrical harmonics, modified Bessel functions.**

## ДИНАМИКА ДЕФОРМАЦИИ ОБЪЕКТА ПРИ МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОЙ ОБРАБОТКЕ МАТЕРИАЛА С УЧЕТОМ ПЛАСТИЧЕСКИХ ДЕФОРМАЦИЙ И ТЕМПЕРАТУРЫ НАГРЕВА ЗАГОТОВКИ

*У статті розглянуто динаміку деформації циліндричної трубки під впливом дії на неї магнітного поля з урахуванням пластичності матеріалу та температурної дії.*

*В статье рассмотрена динамика деформации цилиндрической трубки при воздействии на неё магнитного поля с учетом пластичности материала и температурного воздействия.*

В [1] рассмотрены вопросы, связанные с деформацией алюминиевой трубки в процессе магнитно-импульсной обработки материала. Там же показано, что механические напряжения, возникающие в заготовке, значительно превышают предел упругости материала. Так же в [1] показано, что тепловая мощность, выделяемая в заготовке, значительна. В этой связи возникают вопросы:

1) Как на деформацию влияет нагрев заготовки вихревыми токами?

2) В какой мере учет пластичности материала влияет на деформацию заготовки?

Ответы на поставленные вопросы и являются целью данной статьи, в процессе написания которой были решены следующие задачи: проведен расчет температуры нагрева заготовки вихревыми токами в процессе разряда накопителя энергии на индуктор; решена мультифизическая задача пластической деформации заготовки под действием электромагнитных сил с учетом температуры нагрева.

Расчетная модель показана на рис. 1 и подробно описана в [1].



Рис. 1. Расчетная модель

Для решения первой задачи, уравнения электромагнитного поля в заготовке были дополнены уравнением теплопроводности [4]:

$$c \cdot \rho \cdot \frac{\partial \vartheta}{\partial t} - \nabla \cdot (k \cdot \nabla \vartheta) = Q, \quad (1)$$

где  $c$  – теплоёмкость;  $\rho$  – плотность;  $k$  – теплопроводность;  $\vartheta$  – температура;  $Q$  – объёмные источники тепла.

Расчет проводился до момента времени 0,9 мс, исходя условия достижения заготовкой максимума деформации. В связи с кратковременностью нагрева на границах области были заданы условия термоизоляции.

На рис. 2 приведено распределение температуры по толщине заготовки (2 мм) на оси симметрии (наиболее нагретая зона). Как следует из рис. 2, температура нагрева за расчетное время достигает значения 130 °С. Максимум температуры находится на наруж-

ной поверхности заготовки.

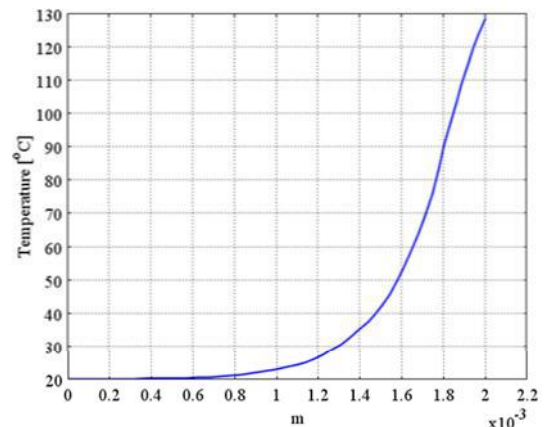


Рис. 2. Распределение максимальной температуры по толщине заготовки в конечный момент расчетного времени

Следовательно, для рассматриваемой задачи за расчетное время температура не может существенно повлиять на значения деформации в заготовке, так как снижение прочностных характеристик происходит при более высоких температурах и более обширных объёмах нагрева.

Для решения второй задачи необходимо знать функциональную зависимость модуля упругости в случае упругих и упругопластических деформаций. В таких случаях для расчета широко применяется упрощенная диаграмма зависимости между механическим напряжением и относительной деформацией. Большинство материалов отвечает билинейная диаграмма, показанная на рис. 3.

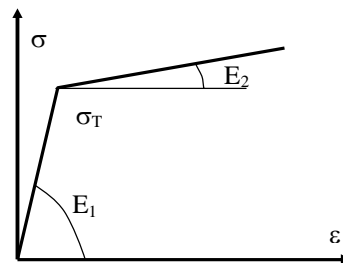


Рис. 3. Упрощенная диаграмма деформаций

В упрощенной диаграмме рис. 3:  $E_1$  – модуль Юнга в области упругих деформаций, равный  $70 \cdot 10^9$  Н/м<sup>2</sup>;  $E_2$  – модуль Юнга в области упругопластических деформаций, равный  $7 \cdot 10^9$  Н/м<sup>2</sup>;  $\sigma_T$  – предел текучести материала, равный  $2 \cdot 10^8$  Н/м<sup>2</sup>.

Расчеты проводились для мультифизической зада-

чи с учетом уравнений: электромагнитного поля [2], теории упругости [3], теплопроводности [4], электрической цепи разрядного конденсатора. На рис. 4 показаны характерные расчетные точки поверхности заготовки, а на рис. 5 показано распределение напряжений в заготовке и ее деформация при трехкратном увеличении.

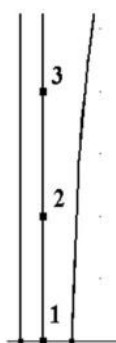


Рис. 4. Расчетные точки на поверхности заготовки

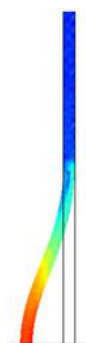


Рис. 5. Напряжения и деформации в заготовке

На рис. 6 показана временная зависимость нарастания температур точек, расположенных на поверхности заготовки (рис. 4).

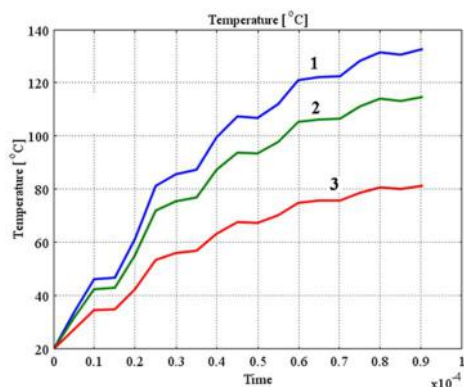


Рис. 6. Временная зависимость температуры на поверхности заготовки

Максимальная температура наблюдается на оси симметрии алюминиевой заготовки (т.1).

На рис. 7 показана радиальная деформация, которую претерпевают точки на поверхности заготовки (рис. 4). Необходимо отметить, что смещение точек с учетом упругопластической деформации существенно больше чисто упругой деформации (примерно в три раза). На рис. 8 показаны скорости деформации характерных точек заготовки в соответствии с рис. 4.

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. За время деформации заготовки температура нагрева не достигает значений, которые могут существенно повлиять на прочностные характеристики деформируемого материала.

2. Для расчета деформаций заготовки необходимо учитывать упругопластические деформации.

3. Одной из проблем точного расчета деформаций является определение динамических модулей упругости, соответствующим скоростям деформации несколько десятков метров в секунду.

4. Так как динамическая и статическая диаграммы растяжения материала неодинаковы, то остаётся открытым вопрос о значении напряжений, при которых

происходит разрушение заготовки, значения которых можно получить только экспериментальным путем.

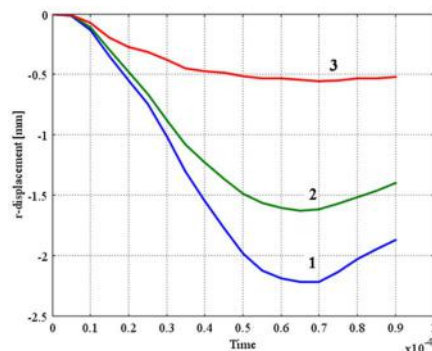


Рис. 7. Радиальная деформация поверхности заготовки

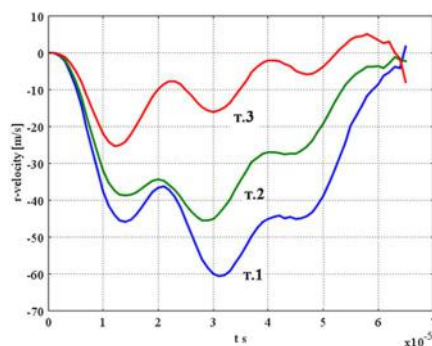


Рис. 8. Скорость деформации характерных точек заготовки

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Байда Е.И. Динамика деформации объекта при магнитно-импульсной обработке материала // *Электротехника і електромеханіка*. – 2010. – № 6. – С. 56-59.
2. Рамо С., Уиннери Д. Поля и волны в современной радиотехнике. – М.-Л.-д.:ОГИЗ. Главная редакция технико-теоретической литературы, 1948. – 631 с.
3. Тимошенко С.П., Гудьер Дж. Теория упругости: Пер. с англ. / Под ред. Шапиро Г.С. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1979. – 560 с.
4. Михеев М.А. Основы теплопередачи. – М.-Л.-д.: Государственное энергетическое издательство, 1956. – 392 с.

**Bibliography (transliterated):** 1. Bajda E.I. Dinamika deformacij ob'ekta pri magnitno-impul'snoj obrabotke materiala // *Elektrotehnika i elektromehanika*. - 2010. - № 6. - S. 56-59. 2. Ramo S., Uinneri D. Polya i volny v sovremennoj radiotekhnike. - M.-L.-d.:OGIZ. Glavnaya redakciya tehniko-teoreticheskoy literatury, 1948. - 631 s. 3. Timoshenko S.P., Gud'er Dzh. Teoriya uprugosti: Per. s angl. / Pod red. Shapiro G.S. - M.: Nauka. Glavnaya redakciya fiziko-matematicheskoy literatury, 1979. - 560 s. 4. Miheev M.A. Osnovy teploperedachi. - M.-L.-d.: Gosudarstvennoe `energeticheskoe izdatel'stvo, 1956. - 392 s.

Поступила 27.01.2011

Байда Евгений Иванович, к.т.н., доц.

Национальный технический университет  
"Харьковский политехнический институт"  
кафедра "Электрические аппараты"  
61002, Харьков, ул. Фрунзе 21  
тел. (057) 707-69-76, e-mail: baida@kpi.kharkov.ua

Bayda E.I.

**Object deformation dynamics under magnetic-pulse treatment of material with allowance for the workpiece plastic strain and heating temperature.**

In the article, the dynamics of cylindrical tube deformation is considered under magnetic field action taking into account plastic strain and heating temperature of the workpiece.

**Key words – magnetic-pulse treatment, electromagnetic force and pressure, deformation.**

## КОНДЕНСАТОРЫ ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ ПО МКР-ТЕХНОЛОГИИ: РЕЖИМЫ РАБОТЫ И КОНТРОЛЬ ТЕХНОЛОГИИ

*Висока щільність сучасного побутового індуктивного навантаження призводить до значних втрат енергії та необхідності її компенсації за рахунок індивідуальних однофазних металоплівкових сухих конденсаторів. Перенапруги, що виникають під час включення конденсаторів під напругу в залежності від параметрів навантаження та мережі, призводять до часткових розрядів в повітряних включеннях між проіарками металізованої плівки. Комплексний контроль електричних параметрів дозволяє обґрунтовано корегувати технологію виготовлення самовідновлювальних металоплівкових конденсаторів.*

*Высокая плотность современной бытовой индуктивной нагрузки приводит к значительным потерям энергии и необходимости их возмещения за счет индивидуальных однофазных металлопленочных сухих конденсаторов. Перенапряжения, возникающие в момент включения конденсаторов под нагрузку в зависимости от параметров нагрузки и сети, приводят к частичным разрядам в газовых включениях между слоями металлизированной пленки. Комплексный контроль электрических параметров позволяет обоснованно корректировать технологию изготовления самовосстанавливающихся металлопленочных конденсаторов.*

### ВВЕДЕНИЕ

Компенсация реактивной мощности (КРМ) в распределительных сетях коммунально-бытовых потребителей, содержащих преимущественно однофазную, коммутируемую по индивидуальному режиму нагрузку, – приоритетное направление системы электрообеспечения. Однако в Украине устройства КРМ пока применяются еще недостаточно.

Ранее было принято считать, что из-за относительно коротких фидеров городских низковольтных распределительных сетей, небольшой (единицы кВА) присоединенной мощности и рассредоточения нагрузок, проблемы КРМ для них не существует.

Однако за последнее десятилетие расход электроэнергии на 1м<sup>2</sup> жилищного сектора увеличился втрое, средняя статистическая мощность силовых трансформаторов городских сетей достигла 325 кВА, а зона использования трансформаторной мощности сместилась в сторону увеличения и находится в пределах от 250 до 400 кВА.

Высокая плотность современной бытовой индуктивной нагрузки приводит к значительным потерям электроэнергии в распределительных сетях крупных городов и необходимости их возмещения за счет дополнительных источников генерации.

По оценкам, приведенным в различных источниках [1], среднестатистические потери электроэнергии в сетях потребителя лежат в пределах 10-16%. Одной из основных причин таких потерь по-прежнему остается недостаток компенсирующих устройств.

Наиболее распространенным типом компенсирующих устройств являются регулируемые конденсаторные установки (КУ).

К их достоинствам можно отнести: низкие потери активной мощности, простота подключения и обслуживания, возможность подключения практически в любом узле системы энергопотребления. Автоматическое регулирование мощности КУ может осуществляться в зависимости от суточного графика нагрузки, по значению параметра коэффициента мощности, по уровню и знаку реактивной мощности (генерация или потребление), по току нагрузки или по нескольким

параметрам одновременно (например, по времени суток, по реактивной мощности (РМ) и напряжению).

Однако сложность решения данного вопроса в распределительной сети бытового сектора во многом связана с неравномерным потреблением РМ по отдельным фазам, затрудняющая применение традиционных для промышленных сетей КУ на базе трехфазных батарей конденсаторов, управляемых регулятором, установленным в одной из фаз компенсируемой сети.

В мировой практике конденсаторостроения отмечается интенсивная разработка и внедрение однофазных металлизированных конденсаторов для компенсации реактивной мощности в распределительных сетях на минимальном удалении от потребителей. При этом доля низковольтных (до 1 кВ) косинусных сухих (без жидкой пропитки) конденсаторов, изготовленных по различным модификациям металлопленочной технологии, составляет 75-80 % от общего объема.

Потери активной мощности в таких конденсаторах не превышают 5-ти Вт на 1 кВАр установленной мощности. Установка конденсаторов в бытовом секторе приводит к росту средневзвешенного коэффициента мощности распределительной сети с 0,84 до 0,93, что позволяет ежегодно экономить примерно 280 кВт·ч на каждый установленный кВАр реактивной мощности [1]. Кроме того, учитывая качественные изменения характера бытовой нагрузки (импульсные источники питания электроприборов, активные балласты энергосберегающих ламп), искажающих синусоидальность напряжения сети, одновременно при помощи таких конденсаторов удается снизить уровень гармонических составляющих – в среднем на 1 %.

Вместе с тем, наблюдаются более частые случаи выхода металлопленочных конденсаторов из строя при меньшем сроке их службы. Минимальный срок службы силовых конденсаторов КРМ напряжением выше 1 кВ составляет не менее 10 лет.

Можно выделить четыре группы причин: первая связана непосредственно с технологией изготовления конденсаторов, три последующие – с режимами эксплуатации:



1. Несовершенство контроля технологического процесса изготовления металлопленочных конденсаторов.

2. Повышение температуры в зданиях за счет более жаркого лета в последние годы.

3. Значительное увеличение нагрузки за счет влияния высших гармоник, повышения колебаний напряжения сети и увеличения частоты включения.

4. Увеличение количества применяемых конденсаторов с предельно рассчитанными параметрами.

Цель статьи – анализ режимов работы металлопленочных конденсаторов и методы контроля технологии их изготовления.

## МЕТАЛЛОПЛЕНОЧНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ ПО МКР – ТЕХНОЛОГИИ

Прогресс в достижении высоких удельных характеристик металлопленочных конденсаторов является следствием появления и применения более совершенных материалов и технологий [2, 3]. Одно из эксплуатационных преимуществ металлопленочных конденсаторов – самовосстановление диэлектрической системы после локального пробоя. На рис. 1 показана конструкция металлопленочного конденсатора по МКР – технологии (Metallized Kunststoff Polypropylene): 1 – цилиндрическая сухая секция без применения пропитывающих составов, 2 – слой контакта (шоопировка), 3 – односторонне металлизированная полипропиленовая пленка, 4 – не металлизированная зона (собственно полипропиленовая пленка).

