

ISSN 2074-272X

науково-практичний
журнал

2013/5

EIE Електротехніка і Електромеханіка

Електротехніка. Визначні події. Славетні імена

Електричні машини та апарати

Силова електроніка

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Електричні станції, мережі і системи

Ювілеї



НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ «ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА»

ДЕРЖВИДАННЯ

Свідоцтво Державного комітету інформаційної політики,
телебачення та радіомовлення України КВ № 6115 від 30.04.2002 р.
Видання засновано у 2002 р. Національним технічним університетом
«Харківський політехнічний інститут»

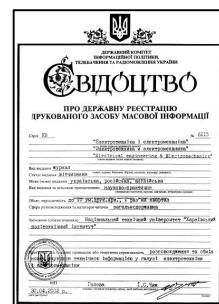
РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ:

Головний редактор

Клименко Б.В. д.т.н., професор, НТУ «ХПІ», Харків

Члени редколегії

Баранов М.І.	д.т.н., начальник відділу НДПКІ «Молнія» НТУ «ХПІ», Харків
Батигін Ю.В.	д.т.н., професор, завідувач кафедри фізики, ХНАДУ, Харків
Боєв В.М.	д.т.н., професор кафедри теоретичних основ електротехніки НТУ «ХПІ», Харків
Болюх В.Ф.	д.т.н., професор кафедри загальної електротехніки НТУ «ХПІ», Харків
Буткевич О.Ф.	д.т.н., професор, головний науковий співробітник ІЕД НАНУ, Київ
Гончаров Ю.П.	д.т.н., професор кафедри промислової та біомедичної електроніки НТУ «ХПІ», Харків
Гурін А.Г.	д.т.н., професор, завідувач кафедри електроізоляційної і кабельної техніки НТУ «ХПІ», Харків
Данько В.Г.	д.т.н., професор, завідувач кафедри загальної електротехніки НТУ «ХПІ», Харків (голова редакційної ради)
Жемеров Г.Г.	д.т.н., професор кафедри промислової та біомедичної електроніки НТУ «ХПІ», Харків
Загірняк М.В.	д.т.н., професор, член-кореспондент НАНУ, ректор КрНУ, Кременчук
Кириленко О.В.	д.т.н., професор, академік НАНУ, директор ІЕД НАНУ, Київ
Кравченко В.І.	д.т.н., професор, директор НДПКІ «Молнія» НТУ «ХПІ», Харків
Маслієв В.Г.	д.т.н., професор кафедри електричного транспорту та тепловозобудування НТУ «ХПІ», Харків
Михайлов В.М.	д.т.н., професор кафедри інженерної електрофізики НТУ «ХПІ», Харків
Міліх В.І.	д.т.н., професор, завідувач кафедри електричних машин НТУ «ХПІ», Харків
Намітоков К.К.	д.т.н., професор кафедри світлотехніки і джерел світла ХНАМГ, Харків
Омельяненко В.І.	д.т.н., професор, завідувач кафедри електричного транспорту та тепловозобудування НТУ «ХПІ», Харків
Розов В.Ю.	д.т.н., професор, член-кореспондент НАНУ, директор НТЦ МТО НАНУ, Харків
Подольцев О.Д.	д.т.н., головний науковий співробітник ІЕД НАНУ, Київ
Пуйло Г.В.	д.т.н., професор кафедри електричних машин ОНТУ, Одеса
Резцов В.Ф.	д.т.н., професор, член-кореспондент НАНУ, заступник директора ІВЕ НАНУ, Київ
Рудаков В.В.	д.т.н., професор, завідувач кафедри інженерної електрофізики НТУ «ХПІ», Харків
Сокол Є.І.	д.т.н., професор, член-кореспондент НАНУ проректор НТУ «ХПІ», Харків
Сосков А.Г.	д.т.н., професор, завідувач кафедри електротехніки ХНАМГ, Харків
Ткачук В.І.	д.т.н., професор, завідувач кафедри електричних машин і апаратів НУ «Львівська політехніка», Львів
Шинкаренко В.Ф.	д.т.н., професор, завідувач кафедри електромеханіки НТУУ «КПІ», Київ
Юферов В.Б.	д.т.н., начальник відділу ННЦ ХФТІ, Харків



АДРЕСА РЕДАКЦІЇ

Кафедра «Електричні апарати», НТУ «ХПІ», вул. Фрунзе, 21, м. Харків, 61002, Україна.
тел.: +38 057 707 62 81. e-mail: a.m.grechko@mail.ru

ISSN 2074-272X

© Національний технічний університет «ХПІ», 2013

Підписано до друку 10.10.2013 р.

Формат 60 x 90 ¼. Офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 8,875.

Наклад 200 прим. Зам. № 0457/0357. Ціна договірна.

Дизайн та оформлення обкладинки ФОП Тимченко А.М. 61124, Україна, м. Харків-124, а/с 2249

Надруковано ТОВ «Друкарня "Мадрид"», м. Харків, вул. Ольмінського, 11



EIE

Рекомендовано до видання Вченою радою Національного технічного
університету «Харківський політехнічний інститут»
Протокол №8 від 08 жовтня 2013 р.

2013/5

ЗМІСТ

Електротехніка. Визначні події. Славетні імена

Баранов М.И.	Антология выдающихся достижений в науке и технике.	3
	Часть 16: Открытия и изобретения в металлургии	
Савич Э.В.	Всемирное тяготение и магнетизм планет	13

Електричні машини та апарати

Байда Е.И.	Влияние гидравлического демпфера на динамику двухпозиционного поляризованного актуатора	15
Васьковский Ю.Н., Гайденко Ю.А., Русатинский А.Е.	Моделирование режимов работы тягового синхронного двигателя с постоянными магнитами	19
Галиновский А.М.	Исследование электромашинно-вентильных преобразователей бесконтактных синхронных и асинхронизированных машин в системе схемотехнического моделирования	23
Лущик В.Д., Варванський А.Ю.	Стартер-генератор для вертольотів	30
Маляр В.С., Добушовська І.А.	Компенсація реактивної потужності в асинхронних електроприводах	36
Милых В.И., Полякова Н.В.	Анализ переменной составляющей магнитного поля на поверхности вращающегося ротора турбогенератора	39
Павленко Т.П., Токарь М.Н.	Анализ и исследование свойств аморфных сплавов	45
Чабан В.Й., Чабан О.В.	Рівняння несиметрії вузла живлення електромоторів при міжфазному короткому замиканні	48

Силова електроніка

Жемеров Г.Г., Крилов Д.С., Титаренко И.Г., Бару А.Ю., Шинднес Ю.Л.	Моделирование мощного частотно-регулируемого электропривода, выполненного на основе многопульсного инвертора тока	50
---	---	-----------

Техніка сильних електрических та магнітних полів

Баранов М.И.	Некоторые результаты экспериментального исследования в высоковольтной лаборатории низкоэнергетических плазмоидов искусственной шаровой молнии	56
Евдошенко Л.С.	Воздушные разрядники атмосферного давления для работы в режиме с высокой частотой коммутации	60

Електричні станції, мережі і системи

Сінолицький А.П., Кольсун В.А., Козлов В.С.	Заходи модернізації р-о теорії миттєвої потужності для роботи в умовах несинусоїдної несиметричної системи напруг	65
--	---	-----------

Ювілеї

Титко О.І.	До 70-річчя з дня народження	70
Намитков К.К.	К 90-летию со дня рождения	71

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 зареєстровано 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 (ВІНІТИ РАН), інформація про статті з журналу за відбором експертів ВІНІТИ розміщується у Реферативному журналі (РЖ) та Базах даних (БД) ВІНІТИ. Згідно з цим договором ВІНІТИ надає редакції журналу звіт про відображення статей з журналу у РЖ та БД ВІНІТИ.

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 2005 року, а також на сайті <http://eie.khpi.edu.ua>.

У квітні 2013 р. журнал «Електротехніка і Електромеханіка» включений у довідник періодичних видань бази даних Ulrich's Periodical Directory (New Jersey, USA), у всесвітній федераційній бібліотечний каталог OCLC WorldCat (№851561709), а також індексується європейською системою пошуку наукової інформації DRIVER (www.driver-repository.eu), в системі BASE (www.base-search.net), в базу даних DOAJ (www.doaj.org) російським індексом наукового цитування (РИНЦ), Google Scholar та Index Copernicus.

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

М.И. Баранов

АНТОЛОГІЯ ВЫДАЮЩИХСЯ ДОСТИЖЕНИЙ В НАУКЕ И ТЕХНИКЕ. ЧАСТЬ 16: ОТКРЫТИЯ И ИЗОБРЕТЕНИЯ В МЕТАЛЛУРГИИ

Наведено короткий нарис з всесвітньої історії винаходу людством основних металургійних технологій кустарного та промислового виробництва різних металів і сплавів.

Приведен краткий очерк из всемирной истории изобретения человечеством основных металлургических технологий кустарного и промышленного производства различных металлов и сплавов.

ВВЕДЕНИЕ

Ни создание любого типа двигателя [1], ни тем более создание того или иного машинного транспортного средства [2] было бы невозможно без применения в их деталях различных металлов и сплавов. Поэтому поистине грандиозным событием в истории человечества стало появление металлургии – умения извлекать из различных руд металлы или находить его в чистом виде, обрабатывать его далее соответствующим образом и практически пользоваться полученными от этого труда результатами. Человечество проделало долгий путь от кустарного производства металлов и сплавов к их промышленному выпуску. А начиналось все в истории металлургии (это понятие согласно [3] происходит от греческого слова "ergon" – "работа", обозначающего область науки и техники, охватывающую процессы получения металлов из руд и металлических сплавов) с того, что еще в 9-ом тысячелетии до н.э. люди начали применять металлы в своей хозяйственной деятельности [4]. Переход от каменных орудий труда, охоты и военных завоеваний к орудиям и оружию из металла имел революционное значение в истории человечества. Он вызвал коренные изменения в укладе жизни человека, затронул все основные сферы его жизнедеятельности, поменял, наконец, само общество. Именно этот переход привел не только к значительным техническим, но и общественно-политическим сдвигам в государственном устройстве общества людей. Рассмотрим ниже на основе известных научно-исторических данных краткие истории получения в мире многими поколениями землян-металлургов основных металлов и сплавов.

1. ПОЛУЧЕНИЕ И ПРИМЕНЕНИЕ МЕДИ

В истории техники считается, что первым металлом, получившим у землян широкое распространение, была **меди** [4]. Вначале ее получали посредством холодной обработки и примитивной ковки на наковальне из природной горной породы (куприта), содержащей в большом процентном отношении этот относительно мягкий и ковкий металл [4]. Затем в 30-ом веке до н.э. люди открыли для себя новое физическое свойство самородной меди (рис. 1) – после ее сильного нагревания на огне она размягчалась, плавилась (по современным металлургическим данным температура плавления меди равна около 1083 °C [5]) и, застывая, в каменной чаше того или иного геометрического построения и рисунка приобретала необходимую для горного мастера форму. Древние мастера это новое свойство меди использовали для изготовления как украшений, так и орудий труда и холодного оружия.

Спрос на медные изделия в то далекое от нас время быстро возрастал во всех мировых центрах земной цивилизации. Принято считать, что именно благодаря этому в мире и зародилась такая техническая отрасль как металлургия. Производство меди издревле представляло собой трудоемкий многоступенчатый процесс, в котором широко распространен-

ные в природе медные сернистые руды после печеного обжига частично переводились в окиси. Далее обожженную медную руду плавили в шахтных печах с добавлением в шихту, начиная с 19-го века, кокса (немецкая технология) или в отражательных печах (английская технология). В результате получался **штейн** – металлургический продукт, содержащий от 25 до 45 % меди в виде сульфидов [6]. Дальнейшей переработкой штейна в пламенных печах получали черновую медь. В 1866 году российский металлург, управляющий Богословскими заводами на Урале В.А. Семенников впервые осуществил бессемерование (об этой английской технологии получения металлов более подробно будет изложено ниже в разделе 5) медного штейна для передела его в черновую медь [6]. В этом случае с целью дальнейшего передела полученный в шахтных печах медный штейн поступал в бессемеровский конвертер круглой формы. Через трубчатые формузы этого конвертера под давлением через медный штейн пропускали воздух, что позволяло более чем в пять раз ускорить процесс передела штейна в черновую медь с ее содержанием в расплаве до 75 %. Отечественными последователями В.А. Семеникова – российскими металлургами А.А. Иоссой и Н.В. Лалетиным эта технология по производству меди определенным образом была усовершенствована. Это позволило к концу 19-го столетия в производственных условиях получать медь с содержанием до 99 % основного металла [6].

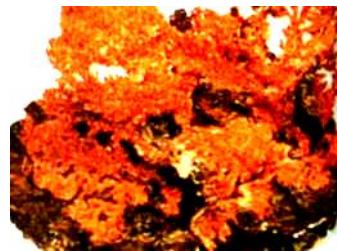


Рис. 1. Образец природного медного самородка [4]

В конце 19-го века в металлургические процессы активно вошло **электричество** и основанная на нем гальванотехника, о которой более предметно будет указано ниже в разделе 8. Напрямую это затронуло и рафинирование меди, спрос на которую быстро возрастил в связи с активным развитием в мире электротехнической промышленности. Впервые производство рафинированной меди на основе **электролиза** возникло в Германии на заводе "Сименс-Гальске" в 1878 году. В России первую электролитическую медь стали производить в конце 1880-х годов на Калакентском заводе (Кавказ) братьев Сименс. С 1890 года к выпуску электролитической меди приступил и завод в г. Нижний Новгород. На ее производство требовалось большое количество электроэнергии в виде постоян-

© М.И. Баранов

ного тока. Сейчас электролитическую медь во всем мире в огромных объемах получают также с помощью электролиза. Благодаря своей высокой электро- и теплопроводности медь нашла широкое промышленное применение и сейчас она практически незаменима в электротехнике и электроэнергетике. Определенную конкуренцию ей составляет здесь лишь алюминий (о нем смотри ниже раздел 8). На основе меди в настоящее время по всему миру изготавливают бесчисленное количество сплавов, основными легирующими элементами которых является олово, цинк и никель [4]. Медно-цинковые сплавы (латуни) в больших объемах применяются в авто- и химпромышленности, а также в приборостроении. Медно-никелевые сплавы (например, монель) широко используются для работы в коррозионно-агрессивных средах и для изготовления ненамагничиваемых изделий. Медно-оловянные сплавы (бронзы) издавна славились своими высокими литейными и антикоррозионными свойствами [6].

2. ПОЛУЧЕНИЕ И ПРИМЕНЕНИЕ БРОНЗЫ

Древние металлурги к меди, выплавленной в открытых горнах с древесным углем и кожаными "мехами", предназначенными для нагнетания в горн воздуха и получения в нем за счет раздува угля более высокой температуры, стали в поисках более прочных металлических материалов добавлять в разных пропорциях олово, цинк и серебро [4]. Так появились первые на Земле металлические сплавы. Причем, первым из них стала **бронза** – сплав меди с оловом (согласно современным металлургическим данным медь в этом сплаве для колокольной бронзы составляет до 80 %, а для оружейной – до 90 % [5, 6]). Название "*бронза*" происходит от итальянского слова "*bronzo*", которое, в свою очередь, произошло от персидского слова "*berenj*", означающего "медь" [6]. Произошло это важное в металлургии технологическое событие в конце 3-го тысячелетия до н.э. [4]. Бронзовые орудия труда и оружие из бронзы были более твердыми, чем из меди. Поэтому они были более производительными, надежными и дольше служили людям. С появлением бронзы в истории человечества обозначился так называемый "бронзовый век". В этот же период люди изобрели принципиально новую технологию обработки металлов и металлических сплавов – их литье [4].

При литье древние металлурги в качестве материала технологической формы, с помощью которой и жидкого металла (сплава) получали требуемое металлическое изделие, чаще всего использовали огнеупорную глину. Со временем талантливые народные умельцы для изготовления методом литья сложных металлических изделий изобрели закрытые разъемные формы и впоследствии для фигурного литья – объемные восковые формы со слепком изготовленного изделия, покрытые снаружи прочным тонким слоем огнеупорной глины. После обжига в печи такой формы воск из нее вытекал и внутри образовывалась пустота с требуемым слепком на внутренней поверхности глиняной оболочки, в которую и заливали жидкую расплавленную бронзу. Когда бронза застывала, наружную глиняную оболочку (кокон) разбивали и доставали отлитое изделие для его дальнейшей чистовой обработки [4]. На рис. 2 приведен австрийский бронзовый сосуд для вина, относящийся примерно к 7-му веку до н.э. [4]. В этот исторический временной период по всему миру получила расцвет технология изготовления на основе литья холодного оружия: бронзовых мечей и кинжалов, украшенных орнаментом, серебром, золотом и драгоценными камнями.



Рис. 2. Бронзовый сосуд-артефакт (7-ой век до н.э.) [4]

На рис. 3 для сравнения с древним литьем из бронзы приведена современная бронзовая статуэтка.



Рис. 3. Образец бронзового литья конца 20-го века [6]

В соответствии с современными данными бронзами называют сплавы меди (температура их плавления – 930–1140 °С, плотность – 7,5–8,8 г/см³), в которых цинк или никель не являются основными легирующими элементами [7]. По химическому составу бронзы подразделяются на две группы: оловянные, в которых основным легирующим элементом является олово, и безоловянные (ГОСТ 493-79), не содержащие олово в качестве легирующего ингредиента. Бронзы по сравнению с латунью (сплавом меди – 58 % и цинка – 42 % [8]) обладают лучшими механическими, антифрикционными свойствами и коррозионной стойкостью. В качестве легирующих элементов в бронзе используют олово, алюминий, никель, марганец, кремний, свинец, фосфор, бериллий, кобальт, хром, цирконий, магний и другие химические элементы [7]. Литейные бронзы (ГОСТ 613-79) применяются для литья антифрикционных деталей. Кроме того, бронзы (например, типа БрОЗЦ12С5 и БрОЗЦ7С5Н) применяются для арматуры, работающей в воде и водяном паре, в морской воде и маслах давлением до 245 МПа [7]. Бронза типа БрОФ6,5-0,4 используется в настоящее время для пружин, деталей машин и подшипников, а бронза типа БрОФ4-0,25 – для трубок контрольно-измерительных приборов и для манометрических пружин [7]. Бериллиевая бронза (бериллия – 2 %, кобальта – 0,4 % [7]), обладающая высокими механическими свойствами, применяется при изготовлении соленоидов в области техники больших импульсных токов и сильных магнитных полей [8]. Для улучшения качества бронзы ее иногда модифицируют малыми добавками различных тугоплавких металлов.

3. ПОЛУЧЕНИЕ И ПЕРЕРАБОТКА ЖЕЛЕЗА

Из-за нехватки олова, дороговизны и недостаточных прочностных характеристик бронзовых изделий перед людьми долгое время "стояла" техническая проблема, связанная с заменой бронзы на более дешевый и прочный металлический материал. Им во 2-ом тысячелетии до н.э. исторически оказалось **железо**. На протяжении многих столетий горные мастера выплавляли железо из соответствующей руды (рис. 3) в весьма примитивных горнах – сырорудных печах, которые долгое время были единственным способом получения указанного металла из железной руды. [4].

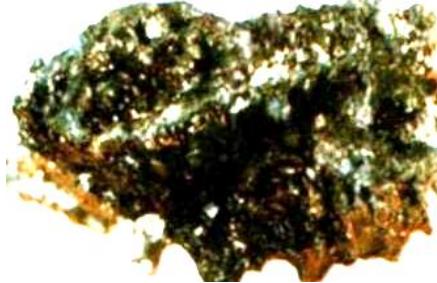


Рис. 3. Образец природной железной руды [4]

Данные печи позволяли получать твердое губчатое железо со шлаковыми включениями путем его непосредственного восстановления из окиси при температуре не менее 1100 °С [4]. Это были первые шаги в зарождающейся черной металлургии. Для получения в таких печах температуры плавления железа в них железную руду и древесный уголь загружали чередующимися между собой слоями. Руда перемешивалась с древесным углем и закладывалась в печь. При высокой температуре, создаваемой горением данного угля, углерод начинал соединяться не только с атмосферным кислородом, но и с тем кислородом, который был ранее связан с атомами железа. После выгорания в печи угля в ней оставалась так называемая **крица** – корявый ком вещества со шлаком и примесью восстановленного железа. Полученную в сырорудной печи крицу потом снова разогревали и подвергали механической обработке ковкой, выколачивая таким путем железо из шлака. Поэтому долгое время в металлургии железа именно механическая ковка была одним из основных элементов технологического процесса его производства. Тем не менее, в 4-ом веке до н.э. в Индии был открыт новый способ изготовления из мягкого железа булатной стали, отличающейся своей упругостью [4, 9]. Для ее приготовления древние металлурги использовали высокоуглеродистое железо, которому с помощью продолжительной термообработки придавали уникальную пластичность и прочность. Известно, что дамаские клинки, изготовленные из булатной стали, отличались волнистым узором на их лезвии. Более технологичный путь получения упругой стали, при котором не требовалось ни особо чистая руда, ни графит, ни специальные печи, был найден в Китае во 2-ом веке н.э. [9]. Сталь при этом способе вручную перековывали очень много раз, складывая при каждой ковке заготовку вдвое. В результате чего получался отличный оружейный материал, названный дамаском [9]. На рис. 4 приведен внешний вид исторического памятника в виде колонны, изготовленной в 4-ом веке н.э. древними индийскими мастерами-металлургами из чистого железа [9].

После сырорудных печей людьми была создана более совершенная плавильная печь – штикофен (этот название происходит от немецких слов "штиюк" –

"крица" и "оффен" – "печь" [10]), ставший первой металлургической ступенью на пути к созданию промышленной доменной печи, выплавляющей чугун. Изобретены высотные печи-штикофены были в Индии в начале первого тысячелетия до н.э. В начале новой эры они попали в соседний Китай, а в 7-ом веке н.э. вместе с "арабскими" цифрами арабы Ближнего Востока и Северной Африки позаимствовали у индийских изобретателей-металлургов и эту технологию получения железа, стали и чугуна.



Рис. 4. Индийская железная колонна, ярко подчеркивающая мастерство древних металлургов (г. Дели, 4-й век н.э.) [9]

Только в 13-ом веке н.э. (в период "темного" средневековья) плавильные печи-штикофены стали широко применяться многими европейскими металлургами. Производительность печи-штикофена была несравненно выше, чем сырорудной печи. В день он давал до 250 кг железа в виде крицы, но температура крицы и шлака в нем (примерно до 1400 °С) оказывалась пока немного недостаточной для полного науглероживания железа до состояния чугуна [9]. При помощи штикофена, обеспечивавшего медленную, равномерную и более эффективную плавку железной руды, металлурги того времени одновременно получали два вида железного сырья [4]: ковкое железо и низкоуглеродистую сталь.

В первой половине 14-го века в Западной Европе появились blaueofen (поддувные печи или домницы), ставшие очередным прогрессивным шагом в металлургии [4, 10]. Эти печи имели более высокую загрузочную шахту и мощный воздуходувный аппарат, обеспечивающий достижение в их горне более высокой температуры. Кроме того, blaueofen отличались от штикофенов более продолжительным и соответственно более качественным процессом плавки металла. Главной составляющей шлака в новых печах, как в сырорудных печах и штикофенах, был фаялит [9]. Этот шлак содержал до 40 % моноксида железа, до 35 % кремнезема, до 5 % глинозема, до 5 % извести и магнезии и до 15 % моноксида марганца [9]. Главным достоинством этих поддувных печей было то, что они позволяли осуществлять двухступенчатый способ термической обработки металла: вначале из железной руды получали чугун, а затем из чугуна путем его повторной переплавки и обезуглероживания в этой же печи получали железо [4]. В этот временной период сталь производилась уже из готового железа путем науглероживания последнего. При высокой температуре (порядка 1500 °С) и недостатке кислоро-

да в металлургическом горне с расплавленным железом углерод, не успевая окисляться, пропитывал это железо, что и приводило к образованию в горне стали.