В момент короткого замыкания (электрического пробоя) в месте пробоя в течение нескольких микросекунд испаряется металлический слой и удаляется из центра пробоя. В результате образуется свободная от металла изолированная зона (рис. 2 [3]). Конденсатор остается во время пробоя и после него полностью работоспособным: потеря номинальной емкости не более 0,0001 % [3]. В конце срока работы в конденсаторе из-за большого количества самовосстанавливающихся пробоев может возникнуть избыточное давление. Для предотвращения взрыва корпуса в конденсаторах предусмотрен предохранитель-прерыватель избыточного давления.

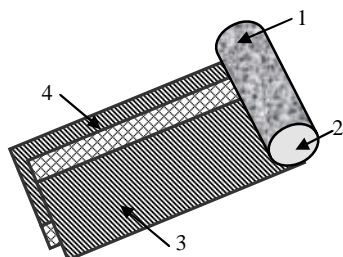


Рис. 1

Применение в качестве диэлектрика изотактической полипропиленовой пленки с высокой степенью выдержки толщины в пределах 5-10 мкм (рис. 3 – поверхность полипропиленовой пленки под электронным микроскопом [3]) позволяет повысить энергетическую эффективность пленочных конденсаторов за счет увеличения рабочей напряженности электрического поля.

Металлизация пленки осуществляется методом вакуумного напыления. Глубокий вакуум (до  $10^{-6}$  мм.рт.ст.) и модульная конструкция алюминий-цинкового испарителя позволяет получать структуру напыления металлизированного слоя высокого качества. Толщина слоя металлизации порядка 10 нм (проводимость пленки) поддерживается и контролируется в течение всего процесса. Намотка секций производится на высокопроизводительном оборудовании, которое обеспечивает нужный класс точности и стабильность емкости.

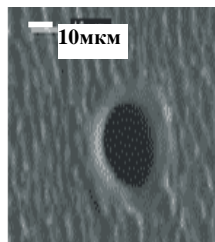


Рис. 2

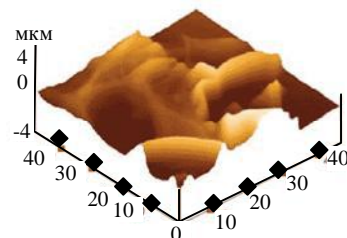


Рис. 3

Обе торцевые стороны секции (рис. 1, поз. 2) металлизуются методом напыления и гарантируют высокую токовую нагрузку и низкоиндуктивный контакт между выводами и секцией. Секции сушатся (запекаются) под вакуумом. Пространство между секцией и корпусом заполняется самогасящимся полиуретановым либо эпоксидным компаундом.

За счет непосредственной металлизации пленки при одинаковых ее размерах и практически одинаковой напряженности поля они имеют меньшие габаритные размеры, чем используемые ранее конденсаторы по МРР – технологии – пропитанные конденсаторы с двухсторонне металлизированной бумажной лентой и полипропиленовой пленкой (табл. 1). При идентичных с МРР размерах в конденсаторах МКР достигаются большие значения нагрузочного напряжения (при соответствующей толщине диэлектрика). Из-за отсутствия бумажного диэлектрика нет необходимости в дорогостоящем процессе пропитки.

Таблица 1

Параметр	Металлопленочные конденсаторы по технологии:	
	МРР	МКР
Номинальная мощность, кВАр	5-12,5	1-50
Номинальное напряжение, В	400-810	230-800
Частота, Гц	50/60	50/60
Максимально допустимый ток	$2 \cdot I_{ном}$	$1,6 \cdot I_{ном}$
Срок службы, час	>200000	>130000

## РЕЖИМЫ РАБОТЫ КОНДЕНСАТОРОВ

Включение индивидуальных однофазных конденсаторов МКР осуществляется последовательно (рис. 4) либо параллельно нагрузке. По аналогии с силовыми конденсаторами КРМ можно сказать, что в первом случае это серийные конденсаторы, т.е. осуществляется продольная компенсация реактивной мощности, во втором случае – шунтовые – поперечная компенсация.

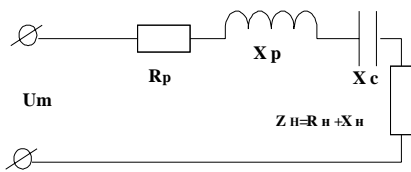


Рис. 4

Емкость конденсатора  $C_k$  выбирается из условия равенства реактивной мощности конденсатора  $Q_k$  реактивной мощности нагрузки  $Q_n$ :

$$Q_k = U_n^2 \cdot \omega \cdot C_k; \quad Q_n = S \cdot \sin \varphi = \frac{P \cdot \sin \varphi}{\cos \varphi};$$

$$C_k = \frac{1}{U_n^2 \cdot \omega} \cdot \frac{P \cdot \sin \varphi}{\cos \varphi};$$

где  $U_n$  – номинальное напряжение конденсатора;  $\omega$  – круговая частота;  $S$  – установленная полная мощность нагрузки, кВАр;  $\cos \varphi = P/S$  – коэффициентом мощности потребителя, который определяется как отношение потребляемой активной мощности к полной, действительно взятой из сети. [Чем ближе значение  $\cos \varphi$  к единице, тем меньше доля взятой из сети реактивной мощности. Например,  $\cos \varphi$  асинхронных двигателей составляет примерно 0,7;  $\cos \varphi$  электродуговых печей и сварочных трансформаторов – около 0,4;  $\cos \varphi$  станков и машин – не более 0,5 и т.д. Полное использование мощностей сети возможно только при компенсации реактивной составляющей мощности].

Вне зависимости от способа подключения характер переходного процесса определяется соотношением между собственными и вынужденными колебаниями напряжения.

При последовательном подключении конденсатора к индуктивной нагрузке переходный процесс носит колебательный характер  $R < 2 \cdot \sqrt{L/C_k}$ . Мгновенные значения напряжения и тока на конденсаторе определяется как [4]:

$$u(t) = U_m / (Z \cdot \omega \cdot C_k) \cdot \sin(\omega \cdot t + \Psi - \varphi - \pi/2) +$$

$$+ U_m / (Z \cdot \omega \cdot C_k) \cdot \cos(\Psi - \varphi) / \sin \beta \cdot e^{-\alpha t} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t + \beta) -$$

$$- U_m / (Z \cdot \omega \cdot C_k) \sin(\Psi - \varphi) \cdot e^{-t/\tau} \cdot \sin \omega_1 \cdot t;$$

$$i(t) = U_m / (Z) \cdot \sin(\omega \cdot t + \Psi - \varphi) +$$

$$U_m / (Z_k) \cdot \sin(\Psi - \varphi) / \sin \beta \cdot e^{-\alpha t} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t - \beta) -$$

$$U_m / (Z \cdot \omega \cdot \omega_1 L C_k) \cos(\Psi - \varphi) \cdot e^{-t/\tau} \cdot \sin \omega_1 \cdot t;$$

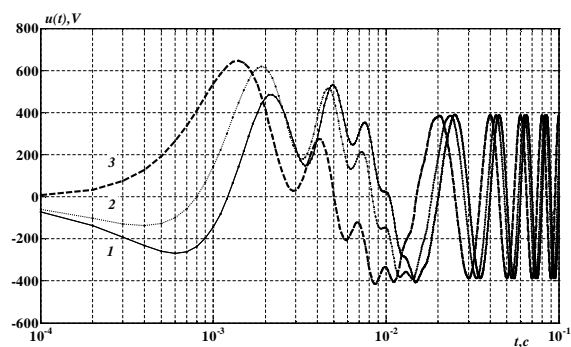
где  $U_m$  – амплитудное (номинальное) значение напряжения конденсатора;  $Z = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega \cdot C_k}\right)^2} + \omega^2 \cdot L^2$  –

полное сопротивление цепи с активным сопротивлением  $R = R_p + R_n$  и индуктивностью  $L = L_p + L_n$  (см. рис. 4),  $\Psi$  – начальная фаза напряжения сети;  $\varphi = \arctg((\omega L - 1/(\omega C_k))/R)$  – угол сдвига фаз между напряжением и током;  $\omega_1 = \sqrt{1/(LC_k) - (R^2/(4L^2))}$  – собственная круговая частота контура, образованного подсоединительными проводами, конденсатором и нагрузкой;  $\beta = \arctg(\omega_1/\alpha)$  – коэффициент фазы;  $\alpha = R/(2L)$  – коэффициент затухания.

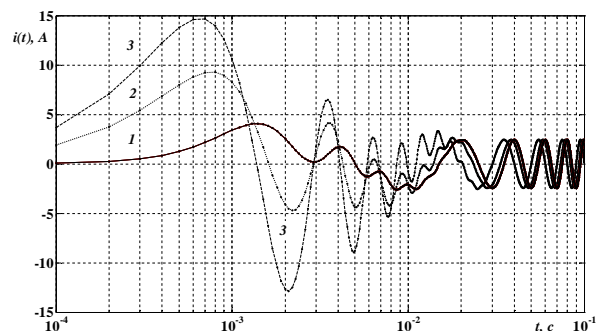
На рис. 5-7 приведены результаты расчета пере-

ходного процесса при подключении серийного конденсатора МКР номинальной емкостью  $C_k = 20$  мкФ и рабочим напряжением 380 В к сети частоты 50 Гц. Как видно из рис. 5, начальная фаза  $\Psi$  напряжения сети существенно влияет на возникновение перенапряжений (рис. 5,а) и сверхтоков (рис. 5,б) в цепи с конденсатором: 1 –  $\Psi = 0$ , 2 –  $\Psi = 30^\circ$  и 3 –  $\Psi = 90^\circ$ . Параметры цепи:  $R = 4$  Ом,  $L = 10$  мГн. При  $\Psi = 90^\circ$  напряжение на конденсаторе более чем на 60 % превышает номинальное и наблюдается пятикратное превышение тока. Длительность переходного процесса составляет около 20 мс.

При уменьшении активного сопротивления цепи  $R$  в 4 раза (рис. 6: 1 –  $R = 4$  Ом, 2 –  $R = 1$  Ом) напряжение на конденсаторе возрастает на 20 % (рис. 6,а), а ток – только на 7 % (рис. 6,б) (для самого неблагоприятного случая начальной фазы напряжения  $\Psi = 90^\circ$  и неизменной индуктивности цепи  $L = 10$  мГн).



а

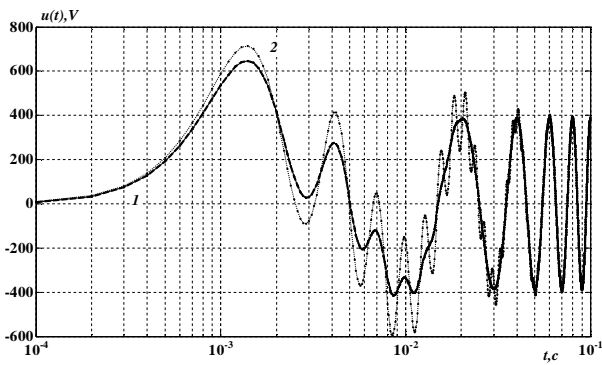


б

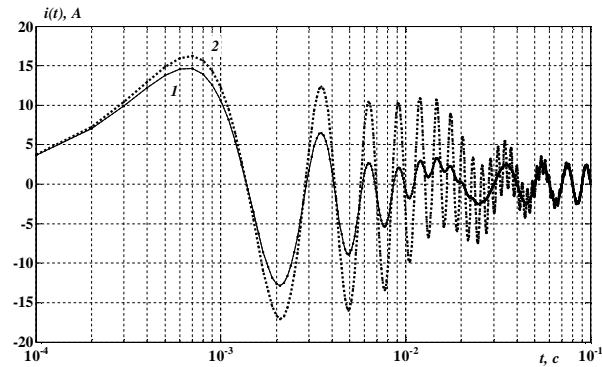
Рис. 5

Наибольшее влияние на напряжение оказывает величина индуктивности нагрузки (рис. 7,а: 1 –  $L = 10$  мГн, 2 –  $L = 100$  мГн при  $R = 4$  Ом и  $\Psi = 90^\circ$ ): в цепи возникают двукратные превышения напряжения, при этом ток – уменьшается (сравни кривые 1 и 2 рис. 7,б). Длительность переходного режима – возрастает.

Применение пускорегулирующей аппаратуры позволяет плавно изменять напряжение источника, что уменьшает перенапряжения и сверхтоки на конденсаторе в момент его подключения.

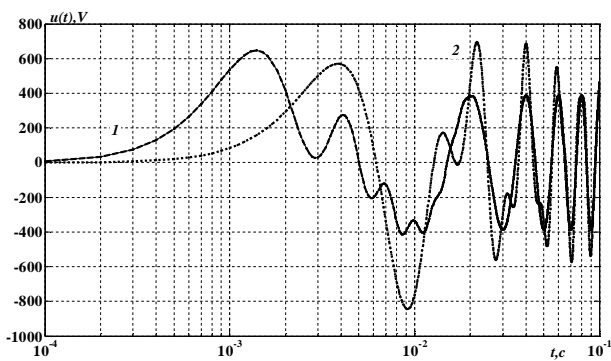


а

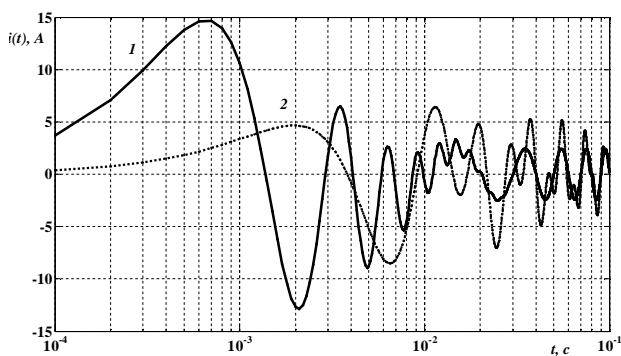


б

Рис. 6



а



б

Рис. 7

## КОНТРОЛЬ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МЕТАЛЛОПЛЕНОЧНЫХ КОНДЕНСАТОРОВ

Возникающие перенапряжения обуславливают развитие ионизационных процессов в сухом непропитанном конденсаторе МКР при условии наличия в нем воздушных включений. Минимально возможное напряжение начала частичных разрядов составляет 330В, при этом размер активизируемых воздушных включений равен 12 мкм. Так как толщина металлизированной пленки меньше, то включения активизируются не в самой пленке, а между слоями [5]. Зазоры могут образовываться из-за неровностей и деформации оправки, на которую наматывается секция. Запечка секций не приводит в этом случае к полной ликвидации зазоров.

На стадии разработки новых конструкций металлопленочных конденсаторов, отработки их технологии изготовления необходимо проводить дополнительный контроль электрических параметров, позволяющий выявить опасные воздушные включения, активизируемые при рабочем напряжении.

При производстве конденсаторов проводятся типовые и контрольные испытания. Так, контрольные испытания металлопленочных конденсаторов в указанном порядке предусматривают, в частности, испытание на герметичность; испытание напряжением между выводами (табл. 2); испытание напряжением между выводами и корпусом; внешний осмотр; измерение емкости; измерение тангенса угла диэлектрических потерь [6].

Таблица 2

Режим	Отношение испытательного напряжения к номинальному переменному напряжению	Длительность типового испытания, с
Непрерывный	2	60

Для металлизированных конденсаторов свойство самовосстановления (величина и длительность приложенного напряжения) проверяется в соответствии с табл. 2. Самовосстанавливающиеся пробои во время испытания обнаруживают с помощью осциллографа или с помощью акустического или высокочастотного метода.

Проверяются также допустимые перегрузки: максимально допустимое напряжение, максимально допустимый ток и максимально допустимая реактивная мощность [6]:

1. Металлизированные конденсаторы должны быть пригодны к эксплуатации в ненормальных условиях в течение продолжительных периодов при действующем напряжении между выводами, которое не превышает в 1,1 раз номинальное напряжение, **исключая переходные процессы**, вызываемые включением конденсаторов в схему и выключением из нее, но учитывая влияние гармоник и изменение напряжения питания.

2. Конденсаторы должны быть пригодны для эксплуатации при действующем значении тока, не превышающем 1,3 тока, проходящего при номинальном синусоидальном напряжении и номинальной частоте, **исключая переходные процессы**.

3. Перегрузка, происходящая из-за эксплуатации при значениях напряжения и тока, превышающих

номинальные значения, не должна превышать номинальную мощность более чем в 1,35 раза.

На рис. 8-9 приведены результаты измерений электрических параметров двух партий сухих металлопленочных конденсаторов УК78-15 (16 мкФ, 500В), изготовленных по базовой (образцы № 1-4) и усовершенствованной (образцы № 5-8) технологии.

Как видно из результатов измерений, конденсаторы № 1-4 имеют большее количество воздушных включений, чем № 5-8. Это проявляется в более высокой частоте ЧР (рис. 8), а также в более высоком уровне восстанавливающегося напряжения (рис. 9).

Усовершенствование технологии не привело к исключению зазоров между слоями металлизированной полипропиленовой пленки: при рабочем напряжении  $U = 500$  В активизируются воздушные зазоры толщиной от 3 до 50 мкм.

При рабочем напряжении в конденсаторах не должно быть частичных разрядов.

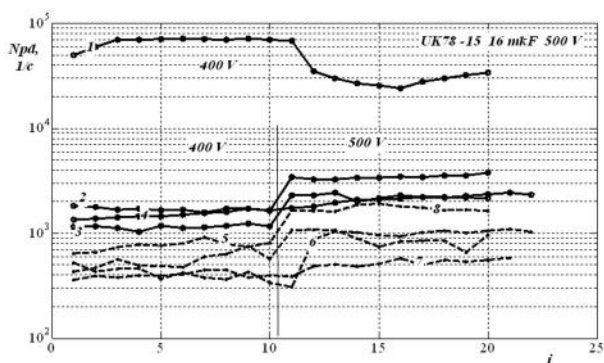


Рис. 8

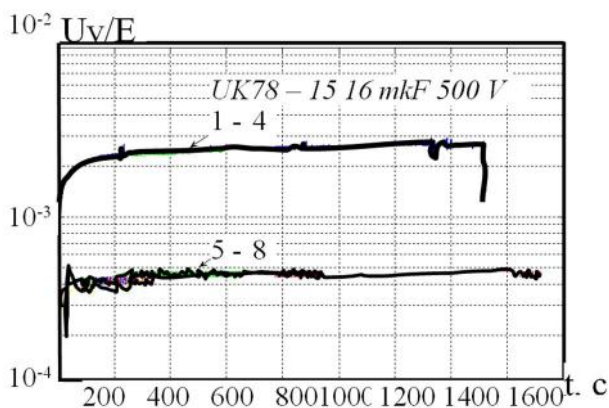


Рис. 9

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Высокая однородность металлизированной полипропиленовой пленки, обладающей свойством самовосстановления, позволяет выпускать конденсаторы МКР с запасом по напряжению, что снижает вероятность ионизационных процессов в переходном режиме.

Настройки технологического оборудования при производстве металлопленочных секций должны обеспечивать высокую плотность намотки для исключения образования воздушных зазоров, активируемых при рабочих напряжениях.

Комплексный контроль электрических параметров конденсаторов МКР, включающий, помимо измерения емкости и тангенса угла диэлектрических по-

терь, измерение частичных разрядов и восстанавливающегося напряжения, позволяет обоснованно корректировать технологию изготовления металлопленочных конденсаторов.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кухта О., Симонова Е. К вопросу об эффективности компенсации реактивной мощности // Энергетическая политика Украины. – 2004. – № 9. – С. 90-93.
2. Power Factor Correction. Power Quality Solutions. Published by Epcos AG. Edition 04/2006. Ordering No. EPC: 26017-7600. Printed in Germany. – 79 p.
3. Self-healing process in metallized capacitors / Электронный ресурс / www.wiwa.com.
4. Безпрозванных А.В. Методические указания по организации самостоятельной работы по курсу "Основы конденсаторостроения". – Харьков: ХПИ, 1989. – 37 с.
5. Лактионов С.В. Идентификация дефектов твердой изоляции по зависимости от напряжения частоты частичных разрядов // Вестник НТУ "ХПИ". – 2004. – №7. – С. 115-120.
6. ГОСТ Р МЭК 60252-1-2005 Конденсаторы для двигателей переменного тока. Часть 1. Общие положения. Рабочие характеристики, испытания и номинальные параметры. Требования безопасности. Руководство по установке и эксплуатации. Дата введения – 2007.01.01.

**Bibliography (transliterated):** 1. Kuhta O., Simonova E. K voprosu ob `effektivnosti kompensacii reaktivnoj moschnosti // `Energeticheskaya politika Ukrainy. - 2004. - № 9. - S. 90-93. 2. Power Factor Correction. Power Quality Solutions. Published by Epcos AG. Edition 04/2006. Ordering No. EPC: 26017-7600. Printed in Germany. - 79 p. 3. Self-healing process in metallized capacitors / `Elektronnyj resurs / www.wiwa.com. 4. Bezprozvannyh A.V. Metodicheskie ukazaniya po organizacii samostoyatel'noj raboty po kursu "Osnovy kondensatorostroeniya". - Har'kov: HPI, 1989. - 37 s. 5. Laktionov S.V. Identifikaciya defektov tverdoj izolyacii po zavisimosti ot napryazheniya chastoty chastichnyh razryadov // Vestnik NTU "HPI". - 2004. - №7. - S. 115-120. 6. GOST R M`EK 60252-1-2005 Kondensatory dlya dvigatelej peremennogo toka. Chast' 1. Obschie polozheniya. Rabochie karakteristiki, ispytaniya i nominal'nye parametry. Trebovaniya bezopasnosti. Rukovodstvo po ustanovke i `ekspluatcii. Data vvedeniya - 2007.01.01.

Поступила 05.08.2011

Безпрозванных Анна Викторовна, д.т.н., проф.,  
Лактионов С.В.

Национальный технический университет  
"Харьковский политехнический институт"  
кафедра "Электроизоляционная и кабельная техника"  
61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21  
тел. (057) 7076010  
e-mail: bezprozvannyh@kpi.kharkov.ua

Bezprozvannyh A.V., Laktionov S.V.

**Capacitors for reactive power compensation via MKR-technology: operating modes and control of technology.**

High density of modern household inductive loading results in significant energy loss and brings about necessity of its compensation due to individual single-phase metallized dry capacitors. Overvoltage arising at the moment of the capacitors actuation under loading depending on parameters of the loading and the network causes partial discharges in gas inclusions between the metallized film layers. Complex control of electric parameters allows valid correction of self-restoring metallized capacitors manufacturing technique.

**Key words – inductive loading, reactive power compensation, metallized capacitors, self-restoring process, transient, overvoltage, manufacturing techniques, complex control of electric parameters.**

## АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ УСИЛИЙ В ИНДУКЦИОННОЙ ИНДУКТОРНОЙ СИСТЕМЕ С МАССИВНЫМ НЕФЕРРОМАГНИТНЫМ ЭКРАНОМ И ФЕРРОМАГНИТНОЙ ЛИСТОВОЙ ЗАГОТОВКОЙ

*Стаття присвячена роботі індукційній індукторній системі з неферромагнітним масивним провідним екраном і тонкостінною ферромагнітною листовою заготовкою в низькочастотному режимі діючих полів. Проведено аналіз радіального розподілу щільності індуктованих струмів, сили Лоренца, сили Ампера та сили обумовленої магнітними властивостями заготовки в досліджуваній системі. Показано, що магнітні властивості металу заготовки суттєво не впливають на характеристики електродинамічних процесів.*

*Статья посвящена работе индукционной индукторной системе с неферромагнитным массивным проводящим экраном и тонкостенной ферромагнитной листовой заготовкой в низкочастотном режиме действующих полей. Произведен анализ радиального распределения плотности индуцированных токов, силы Лоренца, силы Ампера и силы, обусловленной магнитными свойствами заготовки в исследуемой системе. Показано, что магнитные свойства металла заготовки существенно не влияют на характеристики электродинамических процессов.*

### ВВЕДЕНИЕ

**Постановка проблемы.** В теории и практике магнитно-импульсной обработки металлов (МИОМ) одним из важнейших вопросов является исследование инструментов магнитно-импульсного воздействия – различного рода индукторных систем. Особое место здесь занимают, так называемые, индукционные индукторные системы [1-4].

Исследования индукционной индукторной системы с массивным вспомогательным экраном, расположенным параллельно тонкостенной неферромагнитной листовой заготовке, в низкочастотном режиме действующих магнитных полей были выполнены в [1]. Достаточно актуальным представляется вопрос исследования влияния магнитных свойств обрабатываемого металла в аналогичной системе.

### Анализ основных достижений и публикаций.

Индукционно-индукторные системы, как инструменты магнитно-импульсного воздействия все чаще находят применение в практике МИОМ. Это показывает проведенный анализ современных публикаций [1-5]. Например, работы [1] и [4] посвящены расчёту основных характеристик индукционной индукторной системы с одновитковым соленоидом, массивным экраном конечной толщины и неферромагнитной листовой заготовкой. А в работе [2] проведен расчет подобной системы, но с допущениями, что вспомогательный экран достаточно массивен, при этом и экран с заготовкой выполнены из неферромагнитной стали.

Назначение массивного проводящего экрана, в первую очередь, состоит в создании условий для проявления закона Ампера, т.е. в создании условий для притяжения заданных участков заготовки к телу массивного экрана в его рабочей области.

**Цель настоящей работы** – теоретическое исследование цилиндрической индукционной индукторной системы и анализ радиального распределения плотности индуцированных токов, силы Лоренца, силы Ампера и силы, обусловленной магнитными свойствами заготовки в исследуемой системе.

В данной работе рассмотрена индукционная индукторная система с одновитковым цилиндрическим соленоидом, массивным неферромагнитным проводящим экраном и тонкостенной ферромагнитной листовой заготовкой в низкочастотном режиме действующих магнитных полей.

### РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ УСИЛИЙ

Расчётная модель, принятая для анализа электромагнитных процессов, представлена на рис. 1 ( $\vec{e}_r, \vec{e}_\varphi, \vec{e}_z$  – направляющие орты цилиндрической системы координат).

При решении поставленной задачи примем следующие допущения.

- Массивный экран – 2 и заготовка – 3 выполнены из металлов с электропроводностью  $\gamma_1$  и  $\gamma_3$  соответственно, расстояние между ними –  $h$ , поперечные размеры достаточно велики.

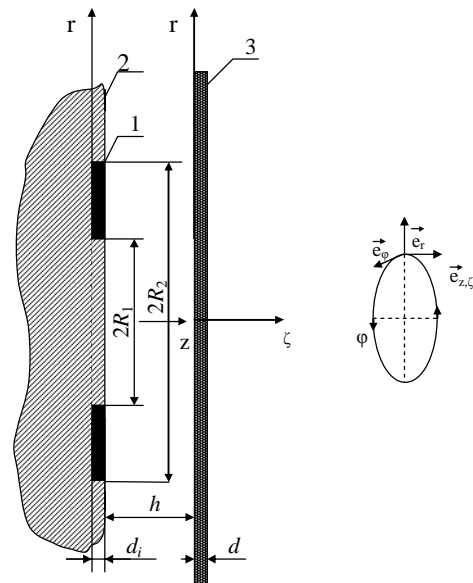


Рис. 1. Расчётная модель индукционной индукторной системы

- Цилиндрический виток индуктора – 1 с внутренним радиусом –  $R_1$ , внешним –  $R_2$  и высотой –  $d_i$  изолирован и располагается в пазу на граничной поверхности экрана – 2 со стороны тонкостенной листовой заготовки толщиной  $d$ . Собственно металл витка не оказывает никакого влияния на протекающие электромагнитные процессы.

- Амплитудно-временные параметры тока индуктора  $I(t)$  таковы, что справедливо квазистационарное приближение по Ландау [6].

- Имеет место аксиальная симметрия, так что  $\partial/\partial\varphi = 0$  ( $\varphi$  – азимутальный угол).

В предыдущих исследованиях [5] были получены расчётные соотношения для вычисления основных характеристик протекающих процессов в исследуемой системе. Не повторяясь в изложении, выпишем из [5] выведенные аналитические зависимости для азимутальной составляющей плотности индуцированного тока в массивном экране  $J_{\varphi}^{(1)}$  и листовой заготовке  $J_{\varphi}^{(3)}$ , а также нормальной  $H_z^{(3)}$  и тангенциальной  $H_r^{(3)}$  составляющей напряженности магнитного поля.

$$j_{\varphi}^{(1)}(\varphi, r, z) = \frac{j_m(\omega\tau_1)}{2 \cdot d} \frac{\partial j(\varphi)}{\partial \varphi} \int_0^{\infty} \frac{F(x)}{x^2} M(x, \mu_r) e^{-x \frac{z}{d}} J_1\left(x \frac{r}{d}\right) dx, (1)$$

$$\text{где } M(x, \mu_r) = \left( 1 + \frac{(\mu_r - 1)^2 \cdot (1 - e^{-2x}) \cdot e^{-2x \frac{h}{d}}}{(\mu_r + 1)^2 - e^{-2x} (\mu_r - 1)^2} \right);$$

$x = \lambda \cdot d$  – новая безразмерная переменная интегрирования;

$$F(x) = \int_{\frac{x R_1}{d}}^{\frac{x R_2}{d}} y \cdot J_1(y) \cdot dy, \quad y = \lambda \cdot r,$$

$J_1(x(r/d))$  – функция Бесселя первого порядка.

$$j_{\varphi}^{(3)}(\varphi, r, \zeta) = j_m \omega \tau_2 \frac{\partial j(\varphi)}{\partial \varphi} \int_0^{\infty} \frac{F(x)}{x^2} N(x, \mu_r, \zeta) e^{-x \frac{h}{d}} J_1\left(x \frac{r}{d}\right) dx, (2)$$

$$\text{где } N(x, \mu_r, \zeta) = \frac{\left( shx \left( \frac{\zeta}{d} - 1 \right) - \mu_r chx \left( \frac{\zeta}{d} - 1 \right) \right)}{\left( \mu_r^2 + 1 \right) shx + 2 \mu_r chx};$$

$$J_{\varphi}^{(1)}(\varphi, r) = \frac{j_m \cdot (\omega \cdot \tau_1)}{2} \frac{\partial j(\varphi)}{\partial \varphi} \int_0^{\infty} \frac{F(x)}{x^3} \cdot M(x, \mu_r) \cdot J_1\left(x \frac{r}{d}\right) dx, (3)$$

$$J_{\varphi}^{(3)}(\varphi, r) = j_m \omega \tau_2 \frac{\partial j(\varphi)}{\partial \varphi} \int_0^{\infty} \frac{F(x)}{x^3} e^{-x \frac{h}{d}} \cdot N_1(x, \mu_r) \cdot J_1\left(x \frac{r}{d}\right) dx, (4)$$

$$\text{где } N_1(x, \mu_r) = \frac{1 - ch(x) - \mu_r sh(x)}{\left( \mu_r^2 + 1 \right) shx + 2 \mu_r chx}.$$

$$P_{\text{притяж}} = \frac{\mu_0 \cdot r}{2 \cdot h} \cdot J_{\varphi}^{(1)} \cdot J_{\varphi}^{(3)}. \quad (5)$$

$$H_r^{(3)}(\varphi, r, \zeta) = j_m j(\varphi) \int_0^{\infty} \frac{F(x)}{x} e^{-x \frac{h}{d}} K(x, \mu_r, \zeta) J_1\left(x \frac{r}{d}\right) dx, (6)$$

$$\text{где } K(x, \mu_r, \zeta) = \frac{\left( chx \left( \frac{\zeta}{d} - 1 \right) - \mu_r shx \left( \frac{\zeta}{d} - 1 \right) \right)}{\left( \mu_r^2 + 1 \right) shx + 2 \mu_r chx};$$

$$H_z^{(3)}(\varphi, r, \zeta) = -j_m j(\varphi) \int_0^{\infty} F(x) e^{-x \frac{h}{d}} N_2(x, \mu_r, \zeta) J_0\left(x \frac{r}{d}\right) dx, (7)$$

$$\text{где } N_2(x, \mu_r, \zeta) = \frac{\left( \mu_r sh \left( x \frac{(d - \zeta)}{d} \right) + ch \left( x \frac{(d - \zeta)}{d} \right) \right)}{\left( \mu_r^2 shx + 2 \mu_r chx + shx \right)},$$

$$P_{\text{маг}} = -\frac{\mu_0}{2} \cdot (\mu - 1) \cdot \left[ \mu \cdot \left( H_{1r}^2 - H_{2r}^2 \right) + \left( H_{1z}^2 - H_{2z}^2 \right) \right], (8)$$

где  $H_{1z,r}(\zeta=0)$ ,  $H_{2z,r}(\zeta=d)$  –  $\{z$  и  $r\}$  – компоненты напряженности магнитного поля на граничных поверхностях обрабатываемого листа.