В качестве дополнительной и полезной для читателя информации с учетом современных металлургических данных здесь следует указать то, что железо, даже в простейшем случае, представляет собой сплав собственно **железа** (как химического элемента из всемирно известной таблицы Д.И. Менделеева [5]) с углеродом. При концентрации углерода в этом сплаве менее 0,3 % получается мягкий пластичный тугоплавкий металл, за которым и закрепилось название его основного ингредиента – железа (температура плавления железа составляет не менее 1500 °C) [9]. При концентрации углерода более 0,3 %, но менее 2,14 %, рассматриваемый сплав называется **сталью** [9]. В первозданном виде сталь похожа по своим свойствам на железо, но, в отличие от него, поддается термической закалке. При резком охлаждении сталь приобретает замечательное свойство – большую твердость. При концентрации углерода выше 2,14 % из указанного сплава получается **чугун**, представляющий собой хрупкий, легкоплавкий и пригодный для литья металл, но не поддающийся обработке ковкой [9]. Чугун насыщен графитовыми включениями, делающими этот металл неоднородным и механически непрочным (температура плавления чугуна равна 1150 °C).

4. ПРОМЫШЛЕННОЕ ПОЛУЧЕНИЕ ЧУГУНА

Следующим этапом в развитии металлургии железа стало появление доменных печей. За счёт увеличения габаритного размера плавильной печи, предварительного подогрева воздуха и его механического дутья в такой печи всё железо из руды превращалось в **чугун**, который в расплавленном виде периодически выпускался наружу из нижней части домны (рис. 5). Доменная печь работала круглогодично и до своего ремонта не остыла. Поэтому производство чугуна, выплавляемого в доменных печах и являющегося исходным продуктом для последующей выплавки стали, стало непрерывным металлургическим процессом [9].

Образно отметим, что источником "высококалорийного питания" для домны и поддержания в ней высокой температуры вот уже более двух с половиной веков служит **кокс**, получаемый из особых редких сортов каменного угля, склонных к спеканию (коксование) [9]. Здесь следует подчеркнуть, что изобретение кокса в свое время стало заметной вехой в развитии металлургии железа. Кокс дорог, поэтому он фактически и определяет стоимость чугуна (в калькуляции финансовых затрат на его производство он в денежном выражении составляет около 50 % [9]). Доменщики постоянно стремятся сократить расход кокса при выплавке чугуна, частично заменяя его природным газом или пылевидным углем. Проблема бескоксовой металлургии железа в мире обостряется с каждым годом: центрами "обострения" здесь являются острые вопросы улучшения экологии окружающей среды и заметное сокращение природных источников добычи коксующихся каменных углей. В свое время еще великий отечественный ученый-химик Д.И. Менделеев [11] на рубеже 19-го и 20-го столетий написал следующее [9]: "Я полагаю, что придет со временем опять пора искать способы прямого получения железа и стали из руд, минуя чугун". Кроме того, известный американский металлург Смит называл доменную печь "жерновом, повешенным на шею металлургии в наказание за ее грехи в области научных исследований" [9].

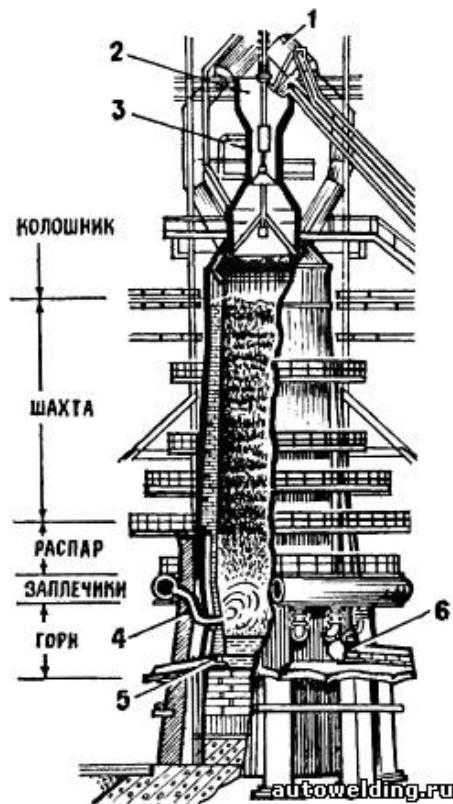


Рис. 5. Схематическое построение доменной печи (1 – скип; 2 – приемная воронка; 3 – распределитель шихты; 4 – воздушная форсунка; 5 – чугунная лётка; 6 – шлаковая лётка) [9]

Десятки лет ученые и инженеры разных стран мира стремились найти приемлемую технологию прямого восстановления железа из руды. Были выданы сотни патентов на изобретения, предложены и созданы разнообразные агрегаты, установки и плавильные печи. Однако даже самые многообещающие технические идеи в этой области металлургии долгое время не удавалось воплотить в жизнь. Первая сравнительно удачная промышленная установка для прямого получения железа из руды была сооружена в 1911 году в Швеции по проекту инженера Э. Сьерина [9]. Достоинством этой технологии было то, что здесь восстановителями, отбирающими у железа кислород, служили отходы угольного и коксового производства (каменноугольная пыль и мелкие фракции кокса), а сама плавильная печь отапливалась дешевыми сортами угля. Тем не менее, эта шведская технология не получила в мире широкого распространения, поскольку процесс выплавки железа длился несколько суток и был дорог. Следующий важный шаг в развитии технологии прямого получения железа из руды был сделан в 1918 году, когда шведский инженер М. Виберг предложил вести этот процесс восстановления в шахтной печи, используя для этой цели горючий газ, содержащий окись углерода и водород. Данный способ позволял превращать природную железную руду в 95-процентное железо [9]. Но у этого способа был один существенный недостаток: исходным сырьем для получения восстановительного газа в нем служил все тот же кокс, а для его газификации нужны были сложные и дорогие устройства, получившие название электрогазогенераторов. В 1958 году известный советский академик-металлург И.П. Бардин, высказываясь по поводу прямого получения железа из руды, вынужден был при рассмотрении металлурги-

ческих процессов его производства все же вернуться "к доменной печи как единственному пока в ближайшие десятилетия промышленному агрегату, на котором может базироваться черная металлургия" [9]. Поэтому сейчас основным способом получения чугунов является плавка железных руд в доменных печах (рис. 6). Полученные при доменной плавке чугуны подразделяются на белые, серые и ковкие. Чугун, содержащий до 4,5 % углерода, определяется как белый [12]. Он является основным сырьем для производства стали. При большем содержании в руде кремния и углерода в результате доменного техпроцесса получают литьевой или серый чугун (при кремнии в его составе до 4,25 % и углероде от 1,7 до 4,2 %), хорошо поддающийся заливке (разливке) в формы и легко подвергающийся последующей механической обработке разным режущим инструментом.

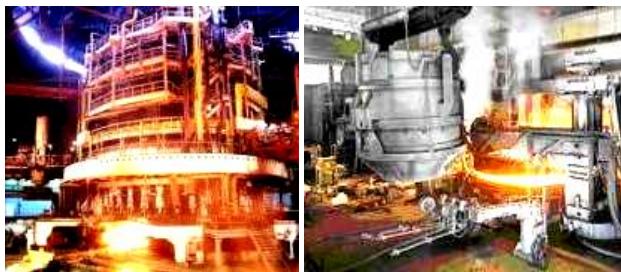


Рис. 6. Общий вид доменной печи (слева) и одного из участков доменного производства чугуна (справа) на современном отечественном металлургическом заводе [10, 12]

В местах излома этот металлический материал имеет серый цвет. Содержание (2,1-2,2) % углерода в железном расплаве определяет получение с помощью домны ковкого чугуна. Технологически же его получают на основе процесса "тормления" в печах отливок белого чугуна, размещенных в стальных ящиках [12].

5. ПРОМЫШЛЕННОЕ ПОЛУЧЕНИЕ СТАЛИ

В истории металлургии железа согласно [12] было три революционных переворота, оказавших глубочайшее влияние на весь ход человеческой истории. *Первый* имел место еще в древности, когда появились сыродутные печи (горны) для получения крицы и мягкого железа. *Второй* произошел в средние века после открытия переделочного процесса в производстве железа. *Третий* пришелся на вторую половину 19-го века и был связан с началом производства литой стали. Сталь во все времена оставалась самым необходимым и желанным продуктом металлургии железа. Только она обладала той твердостью и прочностью, какие требовались для изготовления различных инструментов, деталей машин, агрегатов и оружия. После изобретения поддувной плавильной печи английский изобретатель Генри Корт (1740-1800 гг.) для усовершенствования способа переработки чугуна в *сталь* в 1784 году предложил технологию пудлингования, основанную на процессе перемешивания чугуна в созданной им для этого пудлинговой печи [4]. Название этой печи происходит от английского слова "*puddle*" – "*перемешивать*" [9]. Благодаря перемешиванию в этой печи расплавленного металла и шлаков достигалось достижение более высокой температуры расплава, приводящее к получению крицы малоуглеродистого железа или стали. Именно пудлинговые печи обеспечили мировое производство литьевой стали. К середине 19-го столетия в связи с повышением в развивающейся техносфере мира спроса на сталь пудлинговые печи перестали удовлетворять возрас-

тающие промышленные потребности в стали. Металлурги по всему миру стали снова искать новые более эффективные способы восстановления железа и соответственно переработки чугуна в сталь. Раньше других эту важную металлургическую задачу удалось разрешить английскому инженеру Генри Бессемеру.

В 1856 году известный английский инженер-металлург Г. Бессемер (1813-1898 гг.) изобрел новый прогрессивный **конвертерный способ** переработки чугуна в сталь [4, 12]. Созданное им металлургическое устройство-конвертер (рис. 7) имело вид неподвижной бочкообразной вертикальной плавильной печи, закрытой сверху металлическим куполом с отверстием для выхода из металлического расплава чугуна различных газов. По форме конвертер Г. Бессемера напоминал грушу, поэтому его и называли – "бессемеровская груша" [12]. В 1860 году он взял патент на новую конструкцию вращающегося конвертера, сохранившуюся в общих чертах и до наших дней [4, 12].

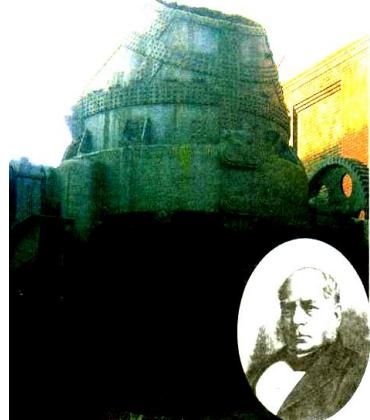


Рис. 7. Внешний вид конвертера для получения в 19-ом веке стали, созданного известным английским изобретателем и инженером-металлургом Генри Бессемером (натуралистический экспонат музея металлургии в г. Шеффилд, Англия) [4]

С одной из боковых сторон этой печи имелось отверстие для заливки в нее расплавленного чугуна, полученного в соседней печи. Техническая суть важнейшего в металлургии железа изобретения Г. Бессемера заключалась в возможности получения в конвертере его конструкции стали путем усиленной продувки снизу-вверх данного конвертера от воздуховых труб (форм) подогретого воздуха через весь объем залитого в него расплавленного чугуна [4, 12]. Готовую сталь из конвертера Г. Бессемера выпускали наружу через технологическое отверстие в нижней части созданной новой плавильной печи, которое во время работы конвертера забивалось оgneупорной глиной. Г. Бессемер на основе своего изобретения реализовал экзотермическую реакцию горения углерода в расплавленном чугуне. При этой реакции кислород поступающего в конвертер воздуха выжигал углерод из расплава чугуна, который удался в атмосферу в виде оксида и диоксида. Поэтому впервые в истории металлургии для получения необходимого расплавленного продукта железа не требовался дополнительный подогрев его сырья. Великий российский ученый-химик Д.И. Менделеев назвал бессемеровский конвертер "*металлургической печью без топлива*" [12]. Как оказалось, в бессемеровском конвертере (см. рис. 7) можно переплавлять не всякий чугун, а только такой, в составе которого имеются кремний и марганец. Соединяясь с кислородом подаваемого воздуха, они выделяют большое количество теплоты, кото-

рая и обеспечивала быстрое выгорание углерода из чугуна. Причем, этой теплоты не хватало, чтобы расплавлять твердые куски железного сырья. Поэтому в бессемеровском конвертере нельзя было перерабатывать железный лом или твердый чугун. Это резко ограничивало возможности его практического применения.

Изобретенный Г. Бессемером способ производства стали был настоящей технической революцией в области металлургии. За каких-то 10 минут его конвертер превращал 15 т расплавленного чугуна в коксное железо или сталь, на что прежде потребовалось бы несколько дней работы пудлинговой печи или несколько месяцев работы старинного кричного горна (сыродутной печи) [12]. Первые годы эксплуатации в Англии бессемеровских конвертеров показали, что в них нельзя использовать чугун, выплавленный из железных руд с высоким содержанием фосфора. Оказалось, что фосфор и сера не выгорали в конвертере вместе с другими примесями; содержащимися в перерабатываемом чугуне. Поэтому они из чугуна попадали в сталь и существенно снижали ее качество. Кроме того, высокая стоимость бессемеровских конвертеров привела к тому, что этот способ производства стали очень медленно внедрялся в металлургию. Заметим, что при продувке воздухом сталь в конвертере насыщается азотом, а это ухудшает качество получаемого металла. Поэтому после изобретения других способов производства стали бессемеровский конвертер стал редко употребляться для выплавки этого металла. Гораздо больше эти конвертеры начали использовать для выплавки ряда цветных металлов (например, меди и никеля – см. раздел 1). В современном конвертере (рис. 8) сталь получают также путем продувки чугуна, но вместо воздуха при этом применяют технически чистый кислород. Такой способ оказался более эффективным. **Кислородно-конвертерный способ** выплавки из чугуна стали пришел в металлургию более чем 75 лет тому назад. Предложен он был в бывшем СССР инженером-металлургом Н.И. Мозговым [12].



Рис. 8. Внешний вид современного кислородного конвертера для производства стали и других металлов [12]

Он полностью вытеснил бессемеровский процесс получения стали. Интересно отметить, что первая в мире тонна кислородно-конвертерной стали была выплавлена в 1936 году на киевском заводе "Большевик" [12]. Оказалось, что таким способом можно не только перерабатывать жидкий чугун, но и добавлять в него значительные количества твердого чугуна и железного лома. Вот почему кислородные конвертеры получили во всем мире такое большое распространение.

Отметим, что в черной металлургии вслед за бессемеровским способом производства стали возник и **мартеновский способ**, изобретенный в 1864 году известными французскими инженерами-металлургами Эмилем (отцом) и Пьером (сыном) Мартенами [4, 12]. Отличительной особенностью данного способа производства стали является то, что в нем жидкий чугун

сплавляется с железным ломом в специальной регенеративной печи (рис. 9) [4, 12]. Этот тип плавильной печи характеризуется наличием восстановителей (регенераторов) теплоты, предназначенных для дополнительного подогрева горных газов и воздуха. Благодаря использованию указанных тепловых регенераторов температура в рассматриваемой плавильной печи достигала 1600 °C. Следует указать, что регенеративная печь была придумана и построена в 1861 году немецкими инженерами Фридрихом и Вильямом Сименсами для нужд стекольной промышленности. Однако, наибольшее распространение она получила в металлургии. Мартеновские печи были дешевые бессемеровских конвертеров и потому они получили более широкое распространение. Создание мартеновской печи, обеспечивающей получение в ее горне (ванне) высокотемпературного металлического расплава, давало металлургам возможность для производства стали в больших количествах. Кроме того, изобретение этой плавильной печи способствовало решению такой актуальной металлургической проблемы как получение в значительных объемах различных тугоплавких металлов и сплавов. Тем не менее, ни бессемеровский, ни мартеновский способы не позволяли получать высококачественную сталь из железной руды, содержащей серу и фосфор. Эта проблема долгие годы оставалась неразрешенной. Только в 1878 году известный английский металлург Сидней Томас придумал добавлять в конвертер (печь) до 15 % извести.



Рис. 9. Внешний вид современной мартеновской печи [4]

При данном способе производства стали образовывались шлаки, способные удерживать фосфор в прочных химических соединениях. В результате такой весьма простой операции фосфор выгорал из расплава вместе с другими ненужными примесями, а чугун превращался в высококачественную сталь. В области черной металлургии принято считать изобретение С. Томаса огромной практической значимости [12]. Оно позволило в широком масштабе производить сталь из фосфоросодержащих железных руд, которые в большом количестве добывались в Европе. Укажем, что в первые пять лет после внедрения марленовского и бессемеровского производств стали ее мировой выпуск увеличился примерно на 60 % [12].

6. ИЗОБРЕТЕНИЕ ЭЛЕКТРОПЛАВИЛЬНЫХ ПЕЧЕЙ

Несмотря на то, что в конвертерах и мартеновской печах основная часть примесей переводится в шлак и вместе с ним удаляется из расплавленного металла, все же определенная часть вредных для расплава химических элементов попадает в этих печах из образующихся горючих газов в получаемый жидкий

металл и ухудшает его свойства. У многих ученых-металлургов и инженеров-изобретателей после открытий и изобретений известных металлургов Г. Бессемера, Э. и П. Мартенов и С. Томаса не раз возникали мысли о новом более эффективном способе получения в жидким виде металла со свойствами железа и стали, который можно было бы прямо использовать для изготовления необходимых отливок и различного проката. Получить действительно высококачественную сталь спустя многие годы после выдающихся изобретений указанных металлургов-первопроходцев помогла **электрометаллургия**, в которой металлы и их сплавы выплавляют в промышленных масштабах с помощью электрического тока [12]. Это относится не только к выплавке черных металлов (например, стали), но и к электролизу ряда цветных металлов в среде их расплавленных солей (например, к извлечению алюминия из расплавленного глинозема). Для этих целей металлурги используют дуговые сталеплавильные печи и плазменно-дуговые печи (рис. 10) [10, 12].



Рис. 10. Общий вид современной дуговой электроплавильной печи отечественного металлургического завода [12]

Отметим, что в таких печах теплогенерация возникает за счет энергетических преобразований дугового сильноточного электрического разряда, возникающего между графитированными электродами и выплавляемым в их ванне с оgneупорной футеровкой металлом, находящимся вначале в твердой, а затем и жидкой фазах. По мере расплавления в них загрузочной металлоихты электрические дуги полностью "открываются" и начинают ярко гореть над зеркалом металлической ванны электроплавильной печи. Современные дуговые сталеплавильные печи работают на трехфазном переменном токе промышленной частоты. Отечественные дуговые сталеплавильные печи имеют вместимость ванн от 0,5 до 200 т и мощность от 0,63 до 125 МВт. Сила тока на мощных и сверхмощных дуговых сталеплавильных печах достигает до 100 кА [12]. В зависимости от требуемого характера технологического процесса и состава шлаков оgneупорная футеровка **дуговых сталеплавильных печей** может быть кислая (при выплавке стали для фасонного литья) или основная (для выплавки стали для слитков). Электрический коэффициент полезного действия (КПД) дуговых сталеплавильных печей составляет до 0,95, а тепловой – до 0,7 [12]. Заметим, что особенностью конструкции **плазменно-дуговых печей** с оgneупорной футеровкой как разновидности электроплавильных ванных печей дугового нагрева металлоихты является наличие в них одного или нескольких плазмотронов постоянного тока и подового электрода – анода [10, 12]. Основной задачей этих плазмотронов является создание нужной плазменной атмосферы над металлическим зеркалом ванны печи.

Для сохранения атмосферы плазмообразующего газа рабочее пространство в плазменно-дуговых печах герметизируется с помощью специальных теплостойких уплотнений. Немаловажной особенностью в эксплуатации плазменно-дуговых печей является использование дорогостоящих плазмообразующих газов, что вызывает необходимость создания для них систем регенерации отработанных газов и применения технологически приемлемых дешевых газовых смесей. В настоящее время в отечественной металлургической отрасли работают плазменно-дуговые печи с оgneупорной футеровкой вместимостью ванн от 0,25 до 30 т и мощностью от 0,2 до 25 МВт [12]. Максимальная сила переменного тока частотой 50 Гц в их дуговых разрядах составляет до 10 кА. Их электрический КПД не превышает 0,85, а тепловой – 0,6 [12]. Удивительно, но современная дуговая сталеплавильная печь сверхвысокой мощности имеет удельный расход энергии значительно более низкий, чем мартеновская печь. К тому же труд сталевара мартеновской печи значительно тяжелее и утомительнее, чем работа в "горячем" цеху конверторщика или электросталеплавильщика. Укажем, что основную массу легированной высококачественной стали во многих странах мира сейчас выплавляют в дуговых электрических печах.

7. ПРОКАТКА МЕТАЛЛОВ И СПЛАВОВ

После того как сталевары выплавили в печах жидкий металл и после его разливки в изложницы изготавлили огромный стальной слиток последний нужно было при помощи каких-то механизмов превращать в различные меньшие металлоизделия. Для этого, прежде всего, было необходимо, чтобы слиток принял удобную для изготовления деталей форму – либо бруса с поперечным сечением в виде квадрата, круга, балки, либо стального листа или проволоки. Именно эти различные формы слиток металла и принимает на **прокатном стане**, являющемся машиной для обработки металлов давлением между круглыми вращающимися валками. Поэтому важнейшим техническим изобретением в области металлургии было создание крупногабаритных машин для прокатки с их помощью слитков из различных металлов и сплавов. В конце 18-го столетия металлопрокатка постепенно стала одним из основных технологических звеньев в производственном цикле на металлургических заводах всего мира. Первый прокатный стан для раскаленных массивных железных болванок был разработан и создан еще в 1783 году известным английским изобретателем Г. Кортом – изобретателем рассмотренной нами выше в разделе 5 пудлинговой печи [4]. На рис. 11 приведен внешний вид одного из первых прокатных станов для изготовления тонкой золотой проволоки [4]. Благодаря появлению технологии прокатки металлов (сплавов) у металлургов-технологов появилась возможность для придания черным (например, железным и стальным) и цветным (например, медным и алюминиевым) металлическим заготовкам унификационную идентичность (одинаковость). Тем не менее, широкое признание и внедрение в мировой металлообрабатывающей отрасли технологии металлопрокатки получила лишь в 19-ом веке, когда данную технологию стали применять при массовом изготовлении в промышленно развитых странах мира железнодорожных рельсов и вагонных колес поездов [2].

Со временем рассматриваемая технология прокатки металлов и сплавов стала обеспечивать производство не только сплошного металлического проката различного поперечного профиля, но и пустотелого.

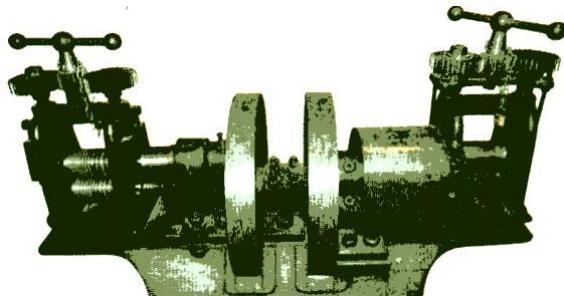


Рис. 11. Металлические элементы одного из первого в мире прокатного стана для получения золотой проволоки [4]

В 1885 году братья Меннесманы впервые в мире изобрели способ прокатки бесшовных железных труб [12]. До этого данные трубы приходилось изготавливать из плоского железного листа путем его сгиба и последующей сварки. Подобная технологическая операция при изготовлении труб была долгой и дорогой. В настоящее время бесшовные стальные трубы на станах получают с помощью двух технологий: *первая* использует "прошивку" отверстия в разогретой заготовке до цвета белого каления (температура до 1300 °C) и раскатку этой трубной "гильзы" до требуемой кондиции, а *вторая* – сворачивание листа (ленты) в трубу и ее сварку по прямой линии или спирали [12].

На рис. 12 приведен внешний вид современного прокатного стана. Каково же устройство современных прокатных станов и как они функционируют? Предварительно нагретый металлический слиток, полученный и изрядно остывший после разливки стали в изложницы к примеру в сталеплавильном цеху металлургического завода, обычно проходит через несколько прокатных станов. Перед прокаткой его нагревают в специальных колодцах при температуре до 1300 °C. Затем слиток поступает на первый из них – блуминг или слябинг [12]. Это самые мощные прокатные станы. Их еще называют обжимными становами, так как их главное предназначение заключается в обжатии металлического слитка и превращении его в длинный брус (блум) или пластину (сляб), из которых потом на других менее мощных прокатных станах будут изготовлены те или иные металлические изделия. У блуминга имеется два огромных валка. Верхний может подниматься и опускаться, уменьшая или увеличивая просвет между собой и нижним валком. Раскаленный слиток, пройдя через валки блуминга, попадает на рольганг-транспортер из вращающихся роликов (см. рис. 12). Оператор непрерывно меняет направление вращения валков блуминга и роликов рольганга. Поэтому горячий слиток движется через валки стана (клети) то вперед, то назад. При этом каждый раз оператор все больше уменьшает зазор между валками блуминга, тем самым все сильнее обжимая обрабатываемый слиток. Через каждые пять-шесть проходов специальный механизм стана – кантователь переворачивает слиток на 90° для обработки всех его сторон. В результате получается длинный брус металла, который по рольгангу-транспортеру направляется к ножницам. Здесь обработанный на прокатном стане горячий брус делят на нужные куски – блумы. Производительность современных мощных блумингов и слябингов составляет до нескольких миллионов тонн металлошлифтов в год при массе каждого из слитков от 1 до 18 т [12]. Производительность листовых станов достигает еще больших показателей (например, она для широкополосового стана "2000" на Новолипецком металлургическом заводе составляет 6 млн. т.).



Рис. 12. Фрагмент современного прокатного стана [12]

Аналогично происходит прокатка и на слябинге с той лишь разницей, что у слябинга имеются уже четыре валка – два горизонтальных и два вертикальных, которые обрабатывают горячий слиток металла сразу со всех сторон. После обработки на слябинге полученную длинную стальную пластину режут на плоские заготовки требуемой толщины – слябы [12]. Блуминги и слябинги используются только на тех металлургических заводах, где разливка стали производится старым способом – в изложницы. Там, где работают прогрессивные установки непрерывной разливки стали, получают уже готовые блумы или слябы. В последние годы появилось новое технологическое направление: на прокатных станах уже изготавливают не заготовки, а сразу готовые детали машин. На таких станах прокатывают автомобильные и тракторные полуоси, шпинделы текстильных веретен, детали тракторов, электродвигателей и буровых машин [12].

8. ПОЛУЧЕНИЕ И ПРИМЕНЕНИЕ АЛЮМИНИЯ

История открытия **алюминия** может служить нам наглядным примером весьма длительного освоения людьми некоторых металлов перед их широким использованием в технике и их быту. В 1825 году выдающийся датский электрофизик, профессор Ханс Эрстед (рис. 13), открывший в 1820 году магнитное поле вокруг металлического проводника с постоянным электрическим током [13], впервые получил этот металл в виде небольших белых металлических комочеков в опытах по восстановлению хлористого алюминия амальгамой калия [12]. Далее в 1827 году немецкий химик Фридрих Вёлер получил небольшое количество порошкообразного алюминия, применив в качестве химического восстановителя парообразный металлический калий. Долго работая в области исследования алюминия (около 17 лет), он вплоть до 1845 года смог получать этот металл лишь в виде небольших зерен величиной с булавочную головку [12].



Рис. 13. Выдающийся датский физик Ханс-Кристиан Эрстед (1777-1851 гг.) [14]

В 1854 году другой французский химик Сент-Клер Девиль, продолжая работы своего соотечествен-

ника Ф. Вёлера, разработал новый способ получения металлического алюминия. Этот способ был положен в основу первого промышленного производства этого перспективного металла. В данном способе он вместо калия в качестве восстановителя применил более дешевый натрий, а также установил оптимальные температурные режимы процесса восстановления хлористого алюминия [12]. Заметим, что на Всемирной Парижской торгово-промышленной выставке 1855 года алюминий фигурировал уже как промышленный продукт, хотя к этому времени во всем мире его изготавливали лишь в количестве не более 25 кг (в этот исторический период из-за трудностей его получения он ценился дороже золота и применялся для ювелирных изделий). Тем не менее, химический способ С.-К. Девиля сыграл большую роль в развитии алюминиевой промышленности. Техническое усовершенствование этого способа сопровождалось постепенным увеличением мирового производства алюминия (к 1890 году его выпуск достиг уже около 200 т и одновременно при этом примерно в 25 раз была снижена стоимость данного металла) [12]. Освоение производства цветных металлов стало претерпевать быстрые и радикальные изменения лишь в конце 19-го столетия в связи с новыми научными успехами в области химии, физики, металловедения и электротехники. В этот период большую роль в металлургии цветных и редких металлов стали играть электрометаллургические процессы. В это время были заложены научно-технические основы таких электрометаллургических процессов как **электролиз** водных растворов и электролиз расплавленных солей, обеспечивший прогресс в области открытия и получения в свободном состоянии многих цветных и редких металлов. В результате совершенствования электролиза в первой половине 19-го века появилась новая область прикладной электрохимии – **гальванотехника**, охватывающая процессы электролитического осаждения металлов на поверхность металлических и неметаллических изделий. В развитии гальванотехники определились два направления: **гальваностегия** (получение на поверхности изделий прочно скрепленных с ней тонких металлических покрытий) и **гальванопластика** (получение с матриц легко отделяющихся и относительно толстых точных копий с различных предметов) [12]. Научное открытие и техническая разработка гальванотехники принадлежит выдающемуся российскому учёному-электротехнику Б.С. Якоби, о чём он сделал 5 октября 1838 года сообщение на заседании Петербургской академии наук [12]. Заметим, что этот учёный больше прославился в области создания первых электрических машин и особенно электродвигателей [15]. В 1867 году за изобретение гальванопластики Б.С. Якоби был удостоен Главным советом Всемирной парижской выставки первой премии и большой золотой медали. Поэтому именно с электротехнических работ российского профессора Б.С. Якоби и начинается активное развитие во всем мире электрометаллургической технологии, коренным образом изменившей технологию промышленного получения алюминия [16].

Алюминий является самым распространенным в земной коре металлом. Находится он в ее осадочных породах в виде оксида алюминия – глинозема. Кстати, из глинозема состоит хорошо знакомый многим из нас очень твердый минерал – корунд (вспомним хотя бы абразивные круги с этим минералом, применяемые при металлообработке). Более дешевый способ производства алюминия, по сравнению с указанным выше химическим способом его получения, появился в мире лишь к концу 19-го века. Его изобретателями прак-

тически одновременно стали американский студент Чарльз Холл и французский инженер Поль Эру [17]. Они предложили окись алюминия (глинозем) предварительно растворять в криолите и затем использовать электролиз этого нагретого до высокой температуры (около 1000 °C) раствора с графитовыми электродами для получения электролитического алюминия [16, 17]. Предложенный ими электролиз расплавленной в криолите окиси алюминия давал прекрасные результаты, но требовал большого количества электроэнергии (на 1 т алюминия до 20·10³ кВт·ч). Вскоре австрийский инженер Карл Байер, работавший в России, предложил новую технологию получения глинозема, которая сделала указанный способ получения алюминия еще более дешевым [17]. Отметим, что технологические процессы Байера и Холла – Эру до сих пор применяются на современных глиноземных и алюминиевых заводах. Чистый алюминий имел для некоторых сфер своего возможного применения один серьезный недостаток – низкую прочность. Этую проблему помог решить немецкий химик Альфред Вильм, сплавивший его с незначительными количествами меди, магния и марганца. В 1911 году в немецком г. Дюрене была выпущена первая партия этого высокопрочного алюминиевого сплава, названного в честь указанного города **дюралюминием** [16]. В 1919 году из его листов был сделан фюзеляж первого самолета. Так началось триумфальное "шествие" алюминия по земному шару. Заметим, что если в 1900 году во всем мире получали всего около 8 тысяч тонн в год этого металла, то через сто лет мировой объем его годового производства достиг уже 24 миллионов тонн [17].

Алюминий благодаря своим ценным свойствам (легкости, высокой электропроводности, хорошей ковкости, способности прокатываться в листы и фольгу, вытягиваться в проволоку, хорошо заполнять форму при отливке, коррозионной стойкости к воздуху, воде и разбавленным органическим кислотам (например, к уксусной, лимонной и др.) в первой четверти 20-го века начинает широко применяться в различной технике. Совокупность указанных физических свойств алюминия позволяет отнести его к важнейшим техническим материалам. Этот металл используется для придания жаропрочности и коррозионной устойчивости поверхностям чугунных отливок и для изготовления цистерн, в которых перевозят и хранят концентрированную перекись водорода. При температуре 100–150 °C он становится настолько пластичным, что из него на прокатном стане можно изготавливать фольгу толщиной 10 мкм и менее. Подобная алюминиевая фольга широко применяется сейчас для изготовления обкладок низко- и высоковольтных электрических конденсаторов и упаковки некоторых пищевых продуктов. Этот металл в виде тончайшего порошка применяется для составления горючих и взрывчатых смесей, для изготовления серебристой краски, состоящей из мельчайших чешуек алюминия и характеризующейся высокой устойчивостью к атмосферным воздействиям [16]. Благодаря ему появилась алюминотермия, часто используемая для получения высоких температур при сваривании металлических деталей. Исходной в этом случае является смесь "термит", состоящая из порошков алюминия и окислов железа. Подожженная с помощью специального запала она при горении создает температуру до 3500 °C. Из сплава "электрон", в основу которого входит алюминий, изготавливают корпуса зажигательных бомб. Алюминиевые соли органических кислот составляют основу известного зажигательного

вещества "напалма", используемого в военных целях. Алюминий стал востребованным не только в тяжелой и легкой промышленности, но и в высокотехнологичных областях. На современном этапе развития авиации и ракетно-космической техники алюминиевые сплавы являются основными конструкционными материалами в самолето- и ракетостроении. Электропроводность алюминия сравнима с медью, но при этом алюминий дешевле. Поэтому он широко применяется в силовой электротехнике для изготовления токопроводов широкой номенклатуры проводов, кабелей и оболочек для их электромагнитного экранирования и даже в микроэлектронике при изготовлении проводниковых "дорожек" в чипах. У алюминия как электротехнического материала есть одно неприятное свойство – из-за прочной оксидной пленки на его поверхности алюминиевые токопроводы тяжело паять.

Известно, что ценность любого металла определяется тремя основными характеристиками: его прочностью, его объемным весом и его стойкостью к атмосферным условиям и другим агрессивным средам [16]. При первых же металловедческих испытаниях алюминий показал такие технические характеристики, какими до него не обладал ни один из известных на то время металлов. Напомним, что качественные сдвиги в металлургии в рассматриваемый временной период характеризовались открытием и получением в свободном состоянии большого числа новых металлов. Достаточно отметить, что за период с 50-х годов 18-го века до 70-х годов 19-го века усилиями ученых разных стран мира было получено 28 ранее неизвестных металлов. Среди них были, например, такие цветные, благородные и редкие металлы как [16, 17]: никель (1751 год), марганец (1774 год), молибден (1781 год), вольфрам (1783 год), родий, палладий, осмий и иридий (1803-1804 гг.), калий (1807 год), стронций (1807 год), магний, кальций и барий (1808 год); кадмий (1817 год), литий (1818 год), цирконий (1824 год), титан (1825 год), алюминий (1825 год), иттрий (1828 год), бериллий (1829 год), уран (1841 год), рубидий (1863 год), индий (1867 год), ванадий (1869 год) и др. Однако большинство открытых и полученных впервые металлов в этот период не нашли широкого промышленного использования ввиду их дороговизны, связанной с несовершенством технологии их производства. Алюминию же наукой и техникой была уготована другая более перспективная металлическая "судьба". В настоящее время алюминий является одним из самых востребованных и нашедших широкое практическое применение металлов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 14: Изобретение двигателей // Електротехніка і електромеханіка. – 2013. – № 3. – С. 3-14.
2. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 15: Изобретение транспорта // Електротехніка і електромеханіка. – 2013. – № 4. – С. 15-26.
3. Большой иллюстрированный словарь иностранных слов. – М.: Русские словари, 2004. – 957 с.
4. Скляренко В.М., Сядро В.В. Открытия и изобретения. – Харьков: Веста, 2009. – 144 с.
5. Кухлинг Х. Справочник по физике / Пер. с нем.– М.: Мир, 1982. – 520 с.
6. <http://ru.wikipedia.org/wiki/Бронза>.
7. http://metallicheckiportal.ru/marki_metallov/bro.
8. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. – М.: Мир, 1972. – 391 с.
9. http://ru.wikipedia.org/wiki/Історія_железа.
10. <http://dhblacksmith.narod.ru/hist.htm>.
11. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 1: Открытие периодического закона химических элементов // Електротехніка і електромеханіка. – 2011. – № 2. – С. 3-9.
12. <http://www.carbofer-center.ru/parametri-stali>.
13. 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.
14. Храмов Ю.А. История физики. – Киев: Феникс, 2006. – 1176 с.
15. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике: Монография в 2-х томах. Том 1. – Харьков: Изд-во "НТМТ", 2011. – 311 с.
16. <http://www.aluminiumleader.com/facts/history>.
17. http://www.basel.ru/information/si_3/

Bibliography (transliterated): 1. Baranov M.I. Antologiya vydayuschihsya dostizhenij v nauke i tehnike. Chast' 14: Izobretenie dvigatelyj // Elektrotehnika i elektromehanika. – 2013. – № 3. – S. 3-14. 2. Baranov M.I. Antologiya vydayuschihsya dostizhenij v nauke i tehnike. Chast' 15: Izobretenie transporta // Elektrotehnika i elektromehanika. – 2013. – № 4. – S. 15-26. 3. Bol'shoj illyustrirovannyj slovar' inostrannych slov. - M.: Russkie slovari, 2004. - 957 s. 4. Sklyarenko V.M., Syadro V.V. Otkrytyja i izobreteniya. – Har'kov: Vesta, 2009. – 144 s. 5. Kuhling H. Spravochnik po fizike/Per. s nem.–M.:Mir, 1982.–520 s. 6. <http://ru.wikipedia.org/wiki/Бронза>. 7. http://metallicheckiportal.ru/marki_metallov/bro. 8. Knopfel' G. Sverhsil'nye impul'snye magnitnye polya. – M.: Mir, 1972. – 391 s. 9. http://ru.wikipedia.org/wiki/Історія_железа. 10. <http://dhblacksmith.narod.ru/hist.htm>. 11. Baranov M.I. Antologiya vydayuschihsya dostizhenij v nauke i tehnike. Chast' 1: Otkrytie periodicheskogo zakona himicheskikh elementov // Elektrotehnika i elektromehanika. – 2011. – № 2. – S. 3-9. 12. <http://www.carbofer-center.ru/parametri-stali>. 13. Baranov M.I. Izbrannye voprosy elektrofiziki: Monografiya v 2-h tomah. Tom 1: 'Elektrofizika i vydayuschiyesya fiziki mira. – Har'kov: Izd-vo NTU "HPI", 2008. – 252 s. 14. Hramov Yu.A. Istorija fiziki. – Kiev: Feniks, 2006. – 1176 s. 15. Baranov M.I. Antologiya vydayuschihsya dostizhenij v nauke i tehnike: Monografiya v 2-h tomah. Tom 1. – Har'kov: Izd-vo "NTMT", 2011. – 311 s. 16. <http://www.aluminiumleader.com/facts/history>. 17. http://www.basel.ru/information/si_3/

Поступила 21.05.2012

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., с.н.с.

НИПКИ "Молния"

Национального технического университета

"Харьковский политехнический институт".

61013, Харьков, ул. Шевченко, 47

тел. (057) 7076841, e-mail: eft@kpi.kharkov.ua

Baranov M.I.

An anthology of outstanding achievements in science and technology. Part 16: Discoveries and inventions in metallurgy.

A brief scientific essay on the history of invention of the main metallurgical technologies of artisan and industrial production of various metals and alloys is presented.

Key words – history, discovery, invention, metallurgy.

ВСЕМИРНОЕ ТЯГОТЕНИЕ И МАГНЕТИЗМ ПЛАНЕТ

Ядра планет сонячної системи і Сонця є, розплавлені температурою понад мільйони градусів, намагнічені тіла з полем напруженості S' і, як одночасно заряджені тіла, взаємодіють між собою силами відштовхування, що в механізмі дії гравітаційних сил тяжіння розглядаються, як сили рівнодії, утримуючі планети на орбітах, при інерційному русі планет навколо Сонця.

Ядра планет солнечной системы и Солнца представляют собой, расплавленные температурой выше миллионов градусов, намагниченные тела с полем напряженности S' и, как одновременно заряженные тела, взаимодействуют между собой силами отталкивания, что в механизме действия гравитационных сил притяжения рассматриваются, как силы равнодействия, удерживающие планеты на орбитах, при инерционном движении планет вокруг Солнца.

Из теории физики, а именно из закона И. Ньютона следует: сила притяжения масс двух тел пропорциональна произведению масс этих тел и обратно пропорционально квадрату расстояния между телами. При этом из закона Кулона известно, что два наэлектризованных тела действуют одно на другое с силой, пропорциональной произведению величин зарядов или количеству электричества на этих телах и обратно пропорционально квадрату расстояния между телами [1]. Цель поставленной задачи проиллюстрировать удивительное совпадение взаимодействий законов.

МАГНИТНОЕ ВЗАЙМОДЕЙСТВИЕ ПЛАНЕТ

Так, если предположительно планета Земля является производной, отделившейся от объема солнечного вещества и, также предположительно, что Земной шар имеет напряженность постоянного собственного магнитного поля S' [2], сильно разогретого, ядра, то и Солнце в результате, как материальная основа воспроизведения планет солнечной системы, вращаясь вокруг своей оси, имеет собственное раскаленное ядро, которое обладает положительным потенциалом с собственным постоянным магнитным полем с напряженностью знака S' , и, как следствие, механизм образования планет солнечной системы являясь общим для планет, то все и должно быть одинаково для всей солнечной системы, и все планеты солнечной системы также обладают магнитной напряженностью с направлением действия поля S' . Именно наличие магнитного поля S' , идентичное всем планетам и Солнцу, предположительно является одним из тех основных факторов, удерживающих планеты и Солнце в стабильном движении на своих орbitах. В подтверждение сказанному следует рассмотреть изначальный процесс образования планеты, что в своих эмпирических обоснованиях закона всемирного тяготения Кеплер не предусмотрел, в результате остановился на частном случае рассмотрения движения планеты по эллиптической орбите, что вероятно не соответствует истине, так как применительно к движению планеты по концентрической круговой орбите его концепция уже не работает. А большинство планет имеют круговые орбиты и перемещаются по ним с постоянной скоростью. Так, при определенных условиях и, вероятнее всего, в результате взрыва на Солнце, сгусток раскаленной плазмы, в будущем ей предстоит быть планетой, отделяется от Солнца, и, получив при отделении от Солнца инерционное ускорение, вращаясь вокруг собственной оси, начинает движение по кривой в сторону бесконечного пространства. Однако, имея определенную массу, сгусток плаз-

мы подвергается действию гравитационных сил, тормозящих полет сгустка плазмы в бесконечное пространство и наступает момент, когда сила инерционного ускорения полета сгустка плазмы под действием торможения истекает и сгусток уже под действием силы инерции и силы гравитационного притяжения переходит в полет на спиральную кривую обратного движения к Солнцу. С самого начала полета, с момента отделения сгустка плазмы от Солнца, в его вращающихся вокруг оси недрах, под действием центростремительных сил, на основе содержащихся в плазме сгустка тяжелых металлических фракций, постепенно формируется ядро, которое к моменту прекращения действия силы инерционного ускорения, полностью сформировавшееся ядро, своей напряженностью магнитного поля, силой отталкивания магнитной напряженности заряженной массы тела, уже действующей на тот момент планеты, во взаимодействии с однородно заряженной массой Солнца, уравнивают силу действующего гравитационного поля. В результате, выравнивания действующих на планету сил, планета под действием одной лишь силы инерции начинает плавно с определенной скоростью перемещаться по орбите и это перемещение по орбите ни в коей мере не зависит от вида орбиты: орбиты концентрической окружности или орбиты эллиптической формы. Фактор магнитной напряженности отталкивания, например, силы противодействия двух однозаряженных магнитных масс, является силой отталкивания, компенсирующей силу гравитационного поля притяжения массы другого тела. Предположительно, что, влияние одноименных магнитных сил напряженности отталкивания друг от друга масс и действие притяжения гравитационных сил, возникших между Солнцем и планетами, обусловило величину их расстояний, отделяющих планет от Солнца и планеты от планет, что зависело и зависит от величины массы и магнитной напряженности ядер планет, находящихся в соотношении с величиной массы ядра Солнца и его магнитной напряженности, что также соотносится со сдерживающим действием притяжения гравитационных сил. Отсутствие компенсирующих напряженностей магнитных полей при действии гравитационных сил планет и Солнца, т.е. без действия однополярных отталкивающих магнитных напряженостей, привело бы к постепенному сближению планет с Солнцем, а Луны с Землей, но такого сближения планет и Солнца наука не наблюдает. И наоборот, действие сил отталкивания магнитной напряженности ядер Земли и Луны, превышающих силу гравитации в

© Э.В. Савич

местах приливных выступов земной поверхности, отталкивают Луну в сторону бесконечного пространства, в результате чего, как известно, Луна удаляется от Земли со скоростью около 3 см в год. Из этого следует, что закон всемирного тяготения справедлив только в рамках классической механики. Он, по-видимому, нарушается на малых расстояниях (порядка планковской длины). В 1916 г. А. Эйнштейн в теории относительности показал, что свойства пространства и времени изменяются вблизи больших масс. Так, присутствие более 8 тысяч различной величины околосземных астероидов и метеоритов, потенциально опасных и постоянно грозящих неизбежным столкновением из космоса с Землей, и которые время от времени сходят со своих орбитальных траекторий и падают на Землю, что и говорит об отсутствии у этих космических тел магнитной поляризации, способной уравновешивать действие гравитационных сил. Тунгусский метеорит и астероид "Фобос-Грунта", упавший на севере Судана, тому наглядный пример. Астероиды и прочие космические тела падают не только на Землю, они падают на все планеты и, из-за значительного превышения массы Солнца, по отношению ко всем планетам вместе взятых, астероиды особенно падают на Солнце. Астрономы по вспышкам на Солнце часто оповещают об активизации деятельности Солнца. Однако, замеченные вспышки можно смело отнести на вспышки, связанные со сгоранием, упавших на Солнце космических тел. Отсюда, имеется предположение, что миллиарды лет, падающие на Солнце космические тела, увеличивали до критической величины массу солнечного объема, что приводило к взрыву Солнца с последующим образованием солнечных планет. И таких взрывов было несколько. Так образовалась планета Земля, от которой отделилась Луна, а также в результате взрывов на Солнце образовались и другие планеты, потому они и врачаются и движутся по орбитальным траекториям, совпадающим с направлением вращения самого Солнца. К тому же, по утверждениям многих ученых, молодое Солнце имело скорость вращения значительно превышающую скорость вращения теперешнего Солнца, что указывает на то, что, только при условии действия сил торможения вращению Солнца, возникающих при отбрасывании им от себя других также больших масс тел, можно было изменить инерцию движения такой большой массы тела. Именно, при отбрасывании от себя другой массы тел, Солнце, кроме снижения скорости вращения вокруг оси, также начало переворачивать через голову и свою ось вращения. Что многими учеными принимается как инверсия магнитного поля Солнца. Наконец, не следует забывать, и такое непростое понятие, как момент количества движения. Эта физическая величина обозначает, что, согласно закона сохранения энергии, события, происходящие в солнечной системе, не приводят, при перераспределении энергии, к изменению общего для системы момента количества движения. Чтобы не происходило в прошлом в солнечной системе, эта физическая величина и миллиарды лет назад была такой же, как и сейчас. Такой она и останется, если нечто внешнее воздействие не вмешается. Момент количества движения дополняет характеристику вращения тел. Тела могут вращаться как вокруг своей оси, так и вокруг другого тела по орбите. Для планет подходит второй случай. Солнце, которое находится в центре системы и вращается вокруг своей оси, что ха-

рактеризует вращение всей солнечной системы, и особенность вращения каждой единицы системы указывает на характер распределения величины момента количества движения между планетами и Солнцем. На Солнце, в 750 раз превосходящее по массе все, что вокруг него вращается, приходится меньше 2% от всего суммарного момента количества движения солнечной системы. В этом смысле первыми являются планеты, что говорит о потере Солнцем почти всей величины момента количества движения при разделении его массы на планеты. Предположительно, именно взрыв на Солнце привел к перераспределению величины момента количества движения и даже взрыв вызывал пылевое затемнение Солнца, что приводило к охлаждению и однажды к обледенению Земли.