Перейдём к расчётным данным:

Итак, источник мощности – магнитно-импульсная установка МИУ-15: ёмкость накопителя  $C = 1000$  мкФ, рабочая частота  $f = 1$  кГц, относительный декремент затухания  $\delta_0 = 0,2$ , (амплитуда тока в индукторе 19,61 кА при запасаемой энергии ёмкостного накопителя  $W = 12,5$  кДж).

Источник поля – плоский одновитковый цилиндрический соленоид с  $R_1 = 0,035$  м,  $R_2 = 0,038$  м. Массивный вспомогательный экран и заготовка выполнены из электротехнической стали с удельной электропроводностью  $\gamma = 0,2 \cdot 10^7$  1/Ом·м. Заготовка – плоский металлический лист толщиной  $d = 0,001$  м. Расстояние между рабочими поверхностями экрана и заготовки  $h = 0,002$  м.

Воспользовавшись формулами (1) – (8) произведем построения графических зависимостей радиального распределение плотности индуцированных токов

Из графиков на рис. 2-4 следуют выводы:

- распределение индуцированного тока по радиусу практически не зависит от величины магнитной проницаемости листового металла;
- с увеличением  $\mu_r$  растёт неоднородность распределения по толщине листа, так при  $\mu_r \leq 2,5$  неоднородность изменяется от 12 % до 26 %, а при  $\mu_r \in [2,5, 5,0]$  имеет место рост от 12 % до 35 %;
- физически, рост неоднородности распределения индуцированного тока по толщине можно объяснить влиянием нормальной компоненты напряжённости магнитного поля в металле заготовки;
- с увеличением  $\mu_r$  растёт амплитуда индуцированного тока, для  $\mu_r \in [1,0, 5,0]$  величина  $j_m$  увеличивается на 20 %.

Перейдём к возбуждаемым усилиям.

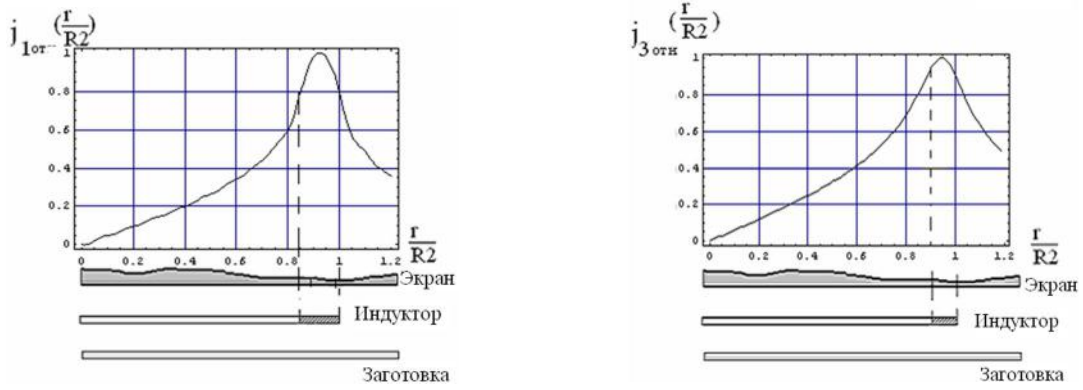
Начнём с сил, природа которых обусловлена взаимодействием индуцированного тока и внешнего магнитного поля (известны, как силы Лоренца) [2, 5].

Поскольку помимо тангенциальной компоненты появляется и приобретает значимость нормальная составляющая вектора напряжённости магнитного поля, в металле листовой заготовки возбуждается вектор силы с нормальной и тангенциальной компонентой. Нормальная компонента соответствует силе магнитного давления, обеспечившей успех собственно магнитно-импульсной обработки металлов в режиме резкого поверхностного эффекта, тангенциальная – действует в радиальном направлении. Её значимость проявляется при появлении пусть даже небольших деформаций на поверхности листовой заготовки. В этом случае касательные усилия, помноженные на плечо – нормальные деформации, должны возбуждать вращающие механические моменты. Действие последних обязательно должно повлиять на процесс деформирования обрабатываемого объекта в целом.

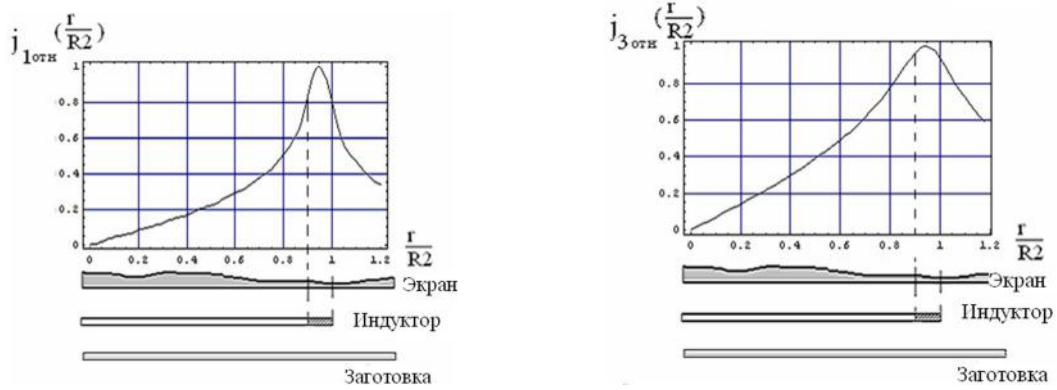
И хотя интеграл действия сил данной физической природы во времени будет стремиться к нулю [2, 4], их амплитудные значения всё же представляют интерес для сравнения с другими возбуждаемыми усилиями.

Для нормальной ( $z$ -составляющей) формула имеет вид:

$$F_{L\perp}(t, r) = \mu \int_0^d j_{\varphi}^{(3)}(t, r, \zeta) \cdot H_r^{(3)}(t, r, \zeta) d\zeta. \quad (9)$$

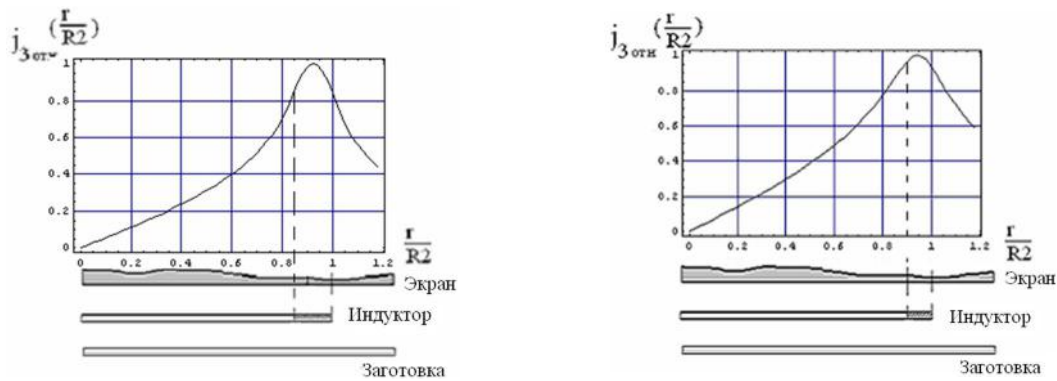


а

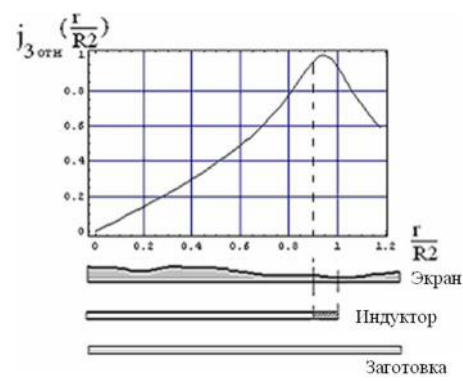


б

Рис. 2. Радиальное распределение амплитуд индуцированных токов: а) неферромагнитный экран и заготовка; б) неферромагнитный экран и ферромагнитная заготовка

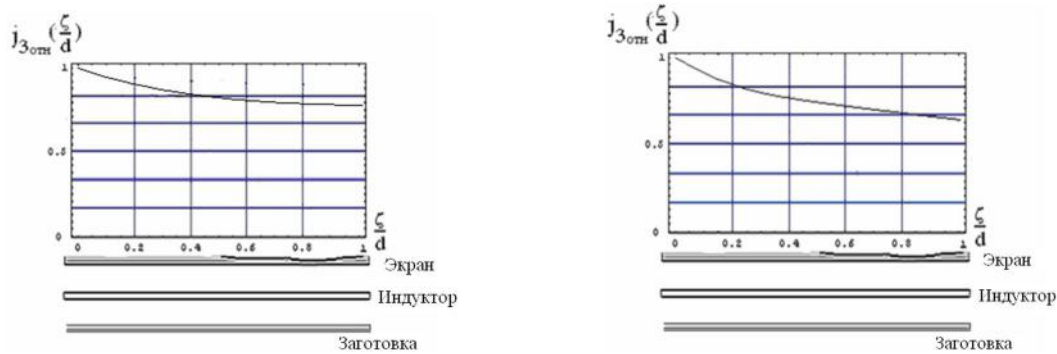


а

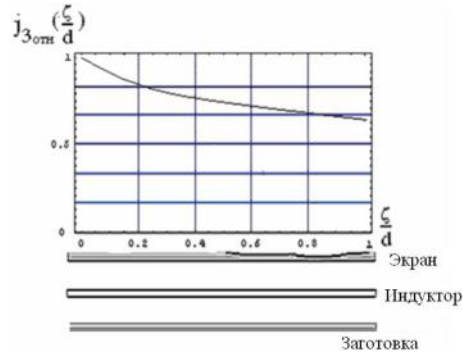


б

Рис. 3. Радиальное распределение плотности индуцированного тока на поверхности листа со стороны индуктора: а)  $\mu_r = 1.0$  ( $j_m = 1.41 \cdot 10^8$  А/м), б)  $\mu_r = 5.0$  ( $j_m = 2.14 \cdot 10^8$  А/м)



а



б

Рис. 4. Распределение плотности индуцированного тока по толщине листа заготовки под центром витка индуктора –  $r = (R_1 + R_2)/(2 \cdot R_2)$  а)  $\mu_r = 1.0$  ( $j_m = 4.46 \cdot 10^8$  А/м), б)  $\mu_r = 5.0$  ( $j_m = 5.3 \cdot 10^8$  А/м)

Тангенциальная (радиальная  $r$ -компонента) составляющая имеет вид:

$$F_{LII}(t, r) = \mu \int_0^d j_{\varphi}^{(3)}(t, r, \zeta) \cdot H_z^{(3)}(t, r, \zeta) d\zeta. \quad (10)$$

Результаты вычислений сил Лоренца в соответствии с (9) и (10) приведены на рис. 4 и рис. 5.

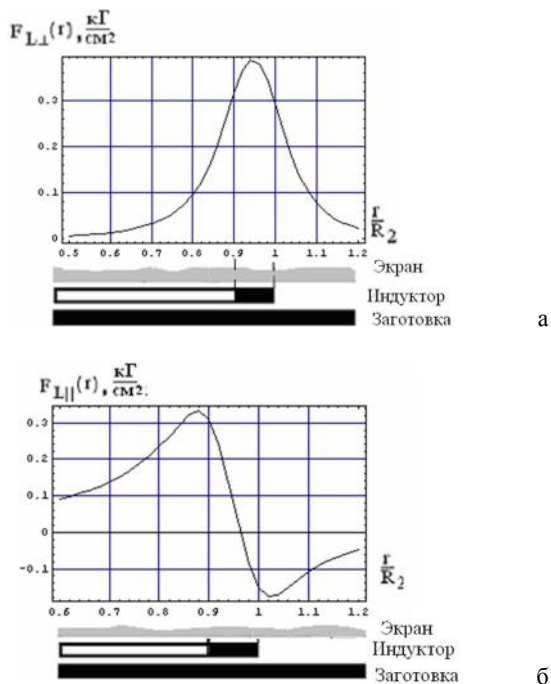


Рис. 5. Радиальные распределения компонент сил Лоренца в собственном временном максимуме для немагнитных металлов,  $\mu_r = 1$ , а) нормальная  $z$ -составляющая (отталкивания-притяжения), б) тангенциальная  $r$ -составляющая (растяжения-сжатия)

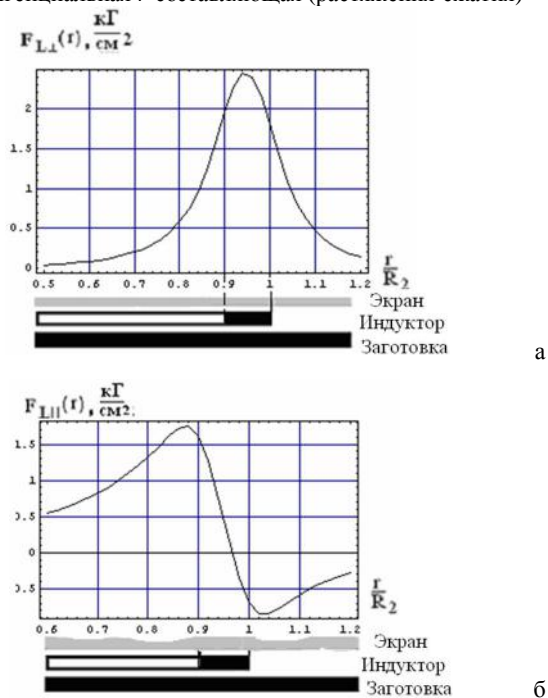


Рис. 6. Радиальные распределения компонент сил Лоренца в собственном временном максимуме для  $\mu_r = 2.5$ , а) нормальная  $z$ -составляющая (отталкивания-притяжения), б) тангенциальная  $r$ -составляющая (растяжения-сжатия)

Силы притяжения в рассматриваемой индукционной индукторной системе – это сила притяжения листовой заготовки, обусловленная действием вспомогательного экрана (взаимное притяжение проводников с одинаково направленными индуцированными токами – закон Ампера), и сила притяжения, обусловленная магнитными свойствами металла собственно заготовки. Эти силы рассчитаны в соответствии с формулами (1) – (6) и приведены на рис. 7 и рис. 8.