МАГНИТНОЕ ДЕЙСТВИЕ ЗЕМЛИ И ЛУНЫ

Для полного представления однополюсного действия магнетизма планет солнечной системы, также следует обратить внимание на морские океанские приливы и отливы, которые опять же являются доказательством взаимодействия магнитных и гравитационных сил Земли и Луны. Океанская вода, имея в своем составе большое, до 36%, количество солей, в результате концентрации солей, превратилась из полярного диэлектрика в токопроводящий солевой раствор, который не способен, как это свойственно только диэлектрикам, дипольно поляризоваться и, соответственно, при появлении над поверхностью океана Луны, океанская вода, не будучи намагниченной и находясь лишь под действием гравитационного поля Луны, отвечает на силу притяжения Луны массовым приливом морской воды на данном участке океана и отливом на противоположном участке. Также следует заметить, что действие сил отталкивания магнитной напряженности ядер Земли и Луны, превышающих силу гравитации в местах приливных выступов земной поверхности, отталкивают Луну в сторону бесконечного пространства, в результате чего, как известно, что Луна удаляется от Земли со скоростью около 3 см в год.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кузнецов М.И. Основы электротехники. М.: Изд. "Высшая школа", 1964.
2. Савич Э.В. Процесс образование магнитных полей планет // Електротехніка і електромеханіка. – 2013. – №3. – С. 15-17.

Bibliography (transliterated): 1. Kuznecov M.I. Osnovy `elektrotehniki. M.: Izd. "Vysshaya shkola", 1964. 2. Savich 'E.V. Process obrazovanie magnitnyh polej planet//Elektrotehnika i elektromehanika-2013-№3-S.15-17.

Поступила 25.11.2012

Савич Эдуард Владимирович,
Пенсионер, до 1994 г. – заведующий отделом
ЦЭБОТнефтегаз НИПИАСУтрансгаз
61004, Харьков, ул. Маршала Конева, 16
тел. (057) 629275

Savich E.V.

Universal gravitation and magnetism of the planets.

The cores of the Solar System planets and the Sun are magnetized bodies, with the field of S-intensity, molten by the temperature of over million degrees. As similarly charged bodies, they interact with each other via repulsive forces that are considered, in the mechanism of gravitational attraction action, as resultant forces retaining the planets on the orbits at their inertial motion about the Sun.

Key words – gravitation, magnetism, Solar System.

ВЛИЯНИЕ ГИДРАВЛИЧЕСКОГО ДЕМПФЕРА НА ДИНАМИКУ ДВУХПОЗИЦИОННОГО ПОЛЯРИЗОВАННОГО АКТУАТОРА

Розглядається можливість зниження швидкості руху якоря актуатора вакуумних вимикачів за допомогою рідинного демпфера. У статті наведено порівняльні розрахунки динаміки руху приведеної маси якоря з урахуванням протидіючих сил гідрравлічного демпфера.

Рассматривается возможность снижения скорости движения якоря актуатора вакуумных выключателей при помощи жидкостного демпфера. В статье приведены сравнительные расчеты динамики движения приведенной массы якоря с учетом противодействующих сил гидравлического демпфера.

В настоящее время наиболее перспективными на рынке вакуумных выключателей средних напряжений являются выключатели с бистабильными двухпозиционными актуаторами фирмы АББ [1]. Такие выключатели просты по конструкции, не требуют профилактического обслуживания и надежны в эксплуатации. Конструкция актуатора фирмы АББ защищена патентом, поэтому исследовались альтернативные конструкции актуаторов [2, 3], динамика которых была рассмотрена в [4-12]. Характерной особенностью работы таких актуаторов является отсутствие противодействующих сил (за исключением сил трения) на большей части пути якоря (противодействующая сила появляется в момент касания контактов). Такая особенность противодействующей характеристики приводит к тому, что скорость движения контактов в момент из замыкания достаточно велика и может достигать значений более 1 м/с. Учитывая значительные движущиеся массы, можно показать [13-16], что в системе будут возникать большие динамические напряжения. Известно, что такие напряжения зависят от квадрата скорости движения системы. Поэтому, целью данной статьи явилось исследование влияния гидравлического демпфера на скорость замыкания контактов, а также оценка влияния демпфера на параметры включения актуатора (время включения, динамика изменения движущей силы, ток катушек).

Возможная конструкция выключателя с демпфером показана на рис. 1.

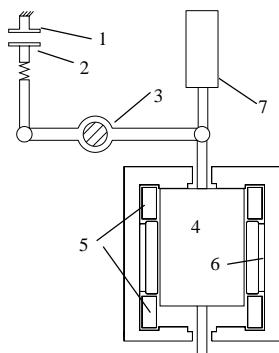


Рис. 1. Схема механики привода: 1 – неподвижный контакт; 2 – подвижный контакт; 3 – тяги; 4 – якорь; 5 – катушки; 6 – постоянные магниты; 7 – гидравлический демпфер

Гидравлический демпфер представляет собой металлический цилиндр, заполненный жидкостью в котором может перемещаться поршень, связанный с якорем актуатора (рис. 1).

В процессе теоретического исследования влияния гидравлического демпфера на динамику актуато-

ра были решены следующие задачи:

- рассчитана сила сопротивления движению поршня в зависимости от величины зазора между поршнем и корпусом демпфера, а также скорость движения поршня;
- рассчитана динамика движения актуатора при различных величинах демпфирующей силы.

Первая проблема связана с решением уравнения Навье-Стокса, которое совместно с уравнением несжимаемости дает решение поставленной задачи [17]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \vec{u}}{\partial t} + (\nabla \times \vec{u}) \times \vec{u} + \nabla \left(\frac{u^2}{2} + U \right) + \frac{1}{\rho} \cdot \nabla p - \\ - \frac{\eta}{\rho} \cdot \left[\nabla^2 u + \frac{1}{3} \cdot \nabla (\nabla \cdot \vec{u}) \right] = 0; \\ \nabla \cdot \vec{u} = 0, \end{aligned} \quad (1)$$

где \vec{u} – вектор скорости; ρ – плотность; p – давление; η – вязкость; U – потенциальная энергия объемных сил.

Очевидно, что демпфирующая сила зависит от вязкости жидкости, зазора между поршнем и корпусом, скорости движения поршня.

$$\text{Если в (1)} \quad \frac{\partial \vec{u}}{\partial t} = 0, \text{ или} \quad \frac{\partial \vec{u}}{\partial t} \approx 0, \quad (2)$$

то можно предположить, что движение жидкости отслеживает движение поршня без задержки, а процесс движения жидкости будет квазистатическим. Это условие будет выполняться в случае медленного и плавного нарастания скорости поршня или в случае движения поршня с постоянной скоростью. В противном случае, членом $\partial \vec{u} / \partial t$ пренебрегать нельзя. Очевидно, что условие $\partial \vec{u} / \partial t \neq 0$ выполняется в случае удара подвижной части выключателя о поршень. Для выяснения динамической зависимости демпфирующей силы от скорости перемещения поршня была решена мультифизическая задача динамики движения поршня и уравнения (1). Причем, движение поршня задавалось описанием закона его движения:

$$z := a \cdot (1 + \tanh(b \cdot (t - c))), \quad (3)$$

где a, b, c – коэффициенты.

На рис. 2 показана расчетная модель и вид характеристики перемещения поршня.

Изменяя масштабный коэффициент времени (3), можно изменять величину хода и скорости движения поршня. Расчеты проводились для квазистатического и динамического режимов по (1-3).

На рис. 3 показаны значения скорости движения поршня и демпфирующей силы для квазистатического режима.

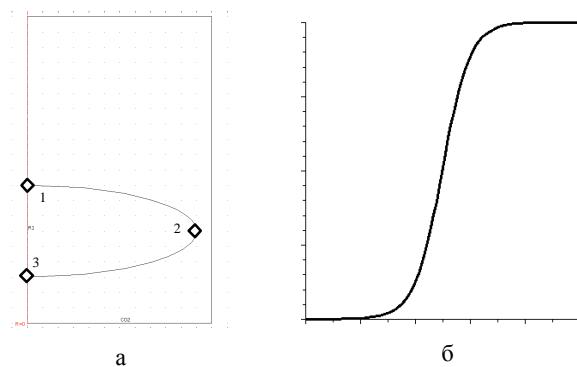


Рис. 2. Расчетная модель демпфера (а) и вид характеристики хода поршня (б)

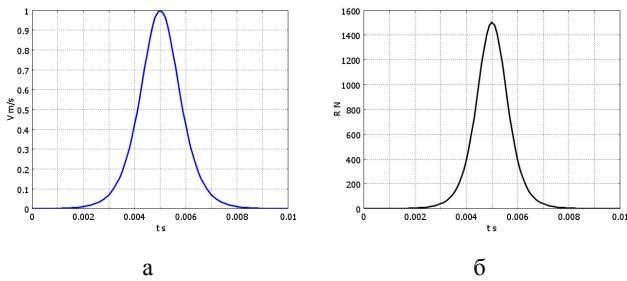


Рис. 3. Значение скорости (а) и демпфирующей силы (б) для квазистатического режима

Из рис. 3 следует, что сила существенно зависит от скорости и повторяет характер ее кривой.

Несколько иначе выглядят аналогичные зависимости для динамического режима (рис. 4).

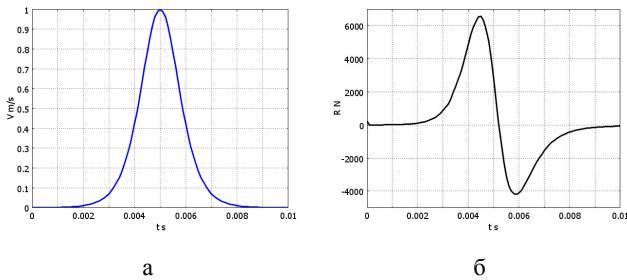


Рис. 4. Значение скорости (а) и демпфирующей силы (б) для динамического режима

При той же скорости движения динамическая сила демпфирования больше квазистатической более чем в 4 раза, а по виду повторяет характер ускорения (рис. 4). На рис. 5 показано значение давления на поверхности поршня в динамическом режиме в точках, показанных на рис. 2.

На основании анализа полученных данных можно заключить:

- демпфирующая сила может достигать значительных величин даже при относительно небольших скоростях;

- движущиеся части выключателя должны быть связаны с демпфером на всем пути, не допуская ударных нагрузок, так как в этом случае гидравлический демпфер ведет себя как жесткая преграда, существенно увеличивая динамические нагрузки на привод.

Учитывая данные полученные выше, был проведен расчет зависимости силы демпфирования в функции скорости движения поршня и величины зазора между корпусом и поршнем демпфера. Расчет прово-

дился по схеме (рис. 2,а), причем, задавалось движение не поршня, а жидкости обтекающей его с постоянной скоростью. На рис.6 приведена картина поля скоростей жидкости при обтекании поршня для одного из значений скорости жидкости на входе системы.

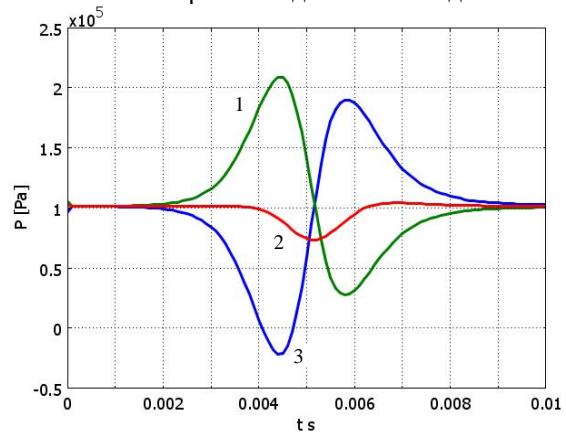


Рис. 5. Динамическое давление на поверхности поршня (см. рис. 2,а)

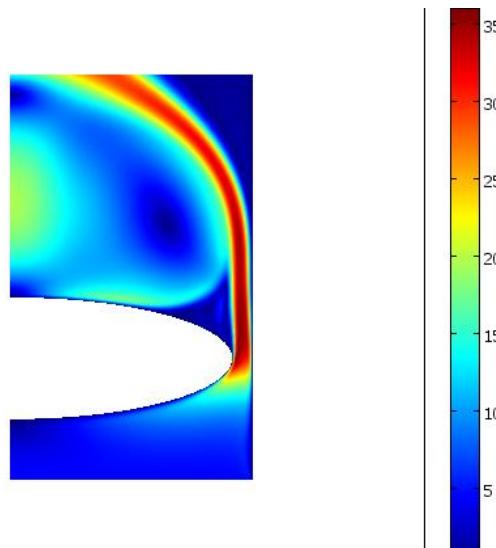


Рис. 6. Картина поля скоростей обтекания жидкостью поршня

Аналогичные расчеты были проведены для различных зазоров между поршнем и корпусом в функции скорости.

Такая зависимость хорошо аппроксимируется функцией вида:

$$R = a \cdot u + b \cdot u^2, \quad (4)$$

где R – демпфирующая сила; u – модуль скорости движения поршня.

На рис. 7 показан результат расчета и аппроксимирующая функция (4) для одного из вариантов расчетов.

Как следует из рис. 7, аппроксимация вида (4) хорошо описывает расчетные данные.

Дальнейшие расчеты по определению демпфирующей силы проводились для нескольких величин зазоров между поршнем и корпусом: 0.2 мм; 0.15 мм; 0.1 мм; 0.01 мм. На рис. 8 показаны результаты таких расчетов.

По рис. 8 можно заключить, что демпфирующие силы могут принимать достаточно большие значения и, следовательно, существенно влиять на скорость движения якоря актуатора вакуумных выключателей.

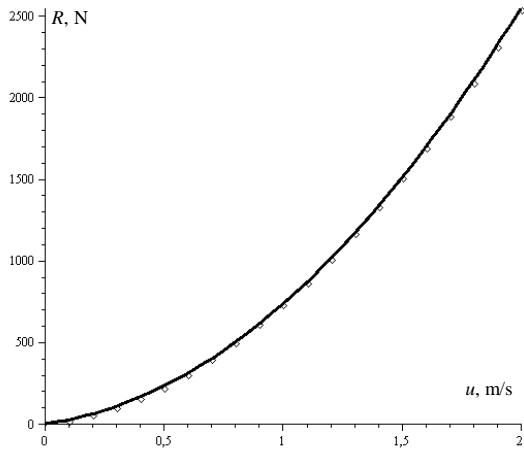


Рис. 7. Расчетные значения (точки) и аппроксимирующая функция (сплошная линия)

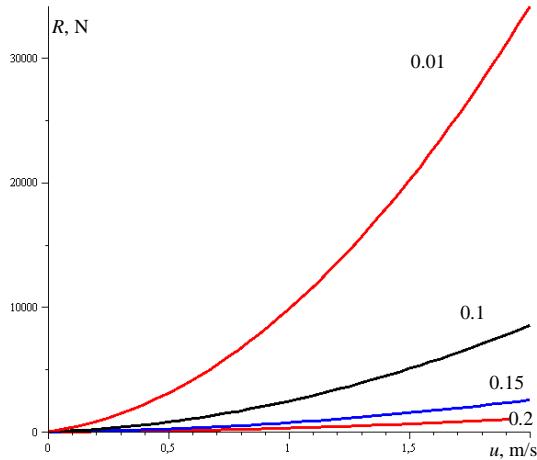


Рис. 8. Зависимость демпфирующей силы от скорости потока и зазора

Для расчета влияния демпфера на динамику актуатора вакуумного выключателя в уравнении движения была учтена демпфирующая сила, уравнение которой задается в виде (4). Остальные уравнения (система уравнений электромагнитного поля в неоднородно, нелинейной, проводящей, движущейся среде с учетом постоянных магнитов и уравнения электрической цепи, с учетом приведенного по потокосцеплению магнитного потока) остаются без изменений [5-12].

$$\begin{cases} \frac{d(m(z(t)) \cdot u(t))}{dt} = Q(z(t)) - P(z(t)) - R(u(t)); \\ \frac{dz(t)}{dt} = u(t); \\ z(0) = 0, u(0) = 0, \end{cases} \quad (5)$$

где Q – электромагнитная сила; P – противодействующая сила; R – демпфирующая сила.

Результаты расчета динамики актуатора приведены для двух режимов:

- отсутствие демпфера;
- при максимальной силе демпфирования (рис. 8).

Все остальные значения будут находиться в этом интервале. Расчетные значения показаны на последующих рисунках.

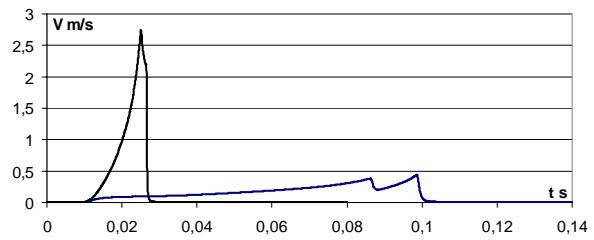


Рис. 9. Временная зависимость скорости движения якоря

Как следует из рис. 9, скорость контактов в момент соударения удалось уменьшить более чем в семь раз, что снижает кинетическую энергию удара более чем в 49 раз. Кроме того, существенно снижена скорость удара самого якоря актуатора, что так же является положительным результатом. Время включения при этом возросло с 25 мс до 86 мс, но данный параметр не является особо существенным. Положительный результат демпфирования сказывается так же и на динамической тяговой характеристике, показанной на рис. 10.

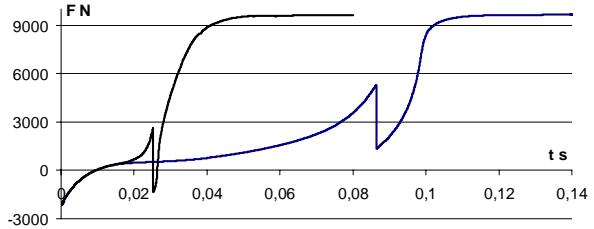


Рис. 10. Суммарная сила, действующая на якорь актуатора

В случае демпфирования отсутствует отрицательный скачок силы в момент замыкания контактов, вызванный малым значением ампервитков системы за счет высокой скорости движения якоря (велика противоЭДС движения). Подтверждением этому служат значения токов в катушках "включения" и "отключения", показанные на рис. 11.

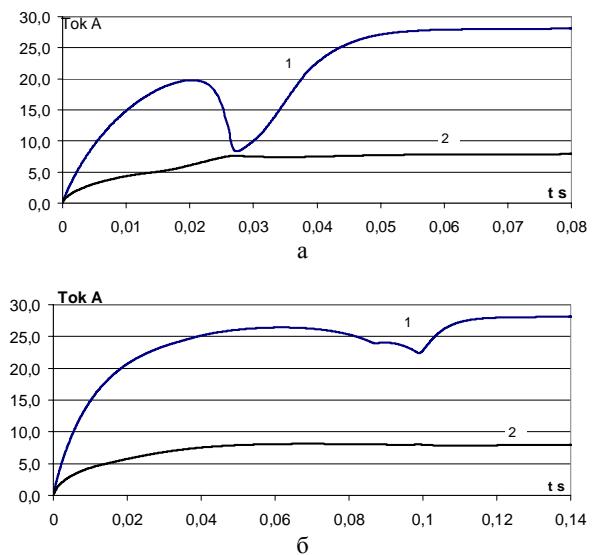


Рис. 11. Значения токов в катушке включения 1 и катушке отключения 2 актуатора без демпфера (а) и с демпфером (б)

Как следует из рис. 11, в случае демпфирования ток в катушках по форме ближе к току установившегося значения и больше по величине в переходном режиме, что и обуславливает большие значения тяговой силы.

ВЫВОДЫ

Гидравлический демпфер позволяет существенно снизить скорость замыкания контактов. Демпфирование должно осуществляться на всем пути движения якоря, что исключает ударные нагрузки. Созданные мультифизические модели динамики актуатора и жидкостного демпфера позволяют провести теоретический расчет параметров демпфирования и найти конструктивные решения повышающие надежность работы вакуумного выключателя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вакуумный выключатель VM1 с электромагнитным приводом [Электронный ресурс] / Режим доступа: www.abb.com.
2. Клименко Б.В., Бугайчук В.М., Гречко А.М. Опытный образец двухпозиционного привода вакуумного выключателя среднего напряжения // Електротехніка і електромеханіка. – 2005. – № 2. – С. 23-27.
3. Клименко Б.В., Бугайчук В.М., Гречко А.М., Выровец С.В. Быстро действующий электромагнитный привод с вытеснением магнитного поля для вакуумного выключателя среднего напряжения // Електротехніка і електромеханіка. – 2006. – № 4. – С. 22-26.
4. Байда Е.И. Расчет переходных процессов в электромагнитном механизме на основании уравнений электромагнитного поля // Електротехніка і електромеханіка. – 2008. – №6. – С. 39-43.
5. Байда Е.И. Влияние проводимости материала на динамические характеристики электромагнитных механизмов постоянного тока // Електротехніка і електромеханіка. – 2010. – №1. – С. 3-5.
6. Байда Е.И. Моделирование динамических характеристик электромагнитных механизмов постоянного тока с магнитной защелкой // Електротехніка і електромеханіка. – 2010. – № 2. – С. 3-5.
7. Байда Е.И. Моделирование процесса отключения электромагнита постоянного тока с магнитной защелкой // Електротехніка і електромеханіка. – 2010. – № 3. – С. 6-9.
8. Байда Е.И. Расчет динамики двухпозиционного электромагнита постоянного тока с магнитной защелкой // Електротехніка і електромеханіка. – 2010. – № 4. – С. 10-12.
9. Байда Е.И. Влияние формы напряжения источника питания на динамические характеристики электромагнита постоянного тока // Електротехніка і електромеханіка. – 2010. – № 5. – С. 3-4.
10. Байда Е.И. Влияние добавочного сопротивления на время трогания двухпозиционного электромагнита с магнитной защелкой вакуумного выключателя среднего напряжения // Електротехніка і електромеханіка. – 2011. – № 4. – С. 13-15.
11. Байда Е.И. Математические модели подключения бистабильных поляризованных актуаторов к источникам энергии // Вісник НТУ "ХПІ". – 2012. – № 49. – С. 9-13.
12. Байда Е.И. Динамика нечеткого срабатывания бистабильного электромагнитного актуатора на базе высококоэрцитивных постоянных магнитов // Електротехніка і електромеханіка. – 2012. – № 5. – С. 18-20.
13. Беляев Н.М. Сопротивление материалов / Беляев Н.М. // – 15-е изд. – М.: Наука, 1976. – 607 с.
14. Снитко Н.К. Строительная механика: Учебник для вузов / Снитко Н.К. // – 3 е изд., перераб. – М.: Выssh. школа, 1980. – 431 с.
15. Феодосьев В.И. Сопротивление материалов. Главная редакция физ.-мат. литературы / Феодосьев В.И. // – М.: Наука, 1972. – 544 с.
16. Сахаров В.П. Проектирование электрических аппаратов (Общие вопросы проектирования). Учебное пособие для студентов электротехнических вузов / Сахаров В.П. // М.: Высшая школа, 1966. – 599 с.
17. Френкель Я.И. Курс теоретической механики / Френкель Я.И. // – Ленинград: Типография "Красный печатник", 1939. – 386 с.

Bibliography (transliterated): 1. Vakuumnyj vyklyuchatel' VM1 s `elektromagnitnym privodom [Elektronnyj resurs] / Rezhim dostupa: www.abb.com. 2. Klimenko B.V., Bugajchuk V.M., Grechko A.M. Optychnyj obrazec dvuhpozicionnogo privoda vakuumnogo vyklyuchatelya srednego napryazheniya // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2005. - № 2. - C. 23-27. 3. Klimenko B.V., Bugajchuk V.M., Grechko A.M., Vyrovets S.V. Bystrodejstvuyuschij `elektromagnitnyj privod s vytessneniem magnitnogo polya dlya vakuumnogo vyklyuchatelya srednego napryazheniya // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2006. - № 4. - C. 22-26. 4. Bajda E.I. Raschet perehodnyh processov v `elektromagnitnom mehanizme na osnovaniie uravnenij `elektromagnitnogo polya // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2008. - №6. - C. 39-43. 5. Bajda E.I. Vliyanie provodimosti materiala na dinamicheskie harakteristiki `elektromagnitnyh mehanizmov postoyannogo toka // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2010. - №1. - C. 3-5. 6. Bajda E.I. Modelirovanie dinamicheskikh harakteristik `elektromagnitnyh mehanizmov postoyannogo toka s magnitnoj zaschelkoj // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2010. - № 2. - C. 3-5. 7. Bajda E.I. Modelirovanie processa otklyucheniya `elektromagnita postoyannogo toka s magnitnoj zaschelkoj // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2010. - № 3. - C. 6-9. 8. Bajda E.I. Raschet dinamiki dvuhpozicionnogo `elektromagnita postoyannogo toka s magnitnoj zaschelkoj // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2010. - № 4. - C. 10-12. 9. Bajda E.I. Vliyanie formy napryazheniya istochnika pitanija na dinamicheskie harakteristiki `elektromagnita postoyannogo toka // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2010. - № 5. - C. 3-4. 10. Bajda E.I. Vliyanie dobavochnogo soprotivleniya na vremya troganiya dvuhpozicionnogo `elektromagnita s magnitnoj zaschelkoj vakuumnogo vyklyuchatelya srednego napryazheniya // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2011. - № 4. - C. 13-15. 11. Bajda E.I. Matematicheskie modeli podklyucheniya bistabil'nyh poliarizovannyh aktuatorov k istochnikam `energii // Visnik NTU "HPI". - 2012. - № 49. - C. 9-13. 12. Bajda E.I. Dinamika nechetkogo srabatyvaniya bistabil'nogo `elektromagnitnogo aktuatora na baze vysokokoerцитivnyh postoyannogo magniton // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2012. - № 5. - C. 18-20. 13. Belyaev N.M. Soprotivlenie materialov / Belyaev N.M. // – 15-e izd. – M.: Nauka, 1976. - 607 s. 14. Snitko N.K. Stroitel'naya mehanika: Uchebnik dlya vuzov / Snitko N.K. // – 3 e izd., pererab. – M.: Vyssh. shkola, 1980. - 431 s. 15. Feodos'ev V.I. Soprotivlenie materialov. Glavnaya redakciya fiz.-mat. literatury / Feodos'ev V.I. // – M.: Nauka, 1972. - 544 s. 16. Saharov V.P. Proektirovanie `elektricheskikh apparatov (Obschie voprosy proektirovaniya). Uchebnoe posobie dlya studentov `elektrotehnicheskikh vuzov / Saharov V.P.// M.: Vysshaya shkola, 1966. - 599 s. 17. Frenkel' Ya.I. Kurs teoreticheskoy mehaniki / Frenkel' Ya.I.// - Leningrad: Tipografiya "Krasnyj pechatnik", 1939. - 386 s.

Поступила 24.04.2013

Байда Евгений Иванович, к.т.н., доц.
кафедра "Электрические аппараты"
Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
61002, Харьков, ул. Фрунзе 21
тел. (057) 7076976, e-mail: baida_kpi@i.ua

Baida E.I.

Impact of a hydraulic damper on two-position polarized actuator dynamics.

A feasibility of reducing a vacuum circuit-breaker actuator armature speed by means of a liquid damper is analyzed. The paper presents comparative calculations of the armature reduced mass motion dynamics with allowance for the hydraulic damper counter forces.

Key words – hydraulic damper, dynamics, motion, vacuum circuit-breaker.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ТЯГОВОГО СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Розроблено польову математичну модель і виконано моделювання режимів роботи тягового синхронного двигуна з постійними магнітами, призначеного для використання в електромобілях. Розроблена математична модель враховує обертання ротора в масштабі реального часу і дозволяє розрахувати та проаналізувати основні робочі характеристики двигуна як функції часу.

Разработана полевая математическая модель и выполнено моделирование режимов работы тягового синхронного двигателя с постоянными магнитами, предназначенного для использования в электромобилях. Разработанная математическая модель учитывает вращение ротора в масштабе реального времени и позволяет рассчитывать и проанализировать основные рабочие характеристики двигателя в виде временных функций.

ВВЕДЕНИЕ

В последние годы наметилась тенденция к широкому применению частотно-управляемых синхронных электродвигателей с постоянными магнитами (СДПМ) в качестве тяговых двигателей транспортных средств. Так, в материалах Шанхайской конференции 2011 года [3] приводятся результаты, которые убедительно доказывают преимущества использования СДПМ в электромобилях по сравнению с другими типами электродвигателей. Применение постоянных магнитов с высокой удельной энергией позволяет существенно улучшить массогабаритные, энергетические и стоимостные показатели тяговых двигателей.

Размещённый на электромобиле частотно-управляемый тяговый СДПМ питается от преобразователя, который в свою очередь получает напряжение от аккумуляторных батарей. Электропривод должен обеспечить заданные тяговые характеристики в широком диапазоне частот вращения ведущей оси электромобиля при относительно невысоких амплитудах напряжения электропитания. При этом СДПМ, очевидно, должен иметь минимальные массогабаритные характеристики при допустимых нагревах обмотки статора и постоянных магнитов. Необходимость получения высоких массоэнергетических показателей в тяговых СДПМ требует разработки новых подходов к их расчету и проектированию. Это связано не только с существенным различием характеристик тяговых СДПМ и СДПМ традиционного исполнения [2], но и с трудностями моделирования традиционными методами с достаточной точностью явления размагничивания постоянных магнитов в процессе работы двигателя.

Целью статьи является моделирование режимов работы тягового СДПМ на основе разработанной полевой математической модели, учитывающей вращения ротора во времени и обеспечивающей высокий уровень достоверности результатов моделирования.

ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ

Ведущими мировыми производителями электромобилей предложены и используются различные конструкции тяговых СДПМ [3]. В данной статье рассматривается частотно-управляемый тяговый СДПМ для привода электромобиля, разрабатываемого на российском автомобилестроительном предприятии. СДПМ имеет следующие номинальные данные: мощ-

ность $P_{2N} = 35$ кВт, фазное напряжение питания $U_{IN} = 93,5$ В, число пар полюсов $p = 4$, частоты питания и вращения $f_{IN} = 200$ Гц и $n_{2N} = 3000$ об/мин, диапазон частоты вращения – (0...12000) об/мин.

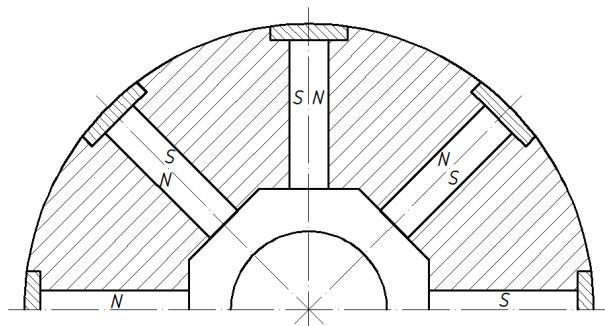


Рис 1. Конструкции ротора СДПМ

На статоре в пазах шихтованного магнитопровода уложена распределенная трехфазная обмотка.

Ротор СДПМ имеет "коллекторную" конструкцию (рис. 1), в которой магнитный поток формируется постоянными магнитами с тангенциальным направлением вектора намагниченности, расположенными по бокам ферромагнитных полюсов. Такая конструкция позволяет сконцентрировать больший магнитный поток в полюсе, чем при радиальном намагничивании магнитов, что важно в условиях ограниченных размеров активной зоны машины. Кроме того, конструкция ротора с радиальным намагничиванием магнитов имеет следующий недостаток. Известно, что магнитный поток, создаваемый постоянным магнитом пропорционален объему магнита, однако, в роторах с радиальным намагничиванием магнитов при неизменной длине и ширине магнита увеличение его толщины больше некоторого значения не приводит к увеличению магнитного потока вследствие сопутствующего увеличения воздушного зазора и уменьшения индуктивного сопротивления x_d . Этого недостатка лишена "коллекторная" конструкция ротора, в которой изменение любого размера магнита приводит к соответствующему изменению магнитного потока.

Однако, недостатком "коллекторной" конструкции ротора можно считать специфический вид угловой

характеристики СДПМ – зависимости электромагнитного момента $M_{\text{ЭМ}}$ от угла нагрузки Θ . В отличие от явнополюсных синхронных машин с электромагнитным возбуждением и от СДПМ с радиально намагниченными магнитами, в СДПМ с "коллекторной" конструкцией ротора индуктивное сопротивление машины по поперечной оси больше индуктивного сопротивления по продольной оси $x_d > x_q$. Это обусловлено отсутствием ферромагнитного ярма ротора и, как следствие, замыканием продольного магнитного потока полюсами через магниты, имеющие магнитную проницаемость близкую к μ_0 . Вследствие этого реактивная составляющая M_2 результирующего момента

$$M_{\text{ЭМ}} = M_1 + M_2 = \frac{m_1 \cdot E_f \cdot U_{1\phi}}{\Omega_1 \cdot x_d} \sin \Theta + \\ + \frac{m_1 \cdot U_{1\phi}^2}{2 \cdot \Omega_1} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cdot \sin 2\Theta,$$

при угле нагрузки $0 < \Theta < 90^\circ$ имеет отрицательное значение (рис. 2).

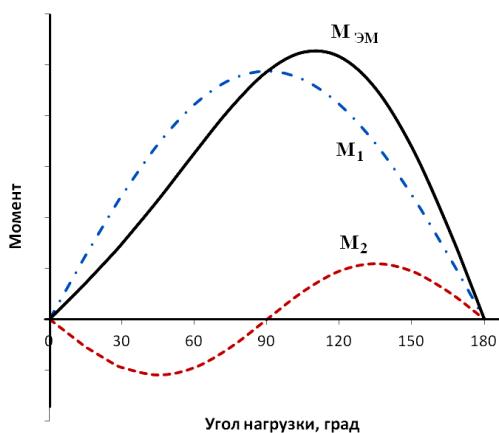


Рис. 2. Типовая угловая характеристика СДПМ с "коллекторной" конструкцией ротора

Это сдвигает точку максимального момента в область $\Theta > 90^\circ$, что приводит к увеличению номинального угла нагрузки и может снижать устойчивость работы двигателя.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Моделируются характеристики СДПМ как временные функции на периоде T , равном времени поворота ротора на угол, соответствующий двум полюсным делениям двигателя. На временном интервале $[0...T]$ решается следующее стационарное уравнение поля относительно векторного магнитного потенциала A :

$$\nabla \times \left(\frac{\nabla \times A - B_r}{\mu} \right) = J_c, \quad (1)$$

где B_r – остаточная индукция постоянного магнита; J_c – плотности токов в обмотке статора. Расчетной областью является поперечное сечение активной зоны СДПМ (поле рассматривается в двумерной постановке). Использование уравнения (1) обосновано тем, что электропроводность всех участков расчетной области равна нулю (отсутствуют вихревые токи). Функциями времени в уравнении (1) являются:

1) плотности токов фаз обмотки статора:

$$\begin{aligned} J_{cA} &= J_m \cos \omega_1 t, \\ J_{cB} &= J_m \cos (\omega_1 t + 2\pi/3), \\ J_{cC} &= J_m \cos (\omega_1 t + 4\pi/3) \end{aligned} \quad (2)$$

где J_m – амплитуда плотности тока, определяемая по известным значениям фазного тока статора и площади сечения проводников;

2) координаты точек ротора. Приращения декартовых координат ротора Δx , Δy на временном шаге Δt задаются следующими формулами:

$$\begin{aligned} \Delta x &= \cos[\omega_2(t + \Delta t)] \cdot x - \sin[\omega_2(t + \Delta t)] \cdot y - x, \\ \Delta y &= \sin[\omega_2(t + \Delta t)] \cdot x + \cos[\omega_2(t + \Delta t)] \cdot y - y, \end{aligned} \quad (3)$$

где ω_2 – угловая частота вращения ротора.

Составляющие вектора магнитной индукции B_x и B_y и напряженности электрического поля E_z определяются по формулам

$$B_x = \partial A / \partial y, \quad B_y = -\partial A / \partial x, \quad E_z = -\partial A / \partial t. \quad (4)$$

Для расчета ЭДС в фазе обмотки статора используется следующее интегральное выражение:

$$E_f = \frac{2 \cdot N_p \cdot L_1}{S_p \cdot a_1} \int_{S_i} E_z \cdot ds, \quad (5)$$

где S_i – площадь интегрирования (суммарная площадь поперечного сечения проводников фазной зоны обмотки статора); N_p – число эффективных проводников в пазу; S_p – площадь паза; a_1 – число параллельных ветвей обмотки статора; L_1 – аксиальная длина сердечника статора.

Электромагнитный момент СДПМ рассчитывается через тензор магнитного натяжения:

$$M_{\text{ЭМ}} = \frac{2 \cdot p \cdot R_2 \cdot L_2}{\mu_0} \int_0^\tau B_n B_\tau dl, \quad (6)$$

где B_n , B_τ – нормальная и тангенциальная к поверхности ротора составляющие магнитной индукции; R_2 , L_2 – радиус и длина ротора; p – число пар полюсов; τ – полносное деление ротора. Расчет поля, ЭДС и электромагнитного момента выполняется на каждом временном шаге Δt . Объединение полученных решений на интервале $[0...T]$ дает искомые временные зависимости $E_f(t)$ и $M_{\text{ЭМ}}(t)$.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

С помощью разработанной математической модели в программном пакете COMSOL было выполнено численное моделирование рассматриваемого СДПМ в режимах холостого хода и в режиме номинальной нагрузки.

Режим холостого хода. На рис. 3 показан фрагмент картины магнитного поля СДПМ в режиме холостого хода. При проектировании СДПМ использовался следующий критерий выбора параметров системы "воздушный зазор – постоянные магниты". На холостом ходе СДПМ (при отсутствии тока статора) и номинальной частоте вращения ротора магнитный поток постоянных магнитов должен индуцировать в фазах обмотки статора заданную номинальную электродвижущую силу $E_0 = (1,05 \dots 1,08) U_{1\phi N}$.

На рис. 4 изображена расчетная временная зависимость ЭДС в обмотке статора на холостом ходу.

Амплитуда первой гармоники ЭДС равна 139 В, что составляет $E_0 = 1,05U_{1\phi N}$.

Очевидно, что кроме основной гармоники в кривой ЭДС присутствуют и высшие гармоники, обусловленные зубчатостью поверхности статора. Спектральный состав кривой показан на рис. 5.

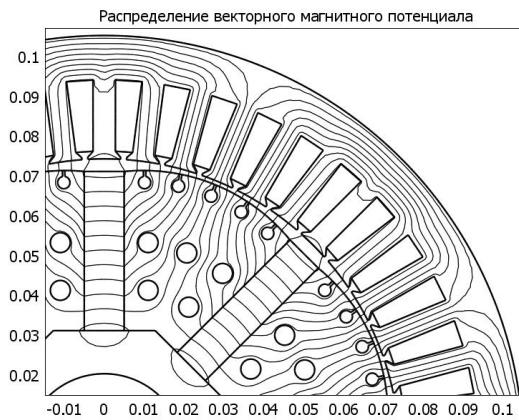


Рис. 3. Магнитное поле СДПМ в режиме холостого хода

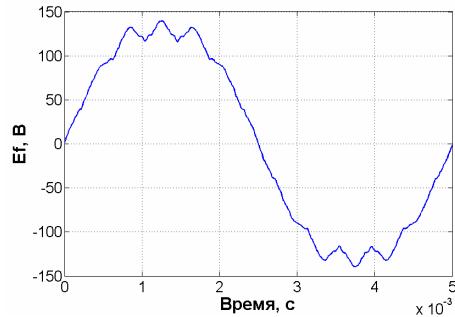


Рис. 4. ЭДС СДПМ на холостом ходе

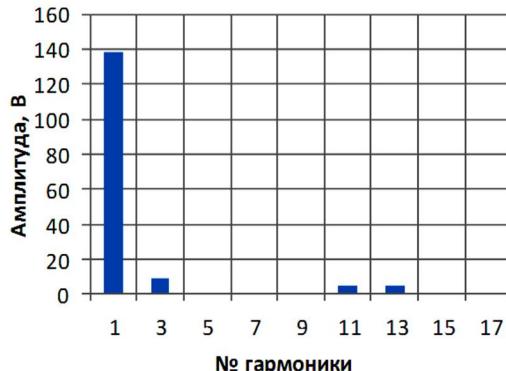


Рис. 5. Высшие гармоники ЭДС СДПМ в режиме холостого хода

Среди высших гармоник наибольшей является третья (составляет 6,1 % от первой), которая при соединении трехфазной обмотки в звезду не вызывает токов третьей гармоники. Процентное соотношение других высших гармоник ЭДС не превышает 4,5%.

Режим номинальной нагрузки. Для анализа режима нагрузки выполняется серия расчетов при варьировании угла нагрузки Θ . Фрагмент картины поля показан на рис. 6. Номинальный угол нагрузки равен углу между продольной осью полюса ротора и осью результирующего магнитного поля двигателя. Этот угол показан на рис. 6 и равен 23,5 электрических или

5,9 геометрических градусов.

Расчет номинального режима выполняется итерационным методом. Заданными величинами являются напряжение питания и электромагнитный момент, а искомыми – ток обмотки статора и угол нагрузки. Вначале задается первое приближение тока статора и серией расчетов при увеличении угла нагрузки добиваются требуемого значения момента, которое рассчитывается по формуле (6). Далее рассчитываются ЭДС в обмотке статора по формуле (5), падение напряжения в обмотке статора и результирующее фазное напряжение. После сравнения полученной величины напряжения питания с заданной, величина тока в обмотке статора корректируется и вновь серией расчетов определяется значение угла нагрузки, при котором СДПМ развивает необходимый момент. В результате достигается согласованная комбинация величин напряжения, тока, момента и угла нагрузки.

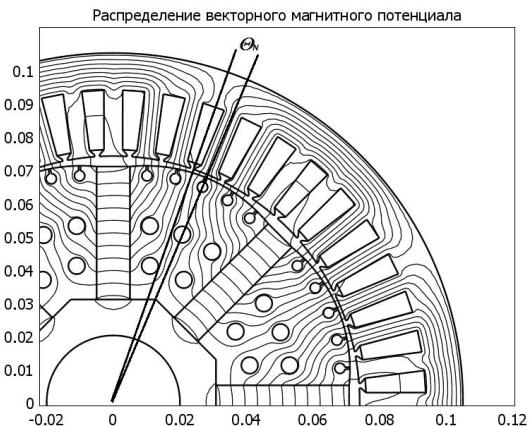


Рис. 6. Магнитное поле СДПМ в номинальном режиме

Коэффициент мощности определяется по фазовому смещению временных зависимостей заданного тока обмотки статора и расчетной ЭДС, индуцированной в обмотке статора результирующим магнитным потоком. На рис. 7 показаны временные зависимости заданного тока статора и расчетной ЭДС. Рассматриваемый СДПМ с целью получения наибольшего КПД спроектирован для работы с номинальным $\cos\varphi$, близким к единице. Расчеты показали, что в номинальном режиме данного СДПМ фазовый угол смещения между током и ЭДС равен 10,8 град., чему соответствует $\cos\varphi = 0,982$ (индуктивный).

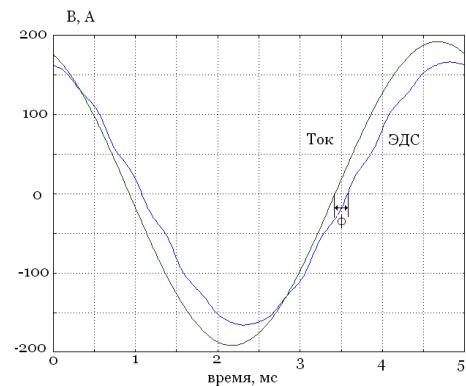


Рис. 7. К определению $\cos\varphi$ СДПМ

Одной из важных проблем в СДПМ с "коллекторной" конструкцией ротора являются пульсации электромагнитного момента. Причины этих пульсаций обусловлены явнополюсной конструкцией ротора и зубчатостью внутренней поверхности статора. Результатом пульсаций электромагнитного момента являются повышенный уровень шума и вибраций, износ подшипников, а также снижение надежности СДПМ.

На рис. 8 приведена временная зависимость электромагнитного момента. Среднее значение момента, равно 112 Нм. На кривой видны значительные пульсации момента.

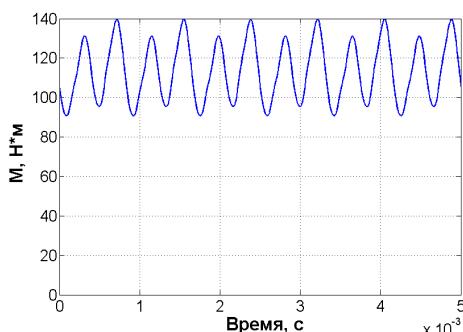


Рис. 8. Электромагнитный момент СДПМ с "коллекторной" конструкцией ротора

Среди методов снижения пульсаций момента необходимо отметить следующие:

- 1) увеличение воздушного зазора;
- 2) профилирование полюсов ротора [1];
- 3) скос пазов статора.