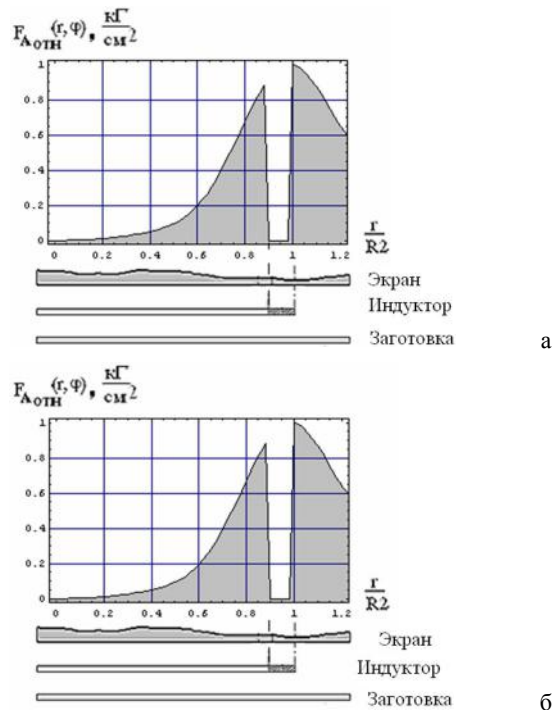


Рис. 7. Радиальное распределение силы притяжения – Ампера в собственном временном максимуме, а)  $\mu_r = 1.0$ ,  $F_{Amax_{отн}} = 38 \text{ кГ/см}^2$ , б)  $\mu_r = 2.5$ ,  $F_{Amax_{отн}} = 91.4 \text{ кГ/см}^2$

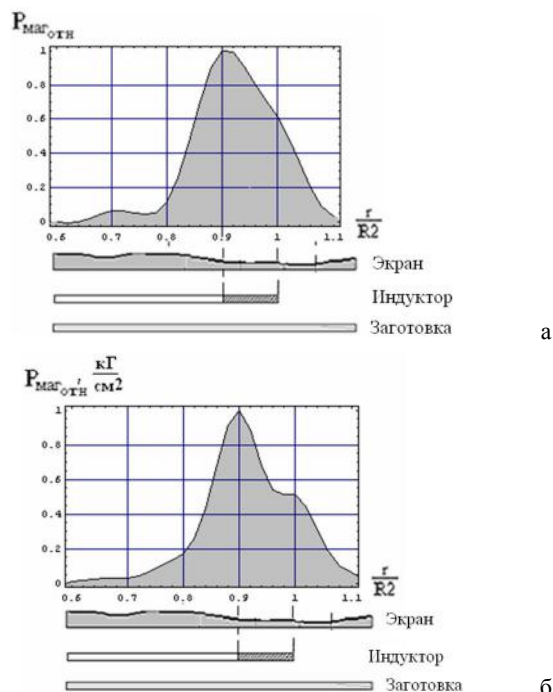


Рис. 8. Радиальная зависимость магнитной силы в металле заготовки в относительных единицах (нормировка производится на амплитудное значение) а)  $\mu_r = 1.5$  ( $0.9 \text{ кГ/см}^2$ ), б)  $\mu_r = 2.5$  ( $2.16 \text{ кГ/см}^2$ )



Как следует из феноменологических соображений, в магнитных полях с напряжённостями, достаточными для ощутимого силового воздействия ( $\sim 10^5 \div 10^7$  А/м), относительная магнитная проницаемость должна стремиться в величине, близкой к единице. Справедливость такого предположения обоснована авторами в работах [1, 3, 5]. Для определённости примем, что  $\mu_r$  не более 2.5.

Проведенные вычисления показали:

- возбуждаемые силы любой природы (силы Лоренца и силы Ампера) концентрируются в зоне под витком индуктора;
- под центром витка направление тангенциальных сил Лоренца изменяется на противоположное;
- силы притяжения Ампера знакопостоянны в течение всего импульса силы, их действие во времени имеет кумулятивный характер;
- силы Лоренца имеют осциллирующий характер, их интегральное действие во времени стремится к нулю

$$\int_0^{\infty} F(\varphi) d\varphi \Rightarrow \int_0^{\infty} j(\varphi) \cdot \frac{dj(\varphi)}{d\varphi} d\varphi = \frac{j^2(\varphi)}{2} \Big|_0^{\infty} = 0;$$

- анализ радиального распределения сил притяжения Ампера позволяет выделить на поверхности листовой заготовки область, где их действие будет наиболее эффективным.

Как следует из проведенных вычислений, в случае неферромагнитного экрана и ферромагнитной заготовки амплитуды сил притяжения (силы Ампера) на 5 % выше, чем в случае, когда последние выполнены из немагнитной стали. Этот факт объясняется несущественным влиянием относительной магнитной проницаемости металла заготовки на протекающие электродинамические процессы.

## ВЫВОДЫ

1. Расчеты показали, что распределение индуцированного тока по радиусу практически не зависит от величины магнитной проницаемости листового металла: при  $\mu_r = 1.0$ ,  $j_m = 4.46 \cdot 10^8$  А/м, а при  $\mu_r = 5.0$ ,  $j_m = 5.3 \cdot 10^8$  А/м.

2. Проведенные вычисления показали, что радиальное распределение сил притяжения – Ампера практически не зависят от величины магнитной проницаемости листового металла:

- при  $\mu_r = 1.0$ ,  $F_{\text{Амахотн}} = 38$  кГ/см<sup>2</sup>;
- при  $\mu_r = 2.5$ ,  $F_{\text{Амахотн}} = 91.4$  кГ/см<sup>2</sup>.

3. Из приведенных вычислений следует, что радиальные распределения компонент сил Лоренца зависят от величины магнитной проницаемости листового металла:

- при  $\mu_r = 1.0$ ,  $F_{L\perp} = 0.38$  кГ/см<sup>2</sup>;  $F_{L\parallel} = 0.33$  кГ/см<sup>2</sup>;
- при  $\mu_r = 2.5$ ,  $F_{L\perp} = 2.43$  кГ/см<sup>2</sup>;  $F_{L\parallel} = 1.8$  кГ/см<sup>2</sup>.

Влиянием последней нельзя пренебрегать, её действие может исказить картину деформирования листовой заготовки в области витка индуктора.

4. Влияние магнитных свойств заготовки проявляется в появлении сил магнитного притяжения: при  $\mu_r = 1.5$   $P_{\text{мар}} = 0.9$  кГ/см<sup>2</sup>, а при  $\mu_r = 2.5$   $P_{\text{мар}} = 2.16$  кГ/см<sup>2</sup>.

Этот факт говорит о том, что влияние магнитных свойств заготовки несущественно, но магнитно-импульсная обработка металла обладающего магнитными свойствами будет более эффективна, чем в случае неферромагнетика. И чем большая у металла  $\mu_r$  тем эффективнее будет его обработка.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гнатов А.В. Расчёт электродинамических усилий в индукционной индукторной системе с неферромагнитным массивным экраном и листовой заготовкой / А.В. Гнатов // Электротехника і електромеханіка. – 2009. – № 5. – С. 56-59.
2. Туренко А.Н. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Т. 3. Теория и эксперимент притяжения тонкостенных металлов импульсными магнитными полями: монография / А.Н. Туренко, Ю.В. Батыгин, А.В. Гнатов. – Харків: ХНАДУ, 2009. – 240 с.
3. Батыгин Ю.В. Электродинамические усилия в одновитковой индукторной системе с тонкостенным немагнитным проводником / Ю.В. Батыгин, А.Ю. Бондаренко, С.А. Драченко // Электротехника і електромеханіка. – 2009. – № 3. – С. 57-60.
4. Гнатов А.В. Электромагнитные процессы в индукционной индукторной системе с одновитковым соленоидом, массивным экраном и тонкостенной листовой заготовкой / А.В. Гнатов // Электротехника і електромеханіка. – 2009. – № 6. – С. 46-49.
5. Батыгин Ю.В. Расчёт электродинамических усилий в индукционной индукторной системе с неферромагнитным массивным экраном и ферромагнитной заготовкой / Ю.В. Батыгин, А.В. Гнатов, С.А. Драченко, Т.В. Гаврилова // Электротехника і електромеханіка. – 2010. – № 6. – С. 60-63.
6. Шнеерсон Г.А. Поля и переходные процессы в аппаратуре сверхсилных токов // Л.: Энергоиздат, 1981. – 200 с.

**Bibliography (transliterated):** 1. Gnatov A.V. Raschet `elektrodinamicheskikh usilij v indukcionnoj induktornoj sisteme s neferromagnitnym massivnym `ekranom i listovoj zagotovkoj / A.V. Gnatov // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2009. - № 5. - S. 56-59. 2. Turenko A.N. Impul'snye magnitnye polya dlya progressivnykh tehnologij. T. 3. Teoriya i `eksperiment prityazheniya tonkostennykh metallov impul'snymi magnitnymi polyami: monografiya/A.N. Turenko, Yu.V. Batygin, A.V. Gnatov. - Harkiv: HNADU, 2009. - 240 s. 3. Batygin Yu.V. Elektrodynamichekije usiliya v odnovitkovoj induktornoj sisteme s tonkostennym nemagnitnym provodnikom / Yu.V. Batygin, A.Yu. Bondarenko, S.A. Drachenko // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2009. - № 3. - S. 57-60. 4. Gnatov A.V. `Elektromagnitnye processy v indukcionnoj induktornoj sisteme s odnovitkovym solenoidom, massivnym `ekranom i tonkostennoj listovoj zagotovkoj / A.V. Gnatov // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2009. - № 6. - S. 46-49. 5. Batygin Yu.V. Raschet `elektrodinamicheskikh usilij v indukcionnoj induktornoj sisteme s neferromagnitnym massivnym `ekranom i ferromagnitnoj zagotovkoj / Yu.V. Batygin, A.V. Gnatov, S.A. Drachenko, T.V. Gavrilova // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2010. - № 6. - S. 60-63. 6. Shneerson G.A. Polya i perehodnye processy v apparature sverhsil'nyh tokov // L.: `Energoizdat, 1981. - 200 s.

Поступила 22.01.2011

*Батыгин Юрий Викторович, д.т.н., проф.,  
Щиголева Светлана Александровна,  
Барбашова Марина Викторовна*  
Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет, кафедра физики  
61002, Харьков, ул. Петровского, 25  
тел. (057) 707-37-27, e-mail: batygin48@mail.ru,  
*Гнатов Андрей Викторович, к.т.н., доц.*  
Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет, кафедра "Автомобильная электроника"  
61002, Харьков, ул. Петровского, 25  
тел. (057) 700-38-52, e-mail: kalifus@yandex.ru

*Batygin Yu.V., Gnatov A.V., Drachenko S.A., Barbashova M.V.*  
**Calculation of electrodynamic forces in an induction inductor system with a nonferromagnetic massive screen and a ferromagnetic sheet workpiece.**

The article is devoted to functioning of an induction inductor system with a nonferromagnetic massive screen and a ferromagnetic thin-walled sheet workpiece in a low-frequency mode of operating fields. Radial distribution of induced currents density, Lorenz force, Ampere force and the force specified by the workpiece magnetic properties in the system considered is analyzed. Magnetic properties of the workpiece metal are shown not to substantially influence electrodynamic processes characteristics.

**Key words – induction inductor system, nonferromagnetic massive screen, low-frequency mode, analytical dependences.**

## МЕТОДЫ ВЫЧИСЛЕНИЯ ПОТЕРЬ МОЩНОСТИ В ЭЛЕМЕНТАХ НЕСИММЕТРИЧНО НАГРУЖЕННОЙ СЕТИ

*Запропоновано методи приблизного та точного визначення втрат потужності в нерівномірно навантажених сільських мережах 0,38/0,22 кВ.*

*Предложены методы приближенного и точного определения потерь мощности в неравномерно нагруженных сельских сетях 0,38/0,22 кВ.*

### ВВЕДЕНИЕ

Улучшение качества электрической энергии является актуальной проблемой в сельских электрических сетях напряжением 0,38/0,22 кВ, которая неразрывно связана с уменьшением дополнительных потерь электроэнергии, вызванных несимметричной нагрузкой фаз. Анализ режимов работы сельских сетей напряжением 0,38/0,22 кВ [1, 2] показал, что несимметрия токов обусловлена коммунально-бытовой нагрузкой. Основную часть этой нагрузки составляют неравномерно распределенные по фазам однофазные электроприемники, имеющие, как правило, случайный характер электропотребления. Знание величин несимметрии токов в сети, позволяет уточнить уровень потерь электроэнергии и по возможности применить мероприятия по их снижению.

Для определения потерь активной мощности в четырехпроводных (и трехпроводных) неравномерно нагруженных линиях предложен ряд методов, основанных, главным образом, на необходимости знания величин линейных токов и тока в нулевом проводе [3]. Методы основаны, в общем, на определении степени несимметрии или коэффициентов неравномерности токов и зависящей от них кратности увеличения потерь (по отношению к потерям в симметричном режиме).

С точки зрения эксплуатации сетей 0,38 кВ, особенно сельских, нужно учесть следующее:

- неравномерно нагруженные линии с одной сосредоточенной на конце нагрузкой встречаются на практике крайне редко, нагрузка, как правило, распределена вдоль линии;

- измерение токов в проводах на многочисленных участках линий с распределенной нагрузкой крайне затруднительно, а иногда просто невозможно.

Исходя из этих соображений, основными недостатками методов следует считать:

- необходимость знания токов в трех линейных проводах и нулевом проводе на всех многочисленных участках сети;

- возможность определения потерь (или кратности их увеличения) только на каждой отдельной участке с последующим их суммированием, для чего необходимо, кроме всего прочего, измерение токов одновременно на всех участках и т.п.

Определить степень неравномерности нагрузки фаз можно через коэффициент неравномерности:

$$k_n = \frac{I_n}{I_A + I_B + I_C}, \quad (1)$$

где  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$  – соответственно токи фаз А, В и С;  $I_n$  – ток в нулевом проводе.

Для оценки неравномерности нагрузок (рис. 1) можно использовать относительные разности значений фазных токов [4]:

$$a = \frac{I_{cp} - I_{min}}{I_{max}}, \quad b = \frac{I_{max} - I_{cp}}{I_{max}}, \quad (2)$$

где  $I_{max}$ ,  $I_{cp}$ ,  $I_{min}$  – соответственно действующие значения токов максимально, средне и минимально нагруженных фаз.

Из этих соотношений видно, что пофазно неравномерно нагруженная трехфазная сеть может быть представлена как сеть, питающая трехфазную симметричную нагрузку, определяемую величиной тока минимально нагруженной фазы (в относительных единицах), и две однофазные нагрузки, одна из которых подключена к средне нагруженной фазе и определяется величиной относительной разности токов  $a$ , а другая, определяемая суммой величин относительных разностей токов ( $a + b$ ), подключена к максимально нагруженной фазе сети.

Для оценки увеличения потерь мощности и энергии в сети вследствие неравномерности нагрузки фаз в трехфазной четырехпроводной сети используется коэффициент увеличения потерь мощности, представляющий собой отношение потерь мощности в сети при неравномерной нагрузке фаз к потерям мощности в той же сети при той же нагрузке, но равномерно распределенной по фазам:

$$k_y = \frac{\Delta P_{нр}}{\Delta P_p}. \quad (3)$$

Если в формулу (3) ввести значение коэффициента неравномерности нагрузки фаз (1), то эта формула примет вид:

$$k_y = 1 + \left( 2 + 3 \frac{r_n}{r_\phi} \right), \quad (4)$$

где  $r_n$  – активное сопротивление нулевого провода;  $r_\phi$  – активное сопротивление фазного провода.

Ниже приведены графики зависимостей кратности увеличения потерь активной мощности на участке четырехпроводной линии (в зависимости от сечения нулевого  $S_n$  и фазного  $S_\phi$  проводов) и в трансформаторе от коэффициента неравномерности (рис. 2, 3).

Учитывая все сказанное, приходим к заключению, что с точки зрения эксплуатации сети метод определения потерь мощности в неравномерно нагруженной линии с распределенной нагрузкой должен удовлетворять следующим требованиям:

- давать возможность вычисления потерь сразу по всей линии с любым числом неравномерно нагруженных участков;

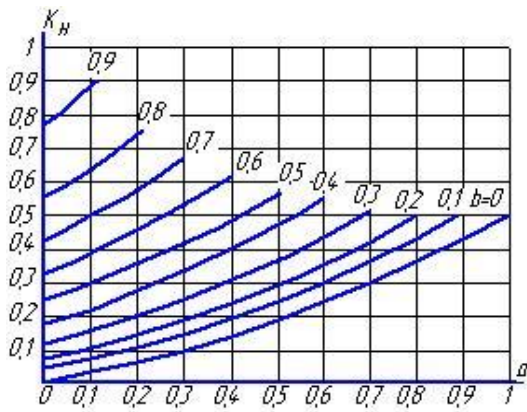


Рис. 1 Зависимость коэффициента неравномерности от разностей токов

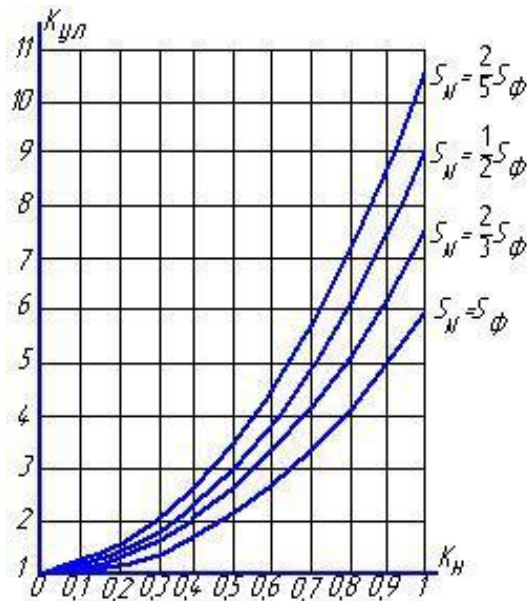


Рис. 2 Зависимость коэффициента кратности увеличения потерь активной мощности в линии от коэффициента неравномерности

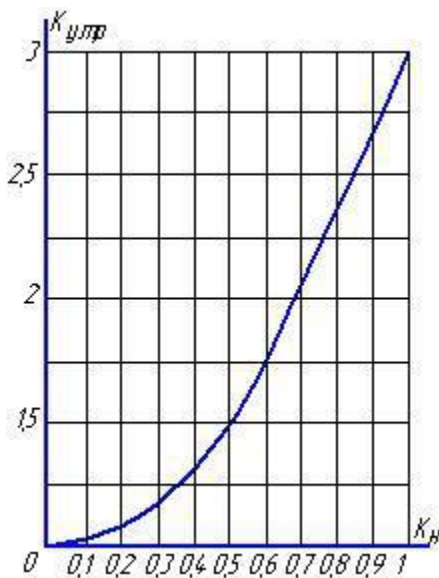


Рис. 3 Зависимость кратности увеличения потерь активной мощности в трансформаторе от коэффициента неравномерности

- не требовать для вычислений знания токов в линейных и нулевом проводах на каждом участке линии;
- позволять производить вычисления по таким доступным в эксплуатации показателям режима, как уровни напряжения в начале и в конце линии и по средним электрическим параметрам электропередачи.