Проведенные исследования дали возможность проанализировать эффективность таких технических решений. Если в исходном варианте без применения специальных мер амплитуда пульсаций составила 21,7 % от среднего значения момента, то только при профилировании полюсов ротора (но без скоса пазов статора) они снижаются до 14 %, а при одновременном профилировании полюсов ротора и выполнении скоса пазов статора амплитуды пульсаций снижаются до 3,8 %.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная полевая метаматематическая модель тягового синхронного двигателя с постоянными магнитами позволяет рассчитать рабочие характеристики и проанализировать режимы работы двигателя с учетом вращения его ротора в режиме реального времени. Это не только обеспечивает результатам моделирования высокий уровень достоверности, но и позволяет на стадии проектирования двигателя оптимизировать выбор его конструктивных параметров.

Применение разработанной модели особенно актуально для электрических машин с постоянными магнитами, расчет и проектирование которых традиционными методами осложняется необходимостью определения кривых возврата используемого магнита. При использовании полевого подхода кривые возврата учитываются автоматически, а в модель вносятся лишь данные о величине остаточной индукции и относительной магнитной проницаемости магнита.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гребенников В.В., Прыймак М.В. Исследование влияния конфигурации магнитной системы на моментные характеристики электродвигателей с постоянными магнитами // Электротехника и электроэнергетика. – 2009. – №2. – С. 57-60.
2. Ледовский А.Н. Электрические машины с высококоэрцитивными постоянными магнитами. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – С. 76-77.
3. SAE 2011 Powertrain Electric Motors Symposium – Shanghai, 18-21 November, 2011.

Bibliography (transliterated): 1. Grebenников V.V., Pryimak M.V. Issledovanie vliyaniya konfiguracii magnitnoj sistemy na momentnye harakteristiki elektrodvigatelej s postoyannymi magnitami // Elektrotehnika i `elektro`energetika. - 2009. - №2. - S. 57-60. 2. Ledovskij A.N. `Elektricheskie mashiny s vysokoko`ercitivnymi postoyannymi magnitami. - M.: `Energoatomizdat, 1985. - S. 76-77. 3. SAE 2011 Powertrain Electric Motors Symposium - Shanghai, 18-21 November, 2011.

Поступила 09.04.2013

Васьковский Юрий Николаевич, д.т.н. проф.
Гайденко Юрий Антонович, к.т.н., доц.
Национальный технический университет Украины
"Киевский политехнический институт"
кафедра электромеханики
03056, Киев, пр. Победы, 37, к. 20
тел. (044) 4068238, e-mail: vun157@voliacable.com

Русатинский Александр Евгеньевич
ПАО "НПП "Смелянский электромеханический завод"
20705, Черкасская обл., Смела, ул. Ю. Коробейника, 1г

Vas'kovsky Y.N., Gaydenko Y.A., Rusyatinskiy A.Y.
Modeling of traction synchronous permanent magnet motor modes.

A mathematical model of electromagnetic field for simulating operational modes of traction synchronous motors with permanent magnets intended for electric vehicles is developed. The mathematical model takes into account real-time rotor rotation and allows calculating and analyzing the motor basic running characteristics as time functions.

Key words – traction synchronous permanent magnet motor, mathematical model of electromagnetic field, basic running characteristics.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАШИННО-ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ БЕСКОНТАКТНЫХ СИНХРОННЫХ И АСИНХРОНИЗИРОВАННЫХ МАШИН В СИСТЕМЕ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Приведені особливості розробки електромашинно-вентильних перетворювачів безконтактних синхронних і асинхронізованих машин, загальний аналіз результатів досліджень моделей перетворювачів в системі схемотехнічного моделювання Micro Cap, рекомендації по застосуванню системи моделювання при проведенні наукових досліджень і в навчальному процесі.

Приведены особенности разработки электромашинно-вентильных преобразователей бесконтактных синхронных и асинхронизированных машин, общий анализ результатов исследований моделей преобразователей в системе схемотехнического моделирования Micro Cap, рекомендации по применению системы моделирования при проведении научных исследований и в учебном процессе.

ВВЕДЕНИЕ

Одним из направлений в решении проблемы энергосбережения является широкое внедрение асинхронизированных машин (АСМ), которые применяются как генераторы мощных и автономных электроэнергетических систем, регулируемый электропривод, генераторы-двигатели гидроаккумулирующих станций, устройства связи энергосистем.

В связи с требованиями повышению надежности электрических машин актуально внедрение бесконтактных АСМ (БАСМ). БАСМ разрабатываются на базе бесконтактных синхронных машин (БСМ).

В системах возбуждения БСМ и БАСМ применяются электромашинно-вентильные преобразователи (ЭМВП), состоящие из электромашинных возбудителей и вращающихся вентильных преобразователей.

При исследованиях ЭМВП применяются разные физические и математические модели. Применение разных моделей при решении одной и той же задачи существенно повышает вероятность получения корректных результатов, подтверждает правомерность принятых допущений, обосновывает выбор новых, простых и достаточно точных моделей и методов, адаптированных к решению сложных задач.

Одна из математических моделей, которые применяются на кафедре электромеханики НТУУ "Киевский политехнический институт" при исследованиях ЭМВП, разработана в системе схемотехнического моделирования Micro Cap (система МС) [4-12, 14, 15].

Цель работы: общий анализ результатов исследований моделей ЭМВП бесконтактных синхронных и асинхронизированных машин в системе схемотехнического моделирования Micro Cap, разработка рекомендаций по ее применению в научных исследованиях и учебном процессе.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА БЕСКОНТАКТНЫХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

На рис. 1 показана структурная схема БСМ и БАСМ: 1 – основная электрическая машина (АМ); 2 – возбудитель; 3 – управляющая машина (УМ); 4 – вращающийся вентильный преобразователь (ВП); 5 – блок сигналов управления (БСУ); 6 – датчик тока обмотки ротора АМ; 7 – автоматический регулятор возбуждения (АРВ); 8 – вращающаяся часть.

Качество формы напряжения и тока возбуждения АМ во многом зависит от типа возбудителя, числа фаз и способа соединения роторных обмоток возбудителя

(источника) и АМ, типа преобразователя и способа управления им, параметров защитных цепей вентилей, диапазона изменения скольжения АМ и других факторов. Рассмотрим некоторые результаты исследований ЭМВП в системе МС.

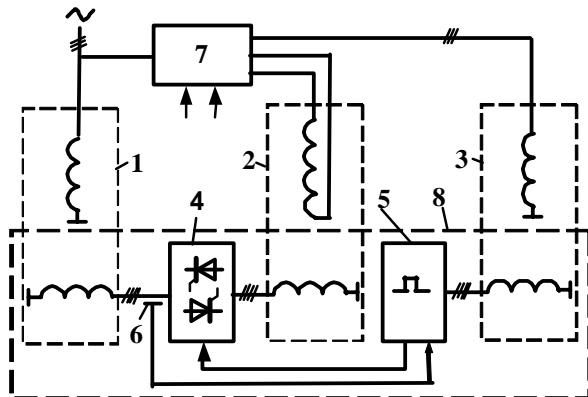


Рис. 1. Структурная схема БСМ и БАСМ

МНОГОФАЗНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ БЕСКОНТАКТНЫХ СИНХРОННЫХ МАШИН

В БСМ наибольше применяются синхронные возбудители (СВ). При сопоставительном анализе многофазных выпрямителей [9] приняты неизменными геометрия СВ, число полюсов, число зубцов ротора, шаг обмотки ротора, коэффициент заполнения паза медью, величина индукции воздушного зазора при синусоидальном законе ее распределения, число последовательно соединенных витков обмотки. ЭДС m -фазной обмотки $E_{im} = E_{i3}k_{pm}/k_{p3}$, где E_{i3} – ЭДС трехфазной обмотки, k_{pm} , k_{p3} – коэффициенты распределения обмоток. Величины активных и индуктивных сопротивлений обмоток прямо пропорциональны числу фаз источника.

На рис. 2,а показана электрическая схема модели m -фазного мостового выпрямителя. На схеме: V_1-V_m – источник ЭДС; $r_{i1}=r_{i2}=\dots=r_{im}=r_i$, $x_{i1}=x_{i2}=\dots=x_{im}=x_i$ – активные и индуктивные сопротивления источника; R_d , L_d – активное сопротивление и индуктивность нагрузки. Диоды $D_1 \div D_m$ и $D_{m+1} \div D_{m+m}$ шунтируются защитными RC-цепями.

ЭДС источника $e_{ij}=A_i \sin(\omega_i t + \lambda \cdot (m_j - 1))$, где A_i , $\omega_i = 2\pi f_i$ – амплитуда и частота ЭДС, $j=(1 \div m)$ – номер фазы источника, $\lambda=2\pi/m$ – угол сдвига фазных ЭДС.

© А.М. Галиновский

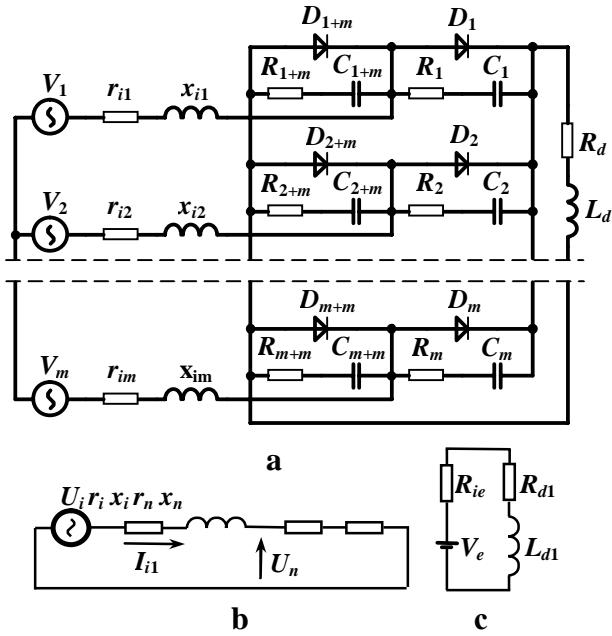


Рис. 2. Схема многофазного мостового выпрямителя

Расчет параметров защитных цепей вентиляй выпрямителей БСМ проводится из условия ограничения перенапряжений во всех возможных режимах работы от холостого хода до короткого замыкания (КЗ) при форсировке тока возбуждения возбудителей.

В работе [2] отмечено, что проведение экспериментальных исследований с целью поиска максимальных перенапряжений вращающегося выпрямителя является нежелательным из-за возможности повреждения оборудования, большой трудоемкости и высокой стоимости. Вместе с тем эти величины могут быть определяющими как при выборе параметров защитных цепей вентиляй, так и при выборе схемы преобразования.

В работе [5] исследуются коммутационные перенапряжения трехфазного мостового выпрямителя в системе МС. Параметры защитных цепей вентиляй определяются по точке внешней характеристики на границе второго и третьего режимов работы. Именно в этой точке наибольшая величина амплитуды обратного тока вентиля, наибольшие коммутационные перенапряжения на вентилях при отсутствии защиты. Минимальная емкость

$$C_f \min = 4 \cdot \tau^2 / (9 \cdot L_i),$$

где τ – время восстановления запирающих свойств вентиля. Активное сопротивление, определяемое на границе апериодического режима переходного процесса

$$R_f = \sqrt{3} \cdot \tau / C_f \ min.$$

При этих параметрах защиты наибольшая величина напряжения нагрузки превышает амплитуду линейного напряжения источника примерно на 30%. При $C_f \approx 2C_{f \min}$ наибольшее напряжение на вентилях и нагрузке во всех режимах работы не превышает величины двойной амплитуды фазного напряжения источника.

В работе [11] показано: при одинаковом времени восстановления запирающих свойств вентиляй в m-фазном мостовом выпрямителе $C_f \approx 3C_{f3} / m$, где C_{f3} – емкость защитной цепи 3-фазного выпрямителя; в выпрямителе со средней точкой C_f в два раза больше, чем в мостовом выпрямителе.

В [14] приведены методы определения параметров многофазного выпрямителя на всем диапазоне внешней характеристики. Параметры выпрямителей определяют по результатам счета в установившихся или переходных режимах работы при интегрировании величин по времени. Для разгрузки оперативной памяти вычислительной машины ограничивается число величин, рассчитываемых в системе МС. В табл. 1 приведен алгоритм расчета выпрямителя по точкам установившегося режима: I_d , U_d – ток и напряжение нагрузки; P_{i1} , Q_{i1} – активная и реактивная мощности по первой гармонике источника; I_i – действующее значение полного тока источника; p_{ri} , p_D , p_{rf} – потери в источнике, на диодах и фильтрах; k_{us} – коэффициент искажения напряжения нагрузки.

Таблица 1

Алгоритм расчета многофазного выпрямителя

№	Обозн.	Един.	Формула
1	I_d	A	$\frac{1}{T} \int_0^T i_d dt$
2	U_d	V	$\frac{1}{T} \int_0^T u_d dt$
3	P_{i1}	Вт	$\frac{1}{T} \int_0^T \left(\sum_n e_{ij} \cdot i_{ij} \right) dt$
4	Q_{i1}	ВА	$\frac{1}{T} \int_0^T \left(\sum_n e_{irj} \cdot i_{irj} \right) dt$
5	I_i	A	$\frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{\frac{1}{m} \sum_m i_{ij}^2} dt$
6	p_{ri}	Вт	$\frac{1}{T} \int_0^T \left(\left(\sum_n i_{ij}^2 \right) \cdot r_i \right) dt$
7	p_D	Вт	$\frac{1}{T} \int_0^T \left(\sum_n u_{Dj} \cdot i_{Dj} \right) dt$
8	p_{rf}	Вт	$\frac{1}{T} \int_0^T \left(\left(\sum_n i_{fj}^2 \right) \cdot r_f \right) dt$
9	k_{us}	-	$\sqrt{U_d^2 + \frac{1}{T} \int_0^T u_n^2 - U_d^2 \cdot dt / U_d}$

Обозначения в расчетных формулах: e_{ij} и i_{ij} – ЭДС и ток j-й фазы источника; $e_{irj} = A_i \sin(\omega_i t + \lambda \cdot (m_j - 1) \cdot \pi / 2)$ – ЭДС дополнительного источника питания, фазы которых смешены на угол 90° по отношению к ЭДС основного источника; u_{Dj} – напряжение на диодах; i_{Dj} , i_{fj} – токи через диоды и фильтры. По известным арифметическим выражениям рассчитываются полная мощность источника S_i , действующее значение первой гармоники фазного тока источника I_{i1} , коэффициент искажения тока источника λ , коэффициент связи между токами нагрузки и источника k_{ii} , коэффициент мощности по первой гармонике на входе выпрямителя $\cos\varphi$ и другие величины.

Параметры и характеристики выпрямителей, рассчитанные в системе МС, позволяют построить его эквивалентные схемы замещения по цепям нагрузки и источника [8]. На рис. 2,б показана эквивалентная схема со стороны нагрузки выпрямителя, где V_e , R_{ie} – источник ЭДС и активное сопротивление эквивалентного источника, $R_{dl}=R_d$, $L_{dl}=L_d$ – параметры нагрузки. На рис. 2,с – эквивалентная схема со стороны источника, где U_n , I_{il} , r_n , x_n – напряжение, ток и сопротивления эквивалентной нагрузки источника.

Расчет моделей ЭМВП с эквивалентными схемами замещения выпрямителей в переходных режимах существенно упрощаются. В десятки раз сокращается время компьютерного счета. Временные диаграммы токов, построенные по результатам расчетов моделей ЭМВП с электрическими и эквивалентными схемами, практически совпадают [8].

При сопоставительном анализе многофазных выпрямителей применяется система относительных единиц нагрузки трехфазного мостового выпрямителя (о.е.), в которой базовыми величинами приняты напряжение холостого хода U_{d0} и ток КЗ I_{dk} выпрямителя:

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} A_i; I_{dk} = \frac{A_i}{z_i}; U_{d*} = \frac{U_d}{U_{d0}}; I_{d*} = \frac{I_d}{I_{dk}}$$

где A_i и z_i – амплитуда фазной ЭДС и полное сопротивление трехфазного источника.

В работе [14] показано: при заданных величинах I_{d*} и m относительная величина активного сопротивления источника $k_r=r_i/x_i$ практически не влияет на коэффициент связи между токами нагрузки и источника $k_{i1}=I_d/I_{il}$; при заданной величине I_{d*} с изменением числа фаз ($m=12\div48$) практически неизменный коэффициент искажения тока источника $\lambda=I_{il}/I_i$. Полученные закономерности изменений величин λ , k_{i1} и софт позволяют совершенствовать методику проектирования многофазных СВ, методику расчета многофазных вентильных генераторов в динамических режимах работы по эквивалентным схемам. В качестве примера приведен сопоставительный анализ многофазных выпрямителей при базовых параметрах источника трехфазного выпрямителя: $A_i = 416$ В; частота $f_i = 50$ Гц; $z_i=15$ Ом; $k_r = 0.25$. В выпрямителях применены диоды типа MR2510 D.

На рис. 3 показана распечатка результатов расчета 12-фазного выпрямителя с монитора компьютера.

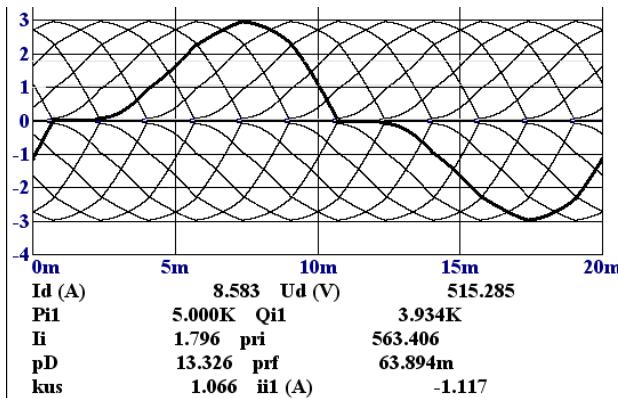


Рис. 3. Расчетные параметры 12-фазного мостового выпрямителя

Параметры выпрямителя: $A_i = 430,7$ В; $x_i = 58,2$ Ом; $r_i = 14,5$ Ом; $C_f = 0,25$ мкФ; $R_f = 62$ кОм; $R_d = 60,5$ Ом.

На рис. 4 показаны коэффициенты увеличения расчетных мощностей ЭМВП с неявнополюсными СВ и мостовыми выпрямителями $k_s = S_{pm}/S_{p3}$ в зависимости от тока нагрузки в номинальном режиме I_{dN*} при $k_r=0.5$. Число фаз СВ: 1 – $m=48$; 2 – $m=12$; 3 – $m=4$.

Учитывая уравнение взаимосвязи между параметрами выпрямителя в номинальном режиме [14]

$$M_z = \frac{z_{iN}}{R_{dN}} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \cdot \frac{I_{dN*}}{U_{dN*}}$$

и зависимости на рис. 4, можно сделать выводы: расчетная мощность ЭМВП практически не изменяется при числе фаз $m=12\div48$; при малой величине относительного сопротивления источника (z_{iN}/R_{dN}) расчетная мощность четырехфазного ЭМВП увеличивается на 5÷10 % по сравнению с трехфазным ЭМВП.

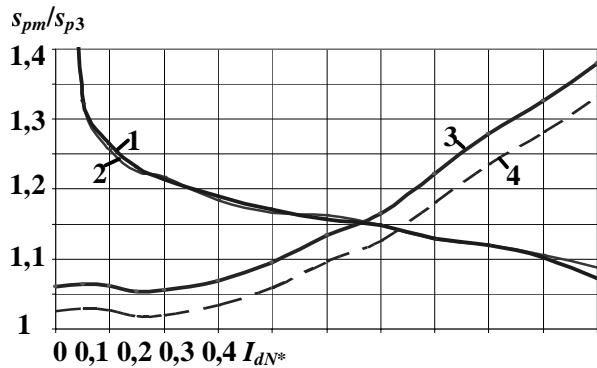


Рис. 4. Коэффициенты увеличения расчетных мощностей многофазных ЭМВП $k_s = S_{pm}/S_{p3}$ в зависимости от тока нагрузки I_{dN*} при $k_r=0.5$

Эквивалентные схемы замещения применяются при анализе режимов работы трехфазно-однофазных непосредственных преобразователей частоты с естественной коммутацией и модулированным входным напряжением при разных способах управления [8].

Сопоставим работу диодного и реверсивного тиристорного выпрямителей (ТВ) БСМ в асинхронном режиме работы [7].

Параметры модели. Число пар полюсов синхронной машины $p=2$, скольжение $s=0,08$. В СВ $p_B=12$. Применены диоды MR2510 D, тиристоры B25RIA120. В ТВ применен комбинированный способ управления. Совместное управление встречно включенными тиристорами применяется при токах нагрузки меньших тока уставки, $i_u=0,1$ А. Угол управления тиристорами упреждающий, $\alpha_u = -10^\circ$. В обеих моделях $A_i=200$ В, $f_i=276$ Гц, $z_i=16$ Ом, $k_r=0,25$, $R_d = 40$ Ом, $L_d=2$ Гн, амплитуда ЭДС нагрузки $A_n=780$ В. Защита вентилей: $C_{fD}=6.7 \cdot 10^{-9}$ Ф, $R_{fD}=4.7$ кОм; $C_{fT}=1.2 \cdot 10^{-9}$ Ф, $R_{fT}=14$ кОм.

На рис. 5 показаны напряжения и токи диодного (а) и реверсивного тиристорного (б) выпрямителей. Принятые обозначения: u_n , i_n – напряжение и ток нагрузки; s_{up} , s_{uo} – сигналы управления тиристорами прямого и обратного блоков тиристоров. Напряжение и ток нагрузки приведены в системе о.е. выпрямителя. Наибольшее напряжение на обмотке возбуждения синхронной машины достигает суммы амплитуд ЭДС A_n и A_i . В реверсивном тиристорном преобразователе внешние перенапряжения отсутствуют [7].

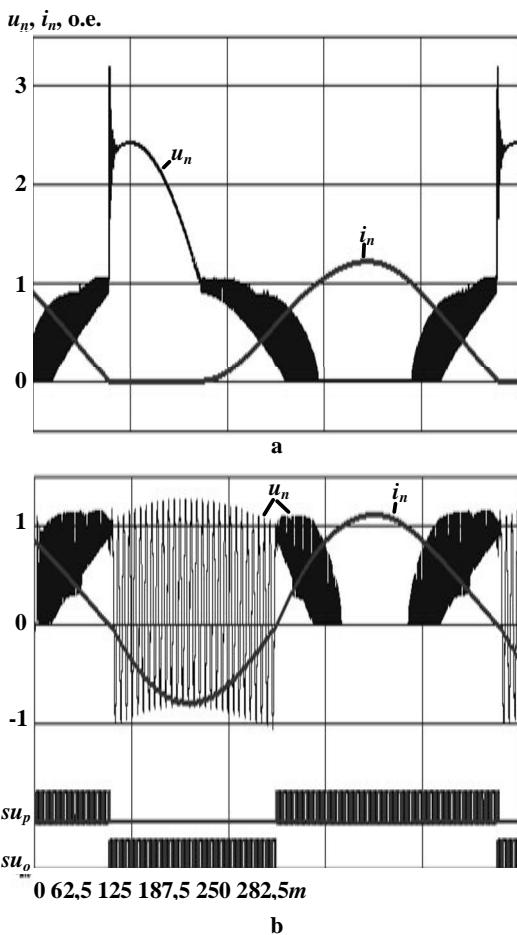


Рис. 5. Напряжения и токи диодного (а) и тиристорного (б) выпрямителей при асинхронном режиме БАСМ

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ БЕСКОНТАКТНЫХ АСИНХРОНИЗИРОВАННЫХ МАШИН

Одно из важных требований, которые предъявляются к системам возбуждения БАСМ, – простота системы управления вращающимся преобразователем. Простотой системы управления отличаются трехфазно-трехфазные диодно-транзисторные НПЧИ – НПЧИ с ограниченным числом полностью управляемых ключей [3]. Однако, несмотря на большое внимание, уделяемое в литературе к таким НПЧИ, они не нашли практического применения. Это связано, прежде всего, с особенностями работы диодов, для восстановления запирающих свойств которых требуется определенное время. Исследования, проведенные в системе МС [6], показали: при выключении диодных мостов (с обычными защитными RC -цепями) управляемыми ключами наблюдается многократное увеличение коммутационных перенапряжений. Коммутационные перенапряжения можно снизить усилением фильтров. Однако потери в фильтрах могут достигнуть величины 20 % и выше от передаваемой через преобразователь мощности.