Имея в виду [5, 6] соотношения между потерями активной мощности и напряжения в линиях с произвольно распределенной нагрузкой, можно использовать метод определения потерь активной мощности в любой четырехпроводной неравномерно нагруженной линии. Так для приближенного определения потерь мощности в режиме максимальных нагрузок воспользуемся выражением:

$$\Delta P\% = x + y\Delta U\% \quad (5)$$

где  $\Delta U\%$  – потеря напряжения в часы максимума до электрически наиболее удаленного потребителя;  $x$  и  $y$  – коэффициенты, которые определяются в зависимости от вида нагрузки (табл. 1).

Таблица 1

Значения коэффициентов		
Вид нагрузки	$x$	$y$
Производственная	1,12	0,81
Коммунально-бытовая	0,64	0,71
Смешанная	-1,26	1,01

Основываясь на изложенном, предлагается определять математическое ожидание потерь активной мощности в неравномерно нагруженной трехфазной четырехпроводной линии как сумму математических ожиданий потерь мощности в фазных и нулевом проводах по величинам математических ожиданий потерь напряжения в каждом из этих проводов, либо по величине математического ожидания средней потери напряжения.

Если в эксплуатационных условиях все же представляется возможность произвести измерение токов в проводах на головных участках фидеров 0,38 кВ, то для вычисления потерь может быть предложен метод эквивалентного тока.

Основываясь на том же исходном положении, для каждой фазы линии и для нулевого провода могут быть найдены условные эквивалентные токи, одинаковые по всей длине линии, которые создают в последней такие же потери, как и реальные линейные токи, протекающие на участках.

Если установить аналитическую связь между условным эквивалентным током и током на головном участке, то по известному значению тока на головном участке могут быть определены потери мощности [5]:

$$\Delta P_{\Sigma} = I_3^2 R_{\Sigma} = \sum_{i=1}^m I_i^2 R_i \quad (6)$$

Приняв  $k_3$  коэффициент эквивалентности:

$$k_3 = \frac{I_3}{I_1} = \frac{0,41\sqrt{(m+1)(2m+1)}}{m} \quad (7)$$

где  $m$  – число участков линии;  $I_3$  – эквивалентный ток;  $I_1$  – ток головного участка (фазного, нулевого провода).

Можно найти связь между эквивалентным током  $I_3$  и током главного участка  $I_1$ :

$$I_3 = k_3 I_1 \quad (8)$$

Следует отметить, что метод эквивалентного тока позволяет определить эквивалентный коэффициент неравномерности токов в линии и увеличение потерь мощности по графикам  $k_y = f(k_n)$  (рис. 2):

$$k_{нз} = \frac{I_{нз}}{I_{A3} + I_{B3} + I_{C3}}, \quad (9)$$

где  $I_{нз}$  – эквивалентный ток в нулевом проводе;  $I_{A3}$ ,  $I_{B3}$ ,  $I_{C3}$  – эквивалентный ток соответственно в фазах А, В и С.

Для определения потерь энергии в неравномерно нагруженных элементах сети 0,38 кВ, например, линиях, необходимо знать закон изменения тока в каждой фазе и нулевом проводе не только вдоль длины линии, но и во времени.

В линии с распределенной нагрузкой потери энергии за промежуток времени  $t$  могут быть вычислены по формуле:

$$\Delta A_{\Sigma n} = \sum_{k=1}^3 \sum_{i=1}^m \int i_{ki}^2 r_i dt + \sum_{i=1}^m \int i_{Ni}^2 r_{Ni} dt, \quad (10)$$

где  $i_{ki}$  – линейный ток в проводе фазы  $k$  на  $i$ -м участке;  $i_{Ni}$  – ток в нулевом проводе на  $i$ -м участке;  $m$  – число участков;  $r_i$  – сопротивление фазного провода  $i$ -го участка;  $r_{Ni}$  – сопротивление нулевого провода  $i$ -го участка, а в трансформаторе:

$$\Delta A_{\Sigma m} = \sum_{k=1}^3 \int i_k^2 r_m dt + \Delta P_{cm} t. \quad (11)$$

Однако использование приведенных выражений для расчетов в сетях 0,38 кВ неудобно, т.к. закон изменения токов в элементах сети практически неизвестен и установить его достаточно трудно.

В сетях до 1000 В известны методы для определения потерь такие как, методы вычисления потерь с помощью среднего квадратичного тока и с помощью времени потерь [7]. Последний метод наиболее удобен при технико-экономическом анализе режима работы сети, однако он, как известно, основан на допущении, что максимумы графиков активной и реактивной нагрузок по времени совпадают, а коэффициенты мощности потребителей в течение года постоянны.

Этот метод может быть применен также для вычисления потерь энергии в неравномерно нагруженных элементах сетей 0,38 кВ. Так, например, по предположению выше методу могут быть найдены математические ожидания потерь мощности в фазных и нулевом проводах, которые, будучи умноженными на время потерь  $\tau$ , дадут величину математического ожидания потерь энергии:

$$\Delta A_{\Sigma n} = \tau \left( \sum_{k=1}^3 \Delta P_{\phi} + \Delta P_N \right), \quad (12)$$

где  $\Delta P_{\phi}$  – потери энергии в фазных проводах;  $\Delta P_N$  – потери энергии в нулевом проводе.

Годовое время потерь  $\tau$  определяется как функция числа часов использования максимума нагрузки сельских сетей до 1000 В. Число часов использования максимума зависит от величины и структуры установленной мощности.

Значение времени потерь  $\tau$  также можно определить из регрессионного уравнения [6]:

$$\tau = 0,69 \cdot T - 584, \quad (13)$$

где  $T$  – время использования максимума полной мощности.

На рис. 4 приведена зависимость для определе-

ния  $\tau$  для сельских потребительских подстанций  $\tau = f(T)$  для  $T = 2300-4500$  часв/год.

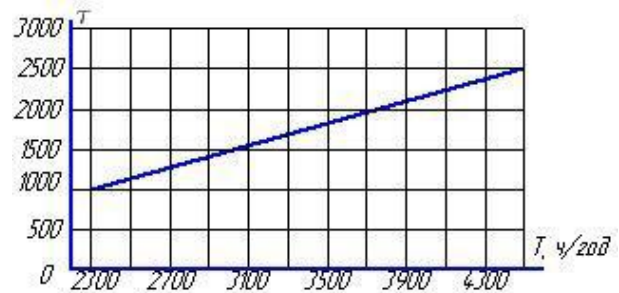


Рис. 4 Зависимость времени потерь от числа часов использования максимума полной мощности

Рассмотрим методику точного вычисления потерь мощности для общего случая несимметрично нагруженной четырехпроводной сети.

Матрица падений напряжений на любом элементе трехфазной сети в несимметричном режиме равна:

$$\Delta \dot{U}_{S3} = \dot{I}_S Z_{S3}, \quad (14)$$

где

$$Z_{S3} = \begin{bmatrix} Z_{03} & Z_{23} & Z_{13} \\ Z_{13} & Z_{03} & Z_{23} \\ Z_{23} & Z_{13} & Z_{03} \end{bmatrix};$$

$$\dot{Z}_{03} = \frac{1}{3}(Z_A + Z_B + Z_C) = Z_{03} e^{j\varphi_0};$$

$$\dot{Z}_{13} = \frac{1}{3}(Z_A + aZ_B + a^2Z_C) = Z_{13} e^{j\varphi_1};$$

$$\dot{Z}_{23} = \frac{1}{3}(Z_A + a^2Z_B + aZ_C) = Z_{23} e^{j\varphi_2};$$

где  $Z_A$ ,  $Z_B$ ,  $Z_C$  – сопротивления фаз элемента сети.

Из уравнения (14) может быть получена матрица сопротивлений элемента сети в схемах симметричных составляющих:

$$\Delta Z_S = \begin{bmatrix} \Delta Z_1 \\ \Delta Z_2 \\ \Delta Z_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{03} & Z_{23} & Z_{13} \\ Z_{13} & Z_{03} & Z_{23} \\ Z_{23} & Z_{13} & Z_{03} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \dot{\alpha}_i & \dot{\beta}_i \\ 1 & \dot{\alpha}_i^{-1} & \dot{\gamma}_i \\ 1 & \dot{\beta}_i^{-1} & \dot{\gamma}_i^{-1} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

где

$$\dot{\alpha}_i = \frac{I_2}{I_1} e^{j(v_2 - v_1)}; \quad \dot{\beta}_i = \frac{I_0}{I_1} e^{j(v_0 - v_1)}; \quad \dot{\gamma}_i = \frac{I_0}{I_2} e^{j(v_0 - v_2)};$$

$$I_1^{\&} = I_1 e^{ju_1}; \quad I_2^{\&} = I_2 e^{ju_2}; \quad I_3^{\&} = I_3 e^{ju_3}.$$

Из (15) вытекает, что

$$Z_S = Z_{03} + \Delta Z_S, \quad (16)$$

то есть сопротивление элемента сети току соответствующей последовательности равно его сопротивлению  $Z_{03}$ , плюс добавочное сопротивление, обусловленное протеканием по данному элементу токов всех трех последовательностей, т.е. всегда  $Z_S > Z_{03}$ , где

$$Z_S = \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{23} & Z_{13} \\ Z_{13} & Z_{23} \\ Z_{23} & Z_{13} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{\alpha}_i & \dot{\beta}_i \\ \dot{\alpha}_i^{-1} & \dot{\gamma}_i \\ \dot{\beta}_i^{-1} & \dot{\gamma}_i^{-1} \end{bmatrix}. \quad (17)$$

В линиях 038/0,22 кВ при неучете реактивного сопротивления могут иметь место следующие два частных случая:

1.  $\dot{\alpha}_i \neq 0; \dot{\beta}_i \neq 0; \dot{\gamma}_i = 0; Z_A = Z_B = Z_C \neq 0;$   
 $\Delta Z_1 = \Delta Z_2 = \Delta Z_0 = 0.$   
 2.  $\dot{\alpha}_i \neq 0; \dot{\beta}_i \neq 0; \dot{\gamma}_i \neq 0; Z_A \neq Z_B \neq Z_C \neq 0;$   
 $\Delta Z_1 \neq 0; \Delta Z_2 \neq 0; \Delta Z_0 \neq 0.$

В трансформаторах в случае, когда углы между векторами токов в фазах равны  $2\pi/3$ :

$$\alpha_i = \beta_i = \frac{1}{3}; \gamma_i = 0;$$

$$\Delta Z_1 = \frac{1}{3} [Z_{23} e^{j(\nu_2 - \nu_1)} + Z_{13} e^{j(\nu_0 - \nu_1)}];$$

$$\Delta Z_2 = \frac{1}{3} [Z_{13} e^{j(\nu_1 - \nu_2)} + Z_{23} e^{j(\nu_0 - \nu_2)}];$$

$$\Delta Z_0 = \frac{1}{3} [Z_{23} e^{j(\nu_1 - \nu_0)} + Z_{13} e^{j(\nu_2 - \nu_0)}].$$

Потери активной мощности в рассматриваемом режиме в элементе сети могут быть вычислены по выражению

$$\Delta P_{\text{нec}} = 3(I_1^2 \text{Re } Z_1 + I_2^2 \text{Re } Z_2 + I_0^2 \text{Re } Z_0) + 9I_0^2 \text{Re } Z_N, \quad (18)$$

где  $Z_N$  – кажущееся сопротивление нулевого провода.

Обращаясь к (15), найдем матрицу действительных частей кажущихся сопротивлений элемента сети:

$$\text{Re } \mathbf{Z}_S = \begin{bmatrix} \text{Re } Z_1 \\ \text{Re } Z_2 \\ \text{Re } Z_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{03} & \alpha_i Z_{23} & \beta_i Z_{13} \\ Z_{13} & \alpha_i^{-1} Z_{03} & \gamma_i Z_{23} \\ Z_{23} & \beta_i^{-1} Z_{13} & \gamma_i^{-1} Z_{03} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & g & d \\ 1 & b & e \\ 1 & c & f \end{bmatrix}, \quad (19)$$

где

$$g = \frac{\cos(\nu_2 - \nu_1 - \varphi_0)}{\cos \varphi_0}; \quad b = \frac{\cos(\nu_1 - \nu_2 + \varphi_0)}{\cos \varphi_0};$$

$$c = \frac{\cos(\nu_1 - \nu_0 + \varphi_2)}{\cos \varphi_0}; \quad d = \frac{\cos(\nu_0 - \nu_1 + \varphi_1)}{\cos \varphi_0};$$

$$e = \frac{\cos(\nu_0 - \nu_2 + \varphi_2)}{\cos \varphi_0}; \quad f = \frac{\cos(\nu_2 - \nu_0 + \varphi_1)}{\cos \varphi_0}.$$

Легко убедиться, что кратность увеличения потерь

$$k_y = \frac{\Delta P_{\text{нec}}}{\Delta P_{\text{сим}}} = \frac{(I_1^2 + I_2^2 + I_0^2) \text{Re } Z_{03} + (I_1^2 \text{Re } Z_1 + I_2^2 \text{Re } Z_2 + I_0^2 \text{Re } Z_0)}{I_{\text{cp,ap}}^2 \text{Re } Z_{03}} + \frac{3I_0^2 \text{Re } Z_N}{I_{\text{cp,ap}}^2 \text{Re } Z_{03}} > 1. \quad (20)$$

### ВЫВОД

Потери активной мощности в любом элементе сети при неравномерной нагрузке фаз превышают потери в этом же элементе в симметричном режиме. Кратность увеличения потерь в реальных сетях 0,38 кВ может намного превышать единицу.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Левин М.С. Анализ несимметричных режимов сельских сетей 0,38 кВ / М.С. Левин, Т.Б. Лещинская // Электричество. – 1999. – № 5. – С. 18-22.
2. Дерзский В.Г. Потери электроэнергии и напряжения в сетях 0,38 кВ при неполнофазных режимах работы в условиях неопределенности / В.Г. Дерзский, В.Ф. Скиба // Энергетический эксперт. – 2010.
3. Наумов И.В. Снижение потерь и повышение качества электрической энергии в сельских распределительных сетях 0,38 кВ с помощью симметрирующих устройств // Дисс. докт. тех. наук, 05.20.02 – Иркутск, 2002. – 387 с.
4. Рожавский С.М. Потери мощности в проводах при неравномерной нагрузке фаз / С.М. Рожавский, В.П. Позняк, В.М. Зубко // Энергетика и электрификация. – 1970. – № 1. – С. 24-25.
5. Косоухов Ф.Д. Потери мощности и напряжения в сельских сетях 0,38 кВ при несимметричной нагрузке. – Техника в сельском хозяйстве. – 1988. – № 3. – С. 5-8.
6. Будзко И.А. Электроснабжение сельскохозяйственных предприятий и населенных пунктов / И.А. Будзко, М.С. Левин. – М: Агропромиздат, 1985. – 320 с.
7. Железко Ю.С. Выбор мероприятий по снижению потерь электроэнергии в электрических сетях / Ю.С. Железко. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 176 с.