Системы возбуждения БАСМ с низкими частотами скольжения разрабатываются на базе каскадных возбудителей и непосредственных преобразователей частоты с естественной коммутацией и модулированным напряжением (НПЧЕМ) [10, 12].

Разработка систем возбуждения БАСМ на базе НПЧЕМ во многом определяется возможностью построения простых и надежных систем управления

вращающимися тиристорами, степенью адаптивности систем управления к конструкции основной машины.

На рис. 6 показана принципиальная электрическая схема трехфазно-трехфазного ЭМВП БАСМ на базе каскадного возбудителя и НПЧЕМ с нулевыми схемами преобразования: 1, 2 – возбудители; 3 – ТП; 4 – АМ; 5 – вращающаяся часть.

Два возбудителя имеют одинаковое число пар полюсов рв. На статорные обмотки возбудителей подается напряжение частоты скольжения. Направление вращения полей взаимопротивоположные. На роторе каждого возбудителя расположены три трехфазные группы обмоток. Обмотки двух возбудителей соединены последовательно. На вход трех фазных ТП подаются биения напряжений. Частота биений равна частоте скольжения, частота заполнения пропорциональна скорости вращения вала. Применено комбинированное потенциальное соединение роторных обмоток возбудителя. В одну звезду соединяются обмотки с одинаковой фазой частоты заполнения.

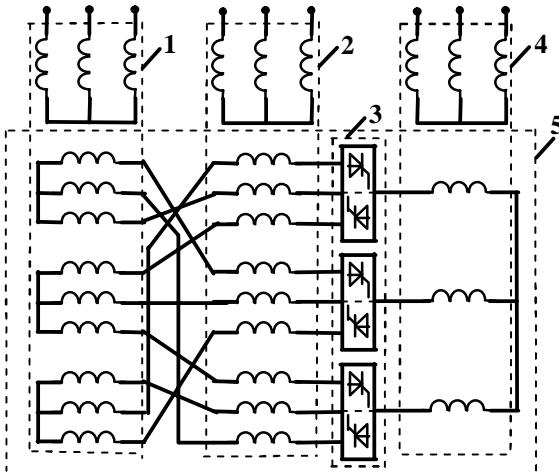


Рис. 6. Принципиальная электрическая схема трехфазно-трехфазного ЭМВП БАСМ

Трехфазно-трехфазные ЭМВП на базе каскадных возбудителей и НПЧЕМ с нулевыми схемами преобразования работают устойчиво в системах возбуждения БАСМ при комбинированном способе управления встречно включенными тиристорами.

Мостовые схемы преобразования могут быть применены в НПЧЕМ при комбинированном потенциальному разделении обмоток источника и разделении нагрузки на две трехфазные группы. Однако мостовые схемы преобразования неприемлемы в трехфазно-трехфазных НПЧЕМ БАСМ в связи с существенным искажением токов в двух трехфазных группах обмоток возбуждения АМ, приводящим к нарушению работоспособности системы возбуждения в целом [12]. В БАСМ могут быть применены НПЧЕМ с мостовыми схемами преобразования только при выполнении условия: роторные обмотки возбудителя должны иметь четное число фаз на одну (трехфазную) фазу обмотки возбуждения АМ [12].

В работе [15] показано, что при соединении якорных обмоток возбудителя в одну точку существенно ухудшается качество формы напряжения и тока нагрузки преобразователя; в зоне совместного управления тиристорами НПЧЕМ возможны КЗ якорных обмоток возбудителя, которые могут повредить преобразователь.

Ошибочными являются выводы работы [13] о работоспособность БАСГ при соединении якорных обмоток каскадного возбудителя в одну точку. Применение необоснованных упрощений при исследованиях математических моделей БАСМ, односторонний подход к исследованию одного (из многих) режимов работы системы, некорректность в выборе ее параметров приводят к ошибочным выводам, а, следовательно, – выбору ложного пути дальнейших исследований.

Наилучшее качество формы выходного напряжения и тока НПЧЕМ обеспечивается при применении многофазных возбудителей.

Если на статорные обмотки возбудителей подается напряжение частоты скольжения, в роторных обмотках наводятся ЭДС с частотами:

где p – число пар полюсов АГ.

$$f_{21}=p_B f/(1-s)/p-f_s;$$

$$f_{22}=p_B f/(1-s)/p+f_s,$$

Фазные ЭДС двух источников питания:

$$e_{1m_j} = A_{i1} \cdot \sin(\omega_1 t + (m_j - 1) \cdot \lambda_B),$$

$$e_{2m_j} = A_{i2} \cdot \sin(\omega_2 t + (m_j - 1) \cdot \lambda_B),$$

где $A_{i1}=A_{i2}=A/2$ – амплитуды ЭДС, $\omega_1=2\pi f_{21}$, $\omega_2=2\pi f_{22}$, $\lambda_B=2\pi/m_B$ – угол сдвига между ЭДС смежных фаз, m_B – число фаз источника питания. Вторым нижним индексом $m_j=(1-m_B)$ обозначены номера фаз.

На вход тиристорного преобразователя фазы A (TP_A) подаются m_i биений напряжений, полученные при последовательном соединении одноименных m_i фаз двух источников. При этом в каждом источнике образуется m_i -фазная система ЭДС со сдвигом фаз на угол $\lambda_i=2\pi/m_i$.

$$e_{1A} = e_{1.1} + e_{2.1} = A_i \cdot \sin(\omega_3 t) \cdot \cos(\omega_\delta t);$$

$$e_{2A} = e_{1.(1+3)} + e_{2.(1+3)} = A_i \cdot \sin(\omega_3 t + \lambda_i) \cdot \cos(\omega_\delta t);$$

.....

$$e_{m_i A} = e_{1.(1+3(m_i-1))} + e_{2.(1+3(m_i-1))} =$$

$$= A_i \cdot \sin(\omega_3 t + (m_i - 1) \cdot \lambda_i) \cdot \cos(\omega_\delta t),$$

где частота заполнения $\omega_3=2\pi f_3$, $f_3=|f_{21}+f_{22}|/2$, частота бие-

ний напряжений $\omega_\delta=2\pi f_\delta$, $f_\delta=|f_{21}-f_{22}|/2=f_s$. При составлении схем соединений роторных обмоток возбудителей, подключенных к TP_B (TP_C) номера фаз первого источника увеличены (уменьшены) на величину m_i , а номера фаз второго источника уменьшены (увеличены) на величину m_i по сравнению с номерами фаз источников TP_A .

На входы TP трех фаз подаются три m_i -фазные системы напряжений частоты заполнения с одинаковыми сдвигами фаз, промодулированные частотой биений. Частота нагрузки НПЧЕМ равна частоте биений напряжений.

В БАСМ с малым диапазоном изменения скольжения при $\varphi_n < 30^\circ$ возможно применение диодно-тиристорного НПЧЕМ. В таких БАСМ отсутствуют устройства бесконтактной передачи сигналов управления на вращающуюся часть, формирование амплитуды и фазы тока возбуждения АМ проводится по цепи возбуждения возбудителя.

На рис. 7 показана электрическая схема двенадцатифазно-трехфазного диодно-тиристорного НПЧЕМ БАСМ с мостовыми схемами преобразования. На схеме указаны номера роторных обмоток двух возбудителей (1-1-1-1-1-1-2 и 2-1-2-1-2-1-2). На входы TP подаются биения напряжений:

$$e_{1A} = e_{1.1} + e_{2.1} = A_i \cdot \sin(\omega_3 t) \cdot \cos(\omega_\delta t);$$

$$e_{2A} = e_{1.4} + e_{2.4} = A_i \cdot \sin(\omega_3 t + 90^\circ) \cdot \cos(\omega_\delta t);$$

$$e_{3A} = e_{1.7} + e_{2.7} = A_i \cdot \sin(\omega_3 t + 180^\circ) \cdot \cos(\omega_\delta t);$$

$$e_{4A} = e_{1.10} + e_{2.10} = A_i \cdot \sin(\omega_3 t + 270^\circ) \cdot \cos(\omega_\delta t);$$

$$e_{1B} = e_{1.5} + e_{2.9} = A_i \cdot \sin(\omega_3 t) \cdot \cos(\omega_\delta - 120^\circ);$$

$$e_{2B} = e_{1.8} + e_{2.12} = A_i \cdot \sin(\omega_3 t + 90^\circ) \cdot \cos(\omega_\delta - 120^\circ);$$

$$e_{3B} = e_{1.11} + e_{2.3} = A_i \cdot \sin(\omega_3 t + 180^\circ) \cdot \cos(\omega_\delta - 120^\circ);$$

$$e_{4B} = e_{1.2} + e_{2.6} = A_i \cdot \sin(\omega_3 t + 270^\circ) \cdot \cos(\omega_\delta - 120^\circ);$$

$$e_{1C} = e_{1.9} + e_{2.5} = A_i \cdot \sin(\omega_3 t) \cdot \cos(\omega_\delta + 120^\circ);$$

$$e_{2C} = e_{1.12} + e_{2.8} = A_i \cdot \sin(\omega_3 t + 90^\circ) \cdot \cos(\omega_\delta + 120^\circ);$$

$$e_{3C} = e_{1.3} + e_{2.11} = A_i \cdot \sin(\omega_3 t + 180^\circ) \cdot \cos(\omega_\delta + 120^\circ);$$

$$e_{4C} = e_{1.6} + e_{2.2} = A_i \cdot \sin(\omega_3 t + 270^\circ) \cdot \cos(\omega_\delta + 120^\circ).$$

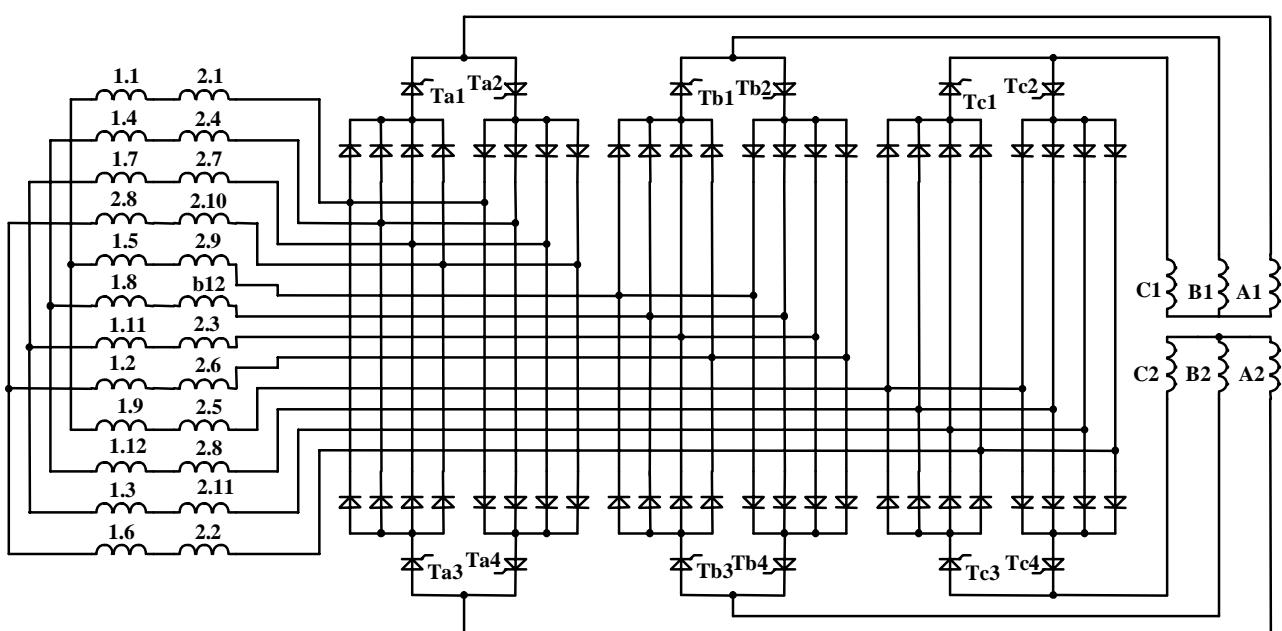


Рис. 7. Двенадцатифазно-трехфазный диодно-тиристорный НПЧЕМ с мостовыми схемами преобразования

Схема преобразования четырехпульсная. Фазная зона обмотки $\alpha = 30^\circ$. Коэффициент расчетных мощностей ЭМВП $k = S_{pm} / S_{p3}$ в зависимости от тока нагрузки I_{d*} при $k_r=0.5$ показан кривой 4 на рис. 4.

Исследуем модель НПЧЕМ при числе фаз источника $m_f=48$. Параметры источника питания: амплитуда фазных ЭДС $E_{m1}=E_{m2}=60$ В; частота первого источника $f_1=102$ Гц, частота второго источника $f_2=98$ Гц; полное сопротивление $z_i=3.85$ Ом; относительная величина активного сопротивления $k_r=z_i/x_i=0.21$. Коэффициент взаимоиндуктивной связи одноименных фаз двух трехфазных групп нагрузки $C=1$. Сопротивление фазы одной трехфазной группы нагрузки $z_n=10.15$ Ом; $\cos\phi_n=0.985$. Применены диоды MR2510, тиристоры B25RIA120.

На рис. 8 показаны диаграммы напряжений и токов диодно-тиристорных преобразователей:

- a) e_{iA} – биения напряжений источника питания диодно-тиристорного преобразователя фазы А;
- b) u_{A1} , u_{B1} , u_{C1} – фазные напряжения первой трехфазной группы нагрузки;
- c) i_{A1} , i_{B1} , i_{C1} , i_{A2} , i_{B2} , i_{C2} , i_A , i_B , i_C – токи двух трехфазных групп нагрузки и результирующие токи нагрузки, где $i_A=(i_{A1}+i_{A2})/2$, $i_B=(i_{B1}+i_{B2})/2$, $i_C=(i_{C1}+i_{C2})/2$; su_p , su_o – сигналы управления тиристорами трех фазных преобразователей;

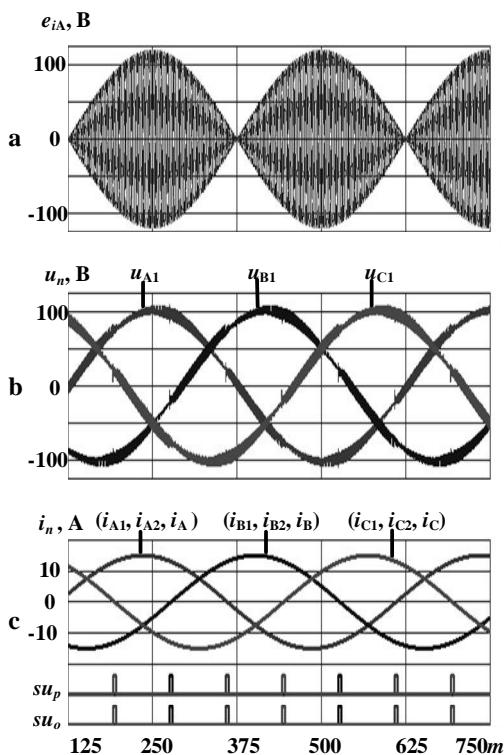


Рис. 8. Напряжения и токи модели 48-фазного диодно-тиристорного мостового НПЧЕМ БАСМ

Как видно из диаграмм, диодно-тиристорный НПЧЕМ с мостовыми схемами преобразования отличается высоким качеством тока нагрузки.

СИСТЕМА СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В УЧЕБНОМ ПРОЦЕССЕ

Система МС применяется при изучении курсов "Машины двойного питания", "Основы электромеханотроники", "Бесконтактные регулируемые электрические машины", при курсовом и дипломном проек-

тировании. На лабораторных работах (практических занятиях) закрепляются знания по следующим темам.

1. Система схемотехнического моделирования, общая характеристика.
2. Вентильные генераторы БСМ и ветроэнергетических установок.
3. Защита преобразователей БСМ от коммутационных перенапряжений.
4. Определение основных соотношения трехфазных и многофазных выпрямителей БСМ.
5. Расчет переходных процессов выпрямителей по полным электрическим и эквивалентным схемам.
6. Работа диодных и тиристорных преобразователей при асинхронном режиме БСМ.
7. Формирование кривых выходного напряжения в непосредственных преобразователях частоты (НПЧ) с искусственной (НПЧИ) и естественной (НПЧЕ) коммутацией.
8. Трехфазно-трехфазные НПЧИ с ограниченным числом полностью управляемых вентилей.
9. Трехфазно-однофазные НПЧЕ с модулированным напряжением (НПЧЕМ) при разных способах управления встречечно включенными тиристорами.
10. Электромашинно-вентильные преобразователи на базе сельсинов.
11. Трехфазно-трехфазные и многофазно-трехфазные НПЧЕМ в системах возбуждения БАСМ.
12. Бесконтактные пусковые устройства БАСМ.

ВЫВОДЫ

1. Применение системы схемотехнического моделирования Micro Cap (системы МС) при исследовании моделей ЭМВП бесконтактных синхронных и асинхронизированных машин (БСМ и БАСМ) позволяет выявить неработоспособные модели из-за коммутационных перенапряжений, режимов короткого замыкания, повышенных расчетных мощностей возбудителей, повышенных потерь на элементах схемы.

2. Результаты исследований моделей ЭМВП в системе МС используются при разработке математических моделей совместной работы БСМ и БАСМ в автономных и крупных энергетических системах.

3. Сопоставительный анализ результатов исследований разных математических и физических моделей способствует разработке БСМ и БАСМ с учетом повышенных требований по технико-экономическим показателям, надежности, простоте систем управления и других факторов.

4. В учебном процессе целесообразно проводить сопоставительный анализ результатов исследований моделей ЭМВП в системе МС и лабораторных БСМ и БАСМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Галиновский А.М., Дубчак Е.М. Способ комбинированного управления тиристорным преобразователем частоты. А.с. СССР №1339821. Опубл. в БИ, №35, 1987.
2. Глебов И.А. Научные основы проектирования систем возбуждения мощных синхронных машин. – Ленинград: Наука, 1988. – 322 с.
3. Савельев Ю.Е., Быков С.В., Зозулин Ю.В., Козлов Ю.А. Устройство для возбуждения асинхронизированной синхронной машины. А.с. СССР № 1534744 5Н02Р 9/14. Опубл. в БИ, №1, 1990.
4. Разевич В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7.– М.: – Горячая линия – Телеком, 2003. – 368 с.

5. Галиновский А.М. Методика расчета защитных цепей вентилем выпрямителя / А.М. Галиновский, Е.А. Ленская, Эрхард Айхофер // Технічна електродинаміка. – 2005. – № 4. – С. 43-50.
6. Галиновский А.М., Исследование моделей электромашинно-вентильных преобразователей с ограниченным числом полностью управляемых вентилем / А.М. Галиновский, Е.А. Ленская, Эрхард Айхофер // Електротехніка і електромеханіка. – 2006. – № 5. – С. 22-29.
7. Галиновский А.М. Коммутационные перенапряжения вращающегося преобразователя бесконтактной синхронной машины в асинхронном режиме работы / А.М. Галиновский, Е.А. Ленская, Эрхард Айхофер // Електротехніка і електромеханіка. – 2006. – № 6. – С. 9-15.
8. Галиновский А.М. Электрические и эквивалентные схемы, исследование работы трехфазно-однофазных электромашинно-вентильных преобразователей с модулированным напряжением / А.М. Галиновский, Е.М. Дубчак, С.В. Коваленко, Е.А. Ленская // Вісник НТУ "ХПІ". – 2008. – № 45. – С. 17-35.
9. Галиновский А.М. Модели многофазных вентильных генераторов бесконтактных синхронных машин и ветроэнергетических установок / А.М. Галиновский, В.А. Бобер, Е.А. Ленская // Тематический выпуск "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика" научно-технического журнала "Электроинформ" – Львов: ЕКОинформ. – 2009. – С. 315-320.
10. Галиновский А.М. Электромашинно-вентильные преобразователи машин двойного питания (ч.1) / А.М. Галиновский, Е.М. Дубчак, Е.А. Ленская // Гірнича електромеханіка та автоматика: наук.-техн. зб. – 2010. – № 84. – С. 218-227.
11. Галиновский А.М. Коммутационные перенапряжения в многофазных преобразователях / А.М. Галиновский, Е.А. Ленская, В.И. Сенько, Н.Г. Анпилогов // Електротехнічні та комп'ютерні системи. Одеський НПІ, Київ, "Техніка". – 2011. – № 03 (79). – С. 319-322.
12. Сенько В.И. Многофазно-трехфазные мостовые преобразователи частоты бесконтактных асинхронизированных машин / В.И. Сенько, А.М. Галиновский, Е.А. Ленская // Вісник Кременчуцького держ. університету ім. Михайла Остроградського. – 2010. – № 4 (63), ч.3. – С. 69-73.
13. Василів К.М. Аналіз процесів автономного генератора з бесконтактним каскадним трифазним модульованим збуджувачем за схемою в одну зірку і спільним з'єднанням фаз модулятора під час роботи на активно-індуктивне навантаження // Вісник НТУ "ХПІ". – 2012. – №49. – С.27-37.
14. Галиновский А.М. Параметры и характеристики полупроводниковых выпрямителей вентильных генераторов // Гірнича електромеханіка та автоматика: наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 88. – С. 47-55.
15. Галиновский А.М. Особенности работы вращающихся преобразователей бесконтактных асинхронизированных машин с разными схемами соединения якорных обмоток возбудителей // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Вип. 2 / 2013 (22). Ч.2. – С. 72-78.