**Bibliography (transliterated):** 1. Levin M.S. Analiz nesimmetrichnyh rezhimov sel'skih setej 0,38 kV / M.S. Levin, T.B. Leshchinskaya // `Elektrichestvo. - 1999. - № 5. - S. 18-22. 2. Derzskij V.G. Poteri `elektro`energii i napryazheniya v setyah 0,38 kV pri nepolnofaznyh rezhimah raboty v usloviyah neopredelennosti / V.G. Derzskij, V.F. Skiba // `Energeticheskij `ekspert. - 2010. 3. Naumov I.V. Snizhenie poter' i povyshenie kachestva `elektricheskoy `energii v sel'skih raspreditel'nyh setyah 0,38 kV s pomoshch'yu simmetriruyuschih ustrojstv//Diss. dokt. teh. nauk, 05.20.02 - Irkutsk, 2002. - 387 s. 4. Rozhavskij S.M. Poteri moschnosti v provodah pri neravnomernoj nagruzke faz / S.M. Rozhavskij, V.P. Poznyak, V.M. Zubko // `Energetika i `elektrifikaciya. - 1970. - № 1. - S. 24-25. 5. Kosouhov F.D. Poteri moschnosti i napryazheniya v sel'skih setyah 0,38 kV pri nesimmetrichnoj nagruzke. - Tehnika v sel'skom hozyajstve. - 1988. - № 3. - S. 5-8. 6. Budzko I.A. `Elektrosnabzhenie sel'skohozyajstvennyh predpriyatij i naselennyh punktov / I.A. Budzko, M.S. Levin. - M: Agropromizdat, 1985. - 320 s. 7. Zhelezko Yu.S. Vybormeropriyatij posnizheniyu poter' `elektro`energii v `elektricheskikh setyah / Yu.S. Zhelezko. - M.: `Energoatomizdat, 1989. - 176 s.

Поступила 30.06.2011

Мирошник Александр Александрович, к.т.н., доц.

Харьковский национальный технический университет сельского хозяйства им. Петра Василенко, кафедра автоматизации и компьютерно-интегрированных технологий  
 61052, Харьков ул. Коцарская, 9, к. 208  
 тел. (097) 9506033, (057) 7123537  
 e-mail: miroshnyk@rambler.ru

Miroshnyk A.A.

### Calculation methods for power losses in elements of an asymmetrically loaded network.

Methods of approximate and exact calculation of power losses in irregularly loaded 0.38 / 0.22 kV networks are introduced.

Key words – asymmetric mode, electrical power loss, irregularity coefficient.

Г.Г. Жемеров, Н.А. Ильина, О.И. Ковальчук, Д.С. Крылов

## ВИРТУАЛЬНЫЙ ЛАБОРАТОРНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ ПО ДИСЦИПЛИНЕ "МЕТОДЫ РАСЧЕТА И МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ"

*У даній статті описаний віртуальний лабораторний стенд для дослідження автономного паралельного інвертора струму, виконаний з використанням пакету програм Matlab/Simulink/Power System BlockSet.*

*В настоящей статье описан виртуальный лабораторный стенд для исследования автономного параллельного инвертора тока, выполненный с использованием пакета программ Matlab/Simulink/Power System BlockSet.*

### ВВЕДЕНИЕ

Традиционные методы выработки у студентов практических навыков работы с устройствами силовой электроники предполагают создание лабораторных стендов на основе маломощных промышленных образцов или физических моделей устройств, стоимость разработки, изготовления и эксплуатации которых в современных условиях оказывается значительно выше финансовых возможностей украинских вузов. Несмотря на высокую стоимость "физические" лабораторные стенды имеют существенный недостаток, заключающийся в ограниченных возможностях изменения параметров и режимов работы исследуемого устройства, а также в ограничениях по установочной мощности установки. Вследствие этого электромагнитные процессы и рабочие характеристики, исследуемые на лабораторном стенде, значительно отличаются от электромагнитных процессов и характеристик прототипов, имеющих установленную мощность на несколько порядков большую, чем лабораторный стенд.

С другой стороны компьютерное моделирование электромагнитных процессов в полупроводниковых преобразователях энергии является эффективным инструментом ускорения разработок и исследования характеристик преобразователей и систем электропитания на их основе. Широкое распространение при моделировании получил язык программирования *MatLab* и пакеты его расширения *Simulink* и *Control system Toolbox* [1-3]. *MatLab*-модели преобразователей различных типов, как правило, могут быть выполнены с высоким уровнем детализации силовых схем и систем управления, они позволяют исследовать переходные и установившиеся процессы с приемлемыми затратами времени на моделирование. Поэтому использование персональных компьютеров (PC) и современных программ моделирования позволяет создавать виртуальные лабораторные стенды [4], [5] качественно отличающиеся от традиционных возможностью точного учёта всех параметров и особенностей электромагнитных процессов в исследуемом устройстве, а также возможностью изменять в широких пределах любые параметры и режимы работы схемы. Студент имеет возможность самостоятельно осуществить расчет, моделирование и исследование любого типа устройства силовой электроники. Если персональный компьютер, лицензионные пакеты операционной системы *Windows* и какой-либо программы моделирования, например, *Matlab/Simulink* приобретены заранее, то стоимость разработки виртуального лабораторного стенда и методических указаний по его использованию оказывается относительно невысокой.

В настоящей статье описан виртуальный лабораторный стенд для исследования автономного параллельного инвертора тока, выполненный с использованием пакета программ *Matlab/Simulink/Power System BlockSet*.

### СИЛОВАЯ СХЕМА ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА

Целью работы, выполняемой на виртуальном лабораторном стенде, является закрепление теоретических знаний студентов, путем детального изучения электромагнитных процессов в параллельном автономном инверторе тока (ПИТ) в установившемся и переходных режимах, а также получение навыков моделирования в среде *MatLab*.

Виртуальный лабораторный стенд позволяет изменять в широких пределах параметры схемы и режимы ее работы.

Силовая схема однофазного параллельного инвертора тока представлена на рис. 1.

Инвертор питается от источника постоянного напряжения  $U_d$  через сглаживающий реактор  $L_d$ . Вентильная часть инвертора выполнена на однооперационных тиристорах  $V1-V4$ , работающих попарно: в течение половины периода повторяемости кривой тока на выходе инвертора,  $i_2$ , включены и проводят ток тиристоры  $V1, V2$ , а в течение другой половины периода повторяемости включены и проводят ток тиристоры  $V3, V4$ . Нагрузка инвертора активно-индуктивная (рис.1), параллельно нагрузке включен конденсатор  $C$ . Под действием напряжения на конденсаторе,  $u_2$ , происходит коммутация тока в тиристорах.

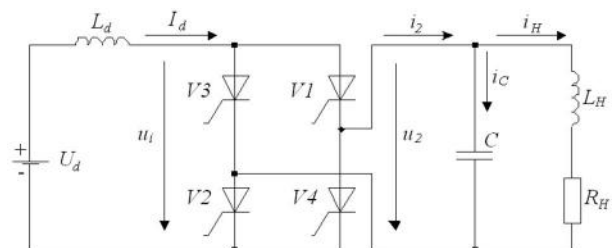


Рис. 1. Силовая схема однофазного параллельного инвертора тока

Соотношение между емкостью конденсатора  $C$  и индуктивностью нагрузки  $L$  должно быть таким, чтобы основная гармоника тока на выходе инвертора  $i_2$ , показанная на рис. 2 пунктиром, опережала по фазе напряжение  $u_2$ .

Это условие, – опережающий ток, – является условием успешной коммутации тиристоров. Угол сдвига между основной гармоникой тока и напряжением на выходе инвертора обозначен на рис. 2 через  $\beta$ . Положительное значение угла  $\beta$  имеет место, если

частота на выходе инвертора,  $f_2$ , больше частоты резонансного контура, образуемого конденсатором  $C$  и реактором  $L_H$ : то есть, если основная гармоника тока  $i_{21}$  опережает напряжение  $u_2$ .

$$f_2 > \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_H C}}. \quad (1)$$

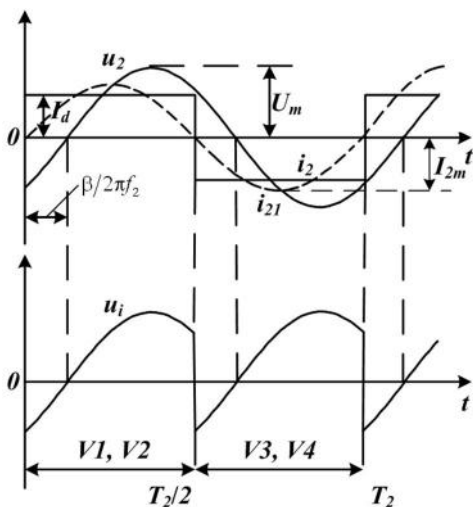


Рис. 2. Кривые тока и напряжения параллельного инвертора тока

Мгновенное напряжение на входе тиристорных мостов обозначены на рис. 1  $u_i$ , а соответствующие средние значения напряжений определяются из соотношения

$$U_i = \frac{1}{T_2} \int_t^{t+T_2} u_i dt = K_U U_m \cos \beta, \quad (2)$$

где

$$K_U = \begin{cases} \frac{2}{\pi} & \text{— для однофазной схемы,} \\ \frac{3\sqrt{3}}{\pi} & \text{— для трехфазной схемы,} \end{cases} \quad (3)$$

$U_m$  – амплитуда фазного синусоидального напряжения на выходе инвертора.

В установившемся режиме работы при пренебрежении падением напряжения на активном сопротивлении реактора  $L_d$  справедливо равенство:

$$U_i = U_d. \quad (4)$$

Допущение синусоидальности напряжения на нагрузке обуславливает соотношение:

$$U_m = z_H I_m, \quad (5)$$

где

$$I_m = K_I I_d, \quad (6)$$

- амплитуда основной гармоники тока нагрузки,

$$K_I = \begin{cases} \frac{4}{\pi} & \text{— для однофазной схемы,} \\ \frac{2\sqrt{3}}{\pi} & \text{— для трехфазной схемы,} \end{cases} \quad (7)$$

$z_H$  – модуль фазного сопротивления нагрузки.

Из (2), (3), (5) и (6) получаем:

$$U_i = K_U K_I z_H I_d \cos \beta. \quad (8)$$

Обозначив

$$K_U K_I z_H \cos \beta = R_E, \quad (9)$$

из (8), (9) получим:

$$U_i = R_E I_d. \quad (10)$$

В установившемся режиме работы инвертора угол  $\beta$  (рис. 2) не зависит от величины тока  $I_d$ . Если ток  $I_d$  изменяется медленно по сравнению с изменением амплитуды напряжения на нагрузке, то переходный процесс в звене постоянного тока инвертора описывается дифференциальным уравнением

$$U_d - U_i = L_d \frac{dI_d}{dt}. \quad (11)$$

Отметим, что в переходном режиме величины  $U_d$  и  $U_i$  являются медленно изменяющимися функциями времени и равенство (4) не соблюдается.

Из (9) и (11):

$$L_d \frac{dI_d}{dt} + R_E I_d = U_d, \quad (12)$$

где

$$R_E = \begin{cases} \frac{8}{\pi^2} z_H \cos \beta, \\ \frac{18}{\pi^2} z_H \cos \beta. \end{cases} \quad (13)$$

Решение дифференциального уравнения (12) при  $U_d = \text{const}$ :

$$I_d = \frac{U_d}{R_E} \left( 1 - e^{-\frac{t}{L_d/R_E}} \right) + I_{d0} e^{-\frac{t}{L_d/R_E}}, \quad (14)$$

где  $I_{d0}$  – начальное значение тока,

$$L_d/R_E = \tau_d, \quad (15)$$

- постоянная времени звена постоянного тока.

Уравнение (14) позволяет исследовать различные переходные процессы в схеме инвертора.

### СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА

Структурная схема системы управления однофазного параллельного инвертора тока представлена на рис. 3.

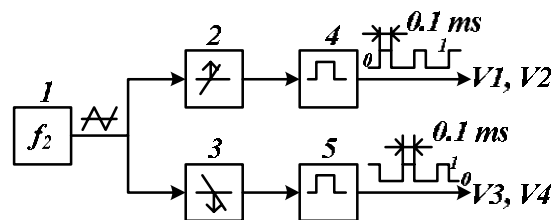


Рис. 3. Структурная схема системы управления параллельного инвертора тока

В блоке 1 системы управления формируется пилообразное напряжение с частотой, равной частоте напряжения на нагрузке  $f_2$ . В блоках 2, 3 формируются короткие импульсы в моменты прохождения пилообразного напряжения через нуль. В блоках 4, 5 формируются две пары управляющих импульсов, подаваемых на входы пар тиристоров  $V1, V2$  и  $V3, V4$ . Начальный запуск схемы инвертора осуществляется за счет начального напряжения на конденсаторе  $C$  отрицательной полярности при первом включении пары тиристоров  $V1, V2$ . В реальном инверторе для пуска необходима специальная система управления, контролирующая угол  $\beta$ .

## СИНТЕЗ МАТЛАВ-МОДЕЛИ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА

С использованием библиотеки пакета программ *MatLab/Simulink/SimPowerSystems* студентам предлагается синтезировать *MatLab*-модель, соответствующую силовой схеме по рис. 1, системе управления по рис. 3 и заданному варианту исходных данных. Приведено два типа исходных данных, которым соответствуют две отличные друг от друга методики расчета параметров схемы параллельного инвертора тока.

Первая методика расчета  $R_H$ ,  $L_H$ ,  $C$ ,  $z_H$ ,  $L_d$  предназначена для случая, когда угол  $\beta = \pi/6$ , а коэффициент сдвига  $\cos\varphi = \sqrt{3}/2$  ( $\varphi = \pi/6$ ). Для указанных выше значений углов  $\beta$  и  $\varphi$  справедлива векторная диаграмма, представленная на рис. 4.

В соответствии с рис. 4:

$$I_{2m} = I_{nm} = I_{cm} = I_m = I_d \frac{4}{\pi}, \quad (16)$$

где  $I_{2m}$  – амплитуда основной гармоники тока на выходе инвертора;  $I_{nm}$  – амплитуда основной гармоники тока нагрузки;  $I_{cm}$  – амплитуда основной гармоники тока через конденсатор  $C$ .

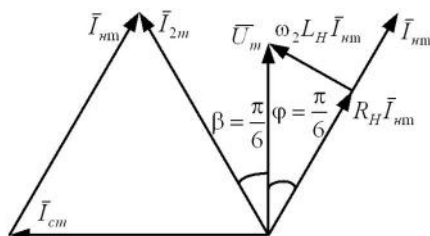


Рис. 4. Векторная диаграмма токов и напряжений параллельного инвертора тока при  $\beta = \pi/6$  и  $\varphi = \pi/6$

Напряжение  $U_m$  на векторной диаграмме – это амплитуда основной гармоники напряжения на выходе инвертора.

Отметим, что равенство (16) имеет место при принятых на рис. 4 углах  $\beta$  и  $\varphi$ , при других значениях углов равенство нарушается.

Амплитуда тока на выходе инвертора может быть определена через сопротивление нагрузки с параллельно включенным конденсатором  $z_H$ . В соответствии с рис. 4:

$$R_H I_m = \frac{\sqrt{3}}{2} U_m, \quad (17)$$

$$\omega_2 L_H I_m = \frac{1}{2} U_m, \quad (18)$$

$$\frac{I_m}{\omega_2 C} = U_m, \quad (19)$$

где

$$\omega_2 = 2\pi f_2, \quad (20)$$

- угловая частота напряжения на выходе инвертора.

Из (17) – (19) получаем:

$$\omega_2 L_H = \frac{1}{\sqrt{3}} R_H, \quad (21)$$

$$\frac{1}{\omega_2 C} = \frac{2}{\sqrt{3}} R_H. \quad (22)$$

Комплексное сопротивление нагрузки с параллельно включенным конденсатором определим, учитывая соотношения (21), (22):

$$\dot{Z} = \frac{-j \frac{2}{\sqrt{3}} R_H \left( R_H + j \frac{1}{\sqrt{3}} R_H \right)}{-j \frac{2}{\sqrt{3}} R_H + R_H + j \frac{1}{\sqrt{3}} R_H}. \quad (23)$$

После несложных преобразований (23) получим:

$$\dot{Z} = j \frac{2}{\sqrt{3}} R_H, \quad (24)$$

откуда

$$z = \frac{2}{\sqrt{3}} R_H. \quad (25)$$

Вторая методика расчета характерна, если угол опережения основной гармоники тока нагрузки относительно основной гармоники напряжения на нагрузке  $\beta = \pi/12$ , а коэффициент сдвига  $R$ - $L$  нагрузки  $\cos\varphi = 1/2$ . Для указанных выше значений углов  $\beta$  и  $\varphi$  справедлива векторная диаграмма, представленная на рис. 5.

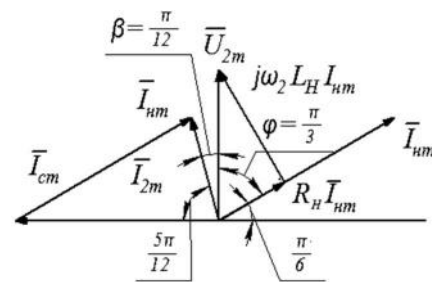


Рис. 5. Векторная диаграмма токов и напряжений параллельного инвертора тока при  $\beta = \pi/12$  и  $\varphi = \pi/3$

В соответствии с рис. 5:

$$U_{2m} = U_m, \quad (26)$$

$$I_m = I_{nm} = I_{cm} = 1.932 I_{2m} = 1.932 I_d \frac{4}{\pi}, \quad (27)$$

$$I_{2m} = \frac{U_m}{z} = 0.518 I_m, \quad (28)$$

$$U_{Rm} = R_H I_m = \frac{1}{2} U_m, \quad (29)$$

$$U_{Lm} = 2\pi f_2 L_H I_m = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{2m}, \quad (30)$$

$$\frac{I_m}{2\pi f_2 C} = U_m. \quad (31)$$

Из условия равенства активных мощностей на входе и выходе ПИТ

$$U_d I_d = R_H \frac{I_m^2}{2}. \quad (32)$$

Из (27) и (32) получаем:

$$R_H = \frac{2U_d I_d}{I_m^2}. \quad (33)$$

Из (29) и (33):

$$U_m = 2R_H I_m. \quad (34)$$

Из (27), (30) и (34):

$$L_H = \frac{\sqrt{3} U_{2m}}{4\pi f_2 I_m}. \quad (35)$$

Из (27), (31) и (34):

$$C = \frac{I_m}{2\pi f_2 U_m}. \quad (36)$$



В соответствии с рис. 5:

$$R_H I_m = \frac{1}{2} U_m, \quad (37)$$

$$2\pi f_2 L_H I_m = \frac{\sqrt{3}}{2} U_m, \quad (38)$$

$$\frac{I_m}{2\pi f_2 C} = U_m, \quad (39)$$

$$U_m = 0,518zI_m. \quad (40)$$

Из (37) – (40):

$$\omega_2 L_H = \sqrt{3} R_H, \quad (41)$$

$$\frac{1}{\omega_2 C} = 2R_H, \quad (42)$$

$$\dot{Z} = \frac{-j2R_H(R_H + j\sqrt{3}R_H)}{-j2R_H + R_H + j\sqrt{3}R_H} = 4R_H \frac{1-2j+\sqrt{3}j}{1+(2-\sqrt{3})^2}, \quad (43)$$

Откуда модуль  $z$  равен:

$$z = 4R_H \frac{\sqrt{1^2 + (2-\sqrt{3})^2}}{1+(2-\sqrt{3})^2}. \quad (44)$$

В результате выполнения работы студенты предоставляют рабочую *MatLab*-модель параллельного инвертора тока, приведенную на рис. 6.

На рис. 7 приведена система управления параллельным инвертором тока, реализованная согласно алгоритму представленному на рис. 3.

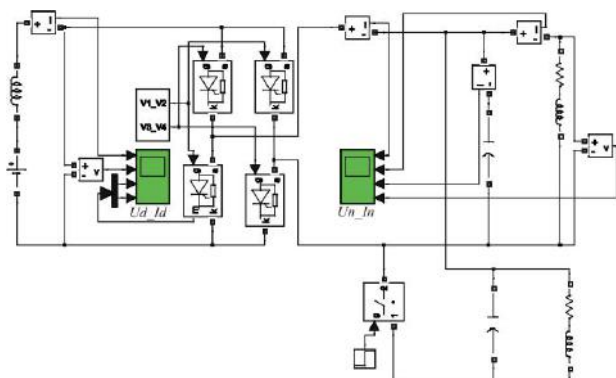


Рис. 6. *MatLab*-модель параллельного инвертора тока

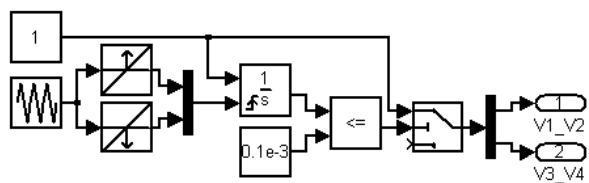


Рис. 7. *MatLab*-модель системы управления параллельным инвертором тока

После синтеза модели студент запускает ее, проверяет соответствие токов и напряжений в работающей модели заданию и предъявляет ее преподавателю. Преподаватель принимает модель и выдает задание на исследование модели из следующего списка:

- оценить влияние на работу схемы изменения индуктивности  $L_d$  в пределах  $\pm 50\%$  от расчетного значения;
- оценить влияние на работу инвертора изменения величины емкости  $C$  в пределах  $\pm 30\%$  от расчетного значения;

- исследовать переходной процесс при включении инвертора;
  - исследовать переходной процесс при наброске нагрузки при неизменных значениях углов  $\beta$  и  $\varphi$ ;
  - исследовать переходной процесс при сбросе нагрузки при неизменных значениях углов  $\beta$  и  $\varphi$ ;
  - исследовать переходной процесс при скачкообразном изменении угла  $\beta$  в пределах  $\pm 5^\circ - 10^\circ$  от расчетного значения;
  - оценить влияние параметров модели на форму напряжения на выходе инвертора.
- На рис. 8-10 приведены осциллограммы токов и напряжений параллельного инвертора тока при следующих параметрах схемы:
- входное напряжение  $U_d = 100$  В;
  - входной ток  $I_d = 10$  А;
  - мощность инвертора  $P_d = 1$  кВт;
  - индуктивность сглаживающего реактора  $L_d = 1$  Н;
  - тиристоры – идеальные;
  - омическое сопротивление нагрузки  $R_H = 12,34$  Ом;
  - индуктивность нагрузки  $L_H = 0,023$  Н;
  - емкость конденсатора  $C_f = 223 \cdot 10^{-6}$ ;
  - угол опережения  $\beta = \pi/6$ ;
  - коэффициент сдвига нагрузки  $\cos\varphi = \sqrt{3}/2$ ;
  - частота на выходе инвертора  $f_2 = 50$  Гц.

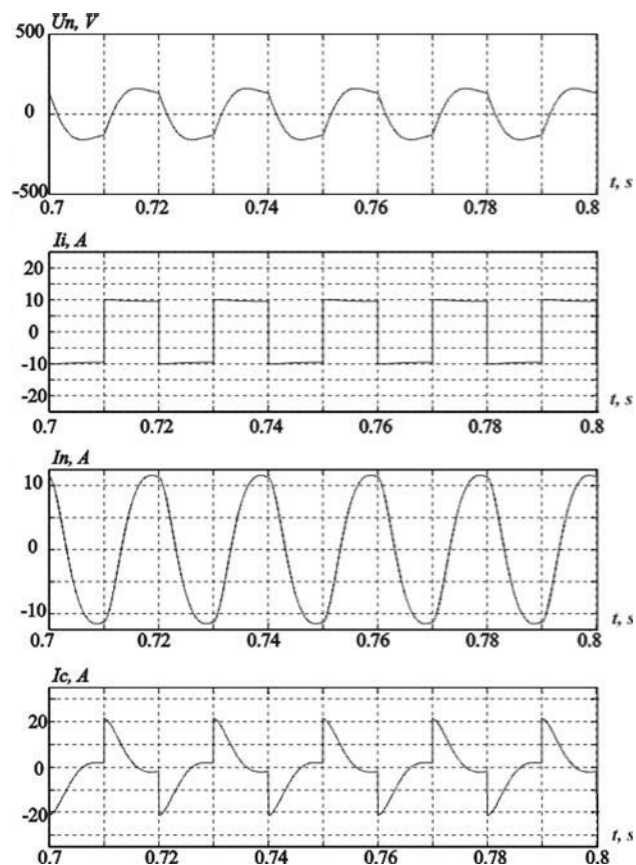


Рис. 8. Осциллограммы тока и напряжения на нагрузке, тока конденсатора и на выходе параллельного инвертора тока

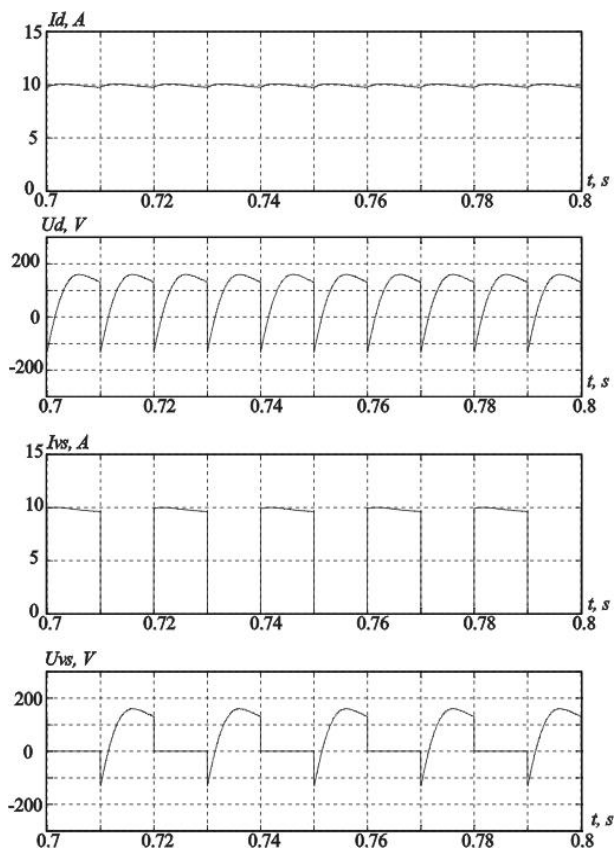


Рис. 9. Осциллограммы тока и напряжения на входе и в тиристоре параллельного инвертора тока

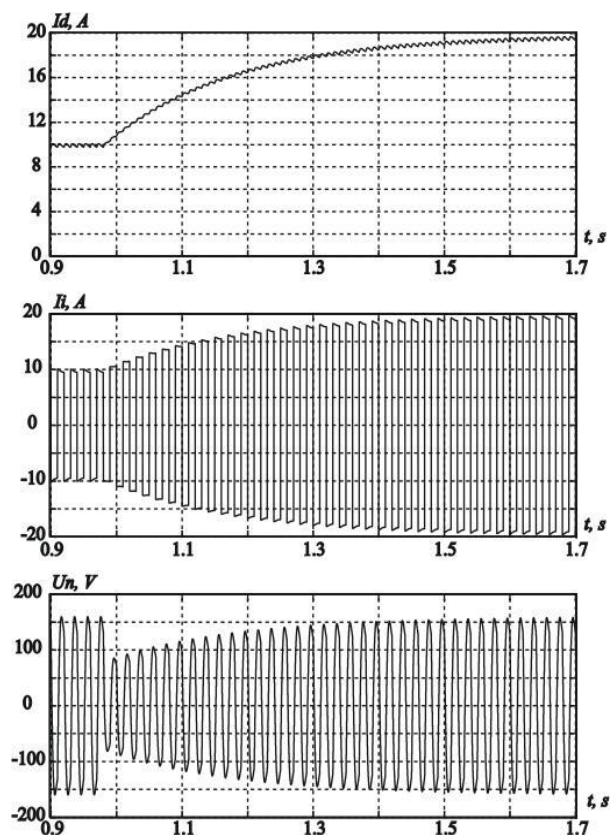


Рис. 10. Осциллограммы переходного процесса во входном и выходном токах параллельного инвертора тока и напряжение на нагрузке при набросе нагрузки

## ВЫВОДЫ

1. С использованием персональных компьютеров и пакета программ *Matlab/Simulink/Power System BlockSet* создан виртуальный лабораторный стенд для исследования электромагнитных процессов в автономных параллельных инверторах тока средней и большой мощности, который может быть использован при проведении лабораторных работ.

2. Виртуальный лабораторный стенд с высокой точностью отражает электромагнитные процессы реального образца управляемого выпрямителя, а работа на нём создаёт у студентов ощущения, близкие к таковым при работе на физической модели.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Потемкин В.С. Система *MatLab*. Справочное пособие. М.: МИФИ, 1988.
2. Дьяконов В., Круглов В. Математические пакеты расширения *MatLab*. Специальный справочник.: С.-Пб., 2001.
3. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в *MATLAB*, *SimPowerSystems* и *Simulink*. – М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. – 288 с.
4. Г.Г. Жемеров, Д.С. Крылов. Виртуальный лабораторный стенд для обучения по дисциплине "Силовая электроника". Техническая электродинамика. Тем. вип. Проблеми сучасної електротехніки. Ч. 6. – 2002. – С. 71-74.
5. Г.Г. Жемеров, Д.С. Крылов. Виртуальный лабораторный стенд двенадцатипульсного последовательного УВ. Техническая электродинамика. Тем. вип. Силова електроніка та енергоєфективність. Ч. 2. – 2005. – С. 86-89.
6. Толстов Ю.Г. Автономные инверторы тока. М. Энергия, 1978. – 208 с.

**Bibliography (transliterated):** 1. Potemkin V.S. Sistema *MatLab*. Spravochnoe posobie. M.: MIFI, 1988. 2. D'yakonov V., Kruglov V. Matematicheskie pakety rasshireniya *MatLab*. Special'nyj spravochnik.: S.-Pb., 2001. 3. Chernyh I.V. Modelirovanie `elektrotehnicheskikh ustroystv v *MATLAB*, *SimPowerSystems* i *Simulink*. - M.: DMK Press; SPb.: Piter, 2008. - 288 s. 4. G.G. Zhemerov, D.S. Krylov. Virtual'nyj laboratornyj stend dlya obucheniya po discipline "Silovaya `elektronika". Tehnichna elektrodinamika. Tem. vip. Problemi suchasnoї elektrotehniki. Ch. 6. - 2002. - S. 71-74. 5. G.G. Zhemerov, D.S. Krylov. Virtual'nyj laboratornyj stend dvenadcatipul'nogo posledovatel'nogo UV. Tehnichna elektrodinamika. Tem. vip. Silova elektronika ta energoefektivnist'. Ch. 2. - 2005. - S. 86-89. 6. Tolstov Yu.G. Avtonomnye invertory toka. M. `Energiya, 1978. - 208 s.

Поступила 05.09.2011

Жемеров Георгий Георгиевич, д.т.н., проф.,  
Ильина Наталья Александровна, д.т.н., проф.,  
Ковальчук Ольга Игоревна,  
Крылов Денис Сергеевич, к.т.н., доц.  
Национальный технический университет  
"Харьковский политехнический институт"  
кафедра "Промышленная и биомедицинская электроника"  
61002, Харьков, ул. Фрунзе 21  
тел./факс: (057) 7076312  
e-mail: zhemerov@online.kharkiv.net, Olha.kov@mail.ru

Zhemerov G.G., Ilyina N.A., Kovalchuk O.I., Krylov D.S.

### A virtual laboratory bench to training in discipline "Methods of converter calculation and simulation".

A virtual laboratory bench based on PC and *Matlab/Simulink/Power System BlockSet* programs is described. The bench is intended for research on an autonomous parallel current inverter.

**Key words** – autonomous parallel current inverter, modeling, *Matlab/Simulink*, *MatLab-model*.