Bibliography (transliterated): 1. Galinovskij A.M., Dubchak E.M. Sposob kombinirovannogo upravleniya tiristornym preobrazovatelym chastoty. A.s. SSSR №1339821. Opubl. v BI, №35, 1987. 2. Glebov I.A. Nauchnye osnovy proektirovaniya sistem vozobuzhdeniya moschnyh sinhronnyh mashin. - Leningrad: Nauka, 1988. - 322 s. 3. Savel'ev Yu.E., Bykov S.V., Zozulin Yu.V., Kozlov Yu.A. Ustrojstvo dlya vozobuzhdeniya asinhronizirovannoj sinhronnoj mashiny. A.s. SSSR № 1534744 5H02P 9/14. Opubl. v BI, №1, 1990. 4. Razevig V.D. Shemotekhnicheskoe mod

elirovaniye s pomoshch'yu Micro-Cap 7.- M.: - Goryachaya liniya - Telekom, 2003. - 368 s. 5. Galinovskij A.M. Metodika rascheta zaschitnyh cepej ventilej vypryamitelya / A.M. Galinovskij, E.A. Lenskaya, Erhard Ajhofer // Tehnichna elektrodinamika. - 2005. - № 4. - S. 43-50. 6. Galinovskij A.M., Issledovanie modelej `elektromashinno-ventil'nyh preobrazovatelej s ograni-chennym chislom polnost'yu upravlyayemyh ventilej / A.M. Galinovskij, E.A. Lenskaya, Erhard Ajhofer // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2006. - № 5. - S. 22-29. 7. Galinovskij A.M. Kommutacionnye perenapryazheniya vraschayuschesosya preobrazovatelya beskontaktnoj sinhronnoj mashiny v asinhronnom rezhime raboty / A.M. Galinovskij, E.A. Lenskaya, Erhard Ajhofer // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2006. - № 6. - S. 9-15. 8. Galinovskij A.M. 'Elektricheskie i `ekvivalentnye shemy, issledovanie raboty trehfazno-odnofaznyh preobrazovatelej s modulirovannym napryazheniem / A.M. Galinovskij, E.M. Dubchak, S.V. Kovalenko, E.A. Lenskaya // Visnik NTU "HPI". - 2008. - № 45. - S. 17-35. 9. Galinovskij A.M. Modeli mnogofaznyh ventil'nyh generatorov beskontaktnyh sinhronnyh mashin i vetro`energeticheskikh ustanovok / A.M. Galinovskij, V.A. Bober, E.A. Lenskaya // Tematicheskij vypusk "Problemy avtomatizirovannogo "elektroprivoda. Teoriya i praktika" nauchno-tehnicheskogo zhurnala "Elektroinform" - L'vov: EKOinform. - 2009. - S. 315-320. 10. Galinovskij A.M. 'Elektromashinno-ventil'nye preobrazovateli mashin dvoyognego pitanija (ch.1) / A.M. Galinovskij, E.M. Dubchak, E.A. Lenskaya // Gornichia elektromehanika ta avtomatika: nauk.-tehn. zb. - 2010. - № 84. - S. 218-227. 11. Galinovskij A.M. Kommutacionnye perenapryazheniya v mnogofaznyh preobrazovatelyah / A.M. Galinovskij, E.A. Lenskaya, V.I. Senko, N.G. Anpilogov // Elektrotehnichni ta kompyuterni sistemi. Odes'kij NPI, Kiiv, "Tehnika". - 2011. - № 03 (79). - S.319-322. 12. Senko V.I. Mnogofazno-trehfaznye mostovye preobrazovateli chastoty beskontaktnyh asinhronizirovannyh mashin / V.I. Senko, A.M. Galinovskij, E.A. Lenskaya // Visnik Kremenchuk'skogo derzh. universitetu im. Mihajla Ostrograds'kogo. - 2010. - № 4 (63), ch.3. - S.69-73. 13. Vasiliiv K.M. Analiz procesiv avtonomnogo generatora z bezkontaktnim kaskadnim trifaznim modul'ovanim zbudzhuvachem za shemouy v odnu zirku i spil'nim z'ednannym faz modulyatora pid chas roboti na aktivno-induktivne navantazhennya // Visnik NTU "HPI". - 2012. - № 49. - S. 27-37. 14. Galinovskij A.M. Parametry i harakteristiki poluprovodnikovyh vypryamitelej ventil'nyh generatorov // Gornicha elektromehanika ta avtomatika: nauk.-tehn. zb. - 2012. - Vip. 88. - S. 47-55. 15. Galinovskij A.M. Osobennosti raboty vraschayuschihsya preobrazovatelej beskontaktnyh asinhronizirovannyh mashin s raznymi shemami soedineniya yakornyh obmotok vozobuditelej // Elektromehanichni i energozerbergayuchi sistemi. Vip. 2 / 2013 (22). Ch.2. - S. 72-78.

Поступила 16.06.2013

Галиновский Александр Михайлович, к.т.н., доц.,
Национальный технический университет Украины
"Киевский политехнический институт"
кафедра электромеханики
03056, Киев, просп. Победы, 37
тел. (044) 258 01 54, e-mail: alga 40@mail.ru

Galynovskiy O.M.
Research into valve-engine transducers of brushless synchronous and asynchronous machines in a circuit simulation system.
Designing features for valve-engine transducers of brushless synchronous and asynchronous machines are described. Global analysis of research results on the transducer models in a MicroCap circuit simulation system is made, recommendations on the simulation system application in both scientific research and educational process given.
Key words – asynchronous machines, transducer, exciter, armature winding, Micro Cap circuit simulation system.

СТАРТЕР-ГЕНЕРАТОР ДЛЯ ВЕРТОЛЬОТІВ

Приведені порівняльні електромагнітні розрахунки стартер-генератора серійного виконання і стартер-генератора з неяєвнополюсним статором. Показані магнітні поля стартер-генератора з неяєвнополюсним статором при пуску і в генераторному номінальному режимі. Методика електромагнітних розрахунків перевірена і підтверджена на експериментально дослідженіх машинах з неяєвнополюсним статором інших типів.

Приведены сравнительные электромагнитные расчеты стартер-генератора серийного исполнения и стартер-генератора с неяевнополюсным статором. Показаны магнитные поля стартер-генератора с неяевнополюсным статором при пуске и в генераторном номинальном режиме. Методика электромагнитных расчетов проверена и подтверждена на экспериментально исследованных машинах с неяевнополюсным статором других типов.

ВСТУП

Машини постійного струму продовжують випускати щорічно мільйонними серіями. Двигуни стартерів всіх легкових та вантажних автомобілів, автобусів, машин сільськогосподарського призначення – двигуни постійного струму. Двигуни постійного струму на транспорті з точки зору експлуатаційних витрат більш вигідні порівняно з асинхронним приводом.

Однак великою проблемою в явнополюсних машинах постійного струму є реакція якоря. Реакція якоря створює нерівномірне магнітне поле в повітряному зазорі, що погіршує потенціальну криву на колекторі і зменшує основний магнітний потік. Для зменшення негативного впливу реакції якоря збільшують повітряний зазор, а це призводить до збільшення витрати міді основних полюсів. Для нейтралізації негативного впливу реакції якоря на комутацію в машинах встановлюють додаткові полюси. МРС додаткових полюсів перевершує зустрічно напрямлену МРС якоря і тому міді додаткових полюсів витрачається стільки ж, скільки і міді якірної обмотки. В машинах великої потужності в полюсних наконечниках розміщують компенсаційну обмотку, що конструктивно ускладнює машину і здорожує її виготовлення. Велика кількість міді основних і додаткових полюсів призводить до збільшення втрат електричної енергії і до зменшення коефіцієнту корисної дії.

Найбільш ефективним способом усунення всіх наведених вище недоліків є принципово нова конструкція машин постійного струму з неяєвнополюсним статором та з компенсаційною обмоткою на статорі, яка займає половину пазів статора і розміщена несиметрично [1-6].

Несиметрична компенсаційна обмотка разом з обмоткою якоря створюють рівномірно розподілені вздовж кола якоря основний магнітний потік. Рівномірність основного магнітного потоку виключає можливість появи кругового вогню по колектору. МРС несиметричної компенсаційної обмотки повністю компенсує МРС якірної обмотки, а несиметричне розміщення компенсаційної обмотки змушує магнітний потік реакції якоря брати участь у створенні основного магнітного потоку. Необхідність в МРС додаткових полюсів на порядок зменшується.

Значно менший повітряний зазор в машинах з неяєвнополюсним статором сприяє збільшенню основного магнітного потоку.

Машини постійного струму з новою системою електромагнітного збудження мають більш високий ККД та значно кращі масогабаритні показники, що особливо актуально для електричних машин, призначених для літальних апаратів.

СТАРТЕР-ГЕНЕРАТОР СЕРІЙНОГО ВИКОНАННЯ

Стартерний режим:

- напруга живлення – $U_{\text{ст.}}=E_0=28$ В (E_0 – ЕРС акумулятора);

- навантажувальний момент – $M_h=14,7$ Нм;
- частота обертання – $n=3900$ об/хв.;
- споживаний струм – $I_a=310$ А.

Генераторний режим:

- напруга – $U_{\text{ген.}}=28,5$ В;
- струм, що віддається – $I_a=100$ А;
- потужність (при напрузі 30 В) – $P_2=3$ кВт;
- частота обертання – $n=6250...11250$ об/хв.;
- режим – тривалий;
- максимально допустимий струм при частоті обертання $n=7700$ об/хв. –
- на протязі 1 год. – 150 А;
- на протязі 1 хв. – 200 А.

Особливості конструкції. Довжина магнітопроводу якоря $l_\delta=59$ мм, довжина магнітопроводу основних і додаткових полюсів – 58 мм, число полюсів $2p=4$.

Зовнішній діаметр корпуса $D_{1k}=152,5$ мм, внутрішній діаметр корпуса $D_{2k}=135$ мм. Внутрішній діаметр основних полюсів $D=95$ мм.

В полюсовых наконечниках основних полюсів наявні пази, в яких розміщена компенсаційна обмотка. Провід – 5,6×3 мм, число витків на полюс компенсаційної обмотки $w_k=3$, додаткових полюсів – $w_d=2$.

Обмотка незалежного збудження, яка розміщена на основних полюсах, виконана проводом $d=0,95$ мм, число витків на полюс $w_n=87$. Зазор між основними полюсами і якорем $\delta=0,5$ мм.

Число пазів якоря $z_a=41$, число колекторних пластин $k=41$. Обмотка якоря хвильова, число паралельних гілок $2a=2$, крок по пазам $y=1-11$, по колектору – $y_k=1-21$. Розмір голого проводу $1,25\times 4,75$ мм, витків в секції $w_c=1$, число провідників в пазу $u_n=2$, число витків обмотки якоря $w_a=41$, число активних провідників обмотки якоря $N_a=82$.

Розміщення в полюсовых наконечниках основних полюсів компенсаційної обмотки в трикіловаттній машині є безпрецедентним рішенням. Така конструкція викликана тим, що стартер-генератор для вертолітів, який в стартерному режимі живиться від акумулятора, а в генераторному режимі заряджає електричною енергією акумулятор та інші споживачі електричної енергії, повинен автоматично, без вмикання-вимикання відповідних контактів, переходити з одного режиму в інший. Ця вимога спонукає до відмови від послідовної обмотки збудження, яка в стартерному режимі найбільш ефективна, але неприйнятна в

© В.Д. Лущик, А.Ю. Варванський

генераторному режимі. Відомо, що в явнополюсних машинах постійного струму для зменшення негативного впливу реакції якоря збільшують повітряний зазор між якорем і основними полюсами, тим самим зменшуєчи основний магнітний потік. В стартер-генераторі серйого виконання для того, щоб не збільшувати повітряний зазор, в полюсах наконечниках розміщують компенсаційну обмотку, яка зменшує негативний вплив реакції якоря, але надзвичайно ускладнює виготовлення статора.

Електромагнітний розрахунок для порівняльного аналізу.

Опір обмотки якоря:

$$R_{\text{a.}75^\circ} = \frac{l_{\text{в}} \cdot w_{\text{а}}}{47 \cdot (2a)^2 \cdot S_{\text{м.а.}}} = \frac{0,3 \cdot 41}{47 \cdot 2^2 \cdot 1,25 \cdot 4,75} = 0,011 \text{ Ом},$$

де $l_{\text{в}}$ – довжина витка секції.

Опір компенсаційної обмотки:

$$R_{\text{k.}75^\circ} = \frac{l_{\text{к}} \cdot w_{\text{к}} \cdot 2p}{47 \cdot S_{\text{м.к.}}} = \frac{0,272 \cdot 3 \cdot 4}{47 \cdot 16,8} = 0,004134 \text{ Ом.}$$

Опір додаткової обмотки:

$$R_{\text{д.}75^\circ} = \frac{l_{\text{д}} \cdot w_{\text{д}} \cdot 2p}{47 \cdot S_{\text{м.д.}}} = \frac{0,158 \cdot 2 \cdot 4}{47 \cdot 16,8} = 0,0016 \text{ Ом.}$$

Сумарний опір міді:

$$\Sigma R_{\text{м.}75^\circ} = R_{\text{a.}75^\circ} + R_{\text{k.}75^\circ} + R_{\text{д.}75^\circ} = 0,016734 \text{ Ом.}$$

Опір щіткового контакту і щіток $R_{\text{щ}}=0,003 \text{ Ом.}$

В стартерному режимі компенсаційна обмотка і обмотка додаткових полюсів не вмикаються. Тому при пуску опір стартер-генератора:

$$R_{\text{пуск.}} = R_{\text{a.}75^\circ} + R_{\text{щ}} = 0,011 + 0,003 = 0,014 \text{ Ом.}$$

Напруга на джерелі живлення в системі запуску при $I_n=1166 \text{ А:}$

$$U_n = I_a \cdot (R_{\text{a.}75^\circ} + R_{\text{щ}}) = 1166 \cdot (0,011 + 0,003) = 16,3 \text{ В.}$$

Опір обмотки незалежного збудження:

$$R_{\text{зб.}75^\circ} = \frac{l_{\text{в}} \cdot w_{\text{н}} \cdot 2p}{47 \cdot S_{\text{м}}} = \frac{0,258 \cdot 87 \cdot 4}{47 \cdot 0,71} = 2,69 \text{ Ом.}$$

Струм збудження при пуску в стартерному режимі:

$$I_{\text{зб.}} = \frac{U_n}{R_{\text{зб.}75^\circ}} = \frac{16,3}{2,69} = 6,06 \text{ А.}$$

Індукція в повітряному зазорі при пуску:

$$B_{\delta} = \frac{I_{\text{зб.}} \cdot w_{\text{н}}}{0,8 \cdot k_{\delta} \cdot k_{\mu} \cdot \delta} = \frac{6,06 \cdot 87 \cdot 10^{-3}}{0,8 \cdot 1,7 \cdot 1,41 \cdot 0,5} = 0,55 \text{ Тл.}$$

Магнітний потік при пуску:

$$\Phi = B_{\delta} \cdot \frac{D \cdot I_{\delta}}{p} = 0,55 \cdot \frac{9,5 \cdot 5,8 \cdot 10^{-4}}{2} = 0,151525 \cdot 10^{-2} \text{ Вб.}$$

Електромагнітний момент при пуску:

$$M = \frac{p}{2\pi} \cdot \frac{N_a}{a} \cdot I_a \cdot \Phi = \frac{2}{2\pi} \cdot \frac{82}{1} \cdot 1166 \cdot 0,151525 \cdot 10^{-2} = 46,14 \text{ Нм.}$$

Для визначення падіння напруги в акумуляторі, який живить стартер, потрібно визначити його внутрішній опір R_0 . Використовуючи номінальні дані:

$$R_0 = \frac{E_0 - U_n}{I_n} = \frac{28 - 16,3}{1166} = 0,01 \text{ Ом.}$$

Напруга на акумуляторі при струмі $I_a=310 \text{ А:}$

$$U = E_0 - I_a R_0 = 28 - 310 \cdot 0,01 = 24,9 \text{ В.}$$

Струм збудження при струмі якоря $I_a=310 \text{ А:}$

$$I_{\text{зб.}} = \frac{U}{R_{\text{зб.}75^\circ}} = \frac{24,9}{2,69} = 9,2565 \text{ А.}$$

Магнітний потік в стартерному режимі, $n=3900 \text{ об/хв.}, I_a=310 \text{ А:}$

$$\begin{aligned} \Phi &= \frac{U - I_a \cdot (R_{\text{a.}75^\circ} + R_{\text{щ}})}{p \cdot N_a \cdot n} \cdot 60a = \\ &= \frac{24,9 - 310 \cdot 0,014}{2 \cdot 82 \cdot 3900} \cdot 60 = 0,19287 \cdot 10^{-2} \text{ Вб.} \end{aligned}$$

Електромагнітний момент:

$$M = \frac{p}{2\pi} \cdot \frac{N_a}{a} \cdot I_a \cdot \Phi = \frac{2}{2\pi} \cdot \frac{82}{1} \cdot 310 \cdot 0,19287 \cdot 10^{-2} = 15,61 \text{ Нм.}$$

Момент холостого ходу:

$$M_0 = M - M_{\text{н}} = 15,61 - 14,7 = 0,91 \text{ Нм.}$$

Індукція в повітряному зазорі:

$$B_{\delta} = \frac{p\Phi}{Dl_{\delta}} = \frac{2 \cdot 0,19287 \cdot 10^{-2}}{9,5 \cdot 5,8 \cdot 10^{-4}} = 0,7 \text{ Тл.}$$

Тепер є всі необхідні експериментальні дані для визначення коефіцієнту магнітного насичення в стартерному режимі при струмі в якорі $I_a=310 \text{ А}$ і струмі збудження $I_{\text{зб.}}=9,2565 \text{ А:}$

$$k_{\mu} = \frac{I_{\text{зб.}} \cdot w_{\text{н}}}{0,8 B_{\delta} k_{\delta} \delta} = \frac{9,2565 \cdot 87 \cdot 10^{-3}}{0,8 \cdot 0,7 \cdot 1,7 \cdot 0,5} = 1,6918.$$

Такий великий коефіцієнт магнітного насичення в стартерному режимі пояснюється розмагнічуючою дією поперечної реакції якоря. Через відсутність струму в компенсаційній обмотці магнітне поле в повітряному зазорі нерівномірне, набігаючі краї полюсів наконечників дуже сильно насичуються.

Магнітний потік у генераторному режимі, $n=6250 \text{ об/хв.}, I_a=100 \text{ А}, U_{\text{ген.}}=28,5 \text{ В:}$

$$\begin{aligned} \Phi &= \frac{U + I_a \cdot (\sum R_{\text{м.}75^\circ} + R_{\text{щ}})}{p \cdot N_a \cdot n} \cdot 60a = \\ &= \frac{28,5 + 100 \cdot 0,019734}{2 \cdot 82 \cdot 6250} \cdot 60 = 0,1785 \cdot 10^{-2} \text{ Вб.} \end{aligned}$$

Індукція в повітряному зазорі:

$$B_{\delta} = \frac{p\Phi}{Dl_{\delta} \cdot 10^{-4}} = \frac{2 \cdot 0,1785 \cdot 10^{-2}}{9,5 \cdot 5,8 \cdot 10^{-4}} = 0,6479 \text{ Тл.}$$

Струм збудження, необхідний для створення $B_{\delta}=0,6479 \text{ Тл:}$

$$\begin{aligned} I_{\text{зб.}} &= \frac{0,8 \cdot B_{\delta} \cdot k_{\delta} \cdot k_{\mu} \cdot \delta}{w_{\text{н}}} = \\ &= \frac{0,8 \cdot 0,6479 \cdot 1,7 \cdot 1,35 \cdot 0,5}{87} \cdot 10^3 = 6,83646 \text{ А.} \end{aligned}$$

Втрати в обмотці збудження:

$$p_{\text{м.зб.}} = I_{\text{зб.}}^2 \cdot R_{\text{зб.}75^\circ} = 6,83646^2 \cdot 2,69 = 126 \text{ Вт.}$$

Сумарні втрати в обмотках в номінальному генераторному режимі при струмі якоря $I_a=100 \text{ А:}$

$$\begin{aligned} \sum p_{\text{м.}75^\circ} &= I_a^2 (\sum R_{\text{м.}75^\circ} + R_{\text{щ}}) + p_{\text{м.зб.}} = \\ &= 100^2 \cdot 0,019734 + 126 = 197 + 126 = 323 \text{ Вт.} \end{aligned}$$

Вага міді якірної обмотки:

$$m_a = 8,9 \cdot l_{\text{в}} \cdot w_{\text{а}} \cdot S_{\text{м.а.}} = 8,9 \cdot 0,3 \cdot 41 \cdot 1,25 \cdot 4,75 = 650 \text{ г.}$$

Вага міді компенсаційної обмотки:

$$m_{\text{к}} = 8,9 \cdot l_{\text{к}} \cdot w_{\text{к}} \cdot 2p \cdot S_{\text{м}} \cdot 10^{-2} = 8,9 \cdot 0,272 \cdot 3 \cdot 4 \cdot 16,8 = 490 \text{ г.}$$

Вага міді додаткових полюсів:

$$m_d = 8,9 \cdot l_d \cdot w_d \cdot 2p \cdot S_{M,d} = 8,9 \cdot 0,158 \cdot 2 \cdot 4 \cdot 16,8 = 190 \text{ г.}$$

Вага міді обмотки збудження:

$$m_{3b} = 8,9 \cdot 0,258 \cdot 87 \cdot 4 \cdot 0,71 = 570 \text{ г.}$$

Сумарна вага мідного проводу: $G_m = 1900 \text{ г.}$

СТАРТЕР-ГЕНЕРАТОР З НЕЯВНОПОЛЮСНИМ СТАТОРОМ

Конструкція та принцип дії. Довжина магнітопроводу статора і якоря $l_s = 50 \text{ мм}$. Діаметр якоря $D_a = 94 \text{ мм}$, внутрішній діаметр статора $D_i = 95 \text{ мм}$, зовнішній діаметр статора $D_{cr} = 140,5 \text{ мм}$, число полюсів $2p = 4$.

Розміри пазів якоря такі ж, як в серійній машині.

Число пазів якоря $z_a = 33$; число колекторних пластин $k = 33$. Обмотка якоря хвильова, число паралельних гілок $2a = 2$; крок по пазам $y = 1-9$, крок по колектору $y_k = 1-17$. Розмір голого проводу $1,25 \times 4,75 \text{ мм}$, витків в секції $w_c = 1$, число провідників в пазу $u_n = 2$, число витків обмотки якоря $w_a = 33$, число активних провідників обмотки якоря $N_a = 66$.

Зменшення числа пазів якоря порівняно з серійною конструкцією дозволяє при незмінній МРС збудження збільшити основний потік в 1,18 рази.

Поперечний розріз статора з прямокутними відкритими пазами показаний на рис. 1. Статор набирають в пакет із пластин товщиною 0,5 такою ж заліза, із якого виготовляють основні полюси серійних машин.

Пази показані на рис. 2, 3. У зубців, що знаходяться поряд з додатковими полюсами, ширина їх у нижній частині $b_z = 3^{+0,1} \text{ мм}$ (всього 8 зубців), у всієї решти зубців ширина їх $b_z = 3,95^{-0,05} \text{ мм}$ ($z_1 = 24$ зубців).

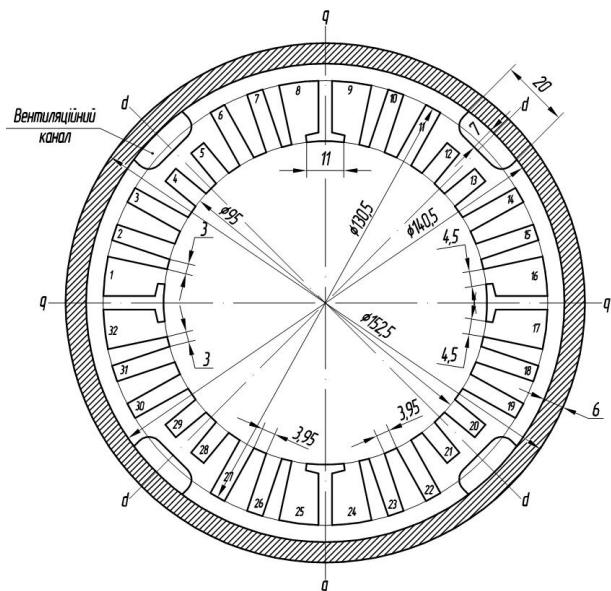


Рис. 1. Поперечний розріз статора з прямокутними відкритими пазами

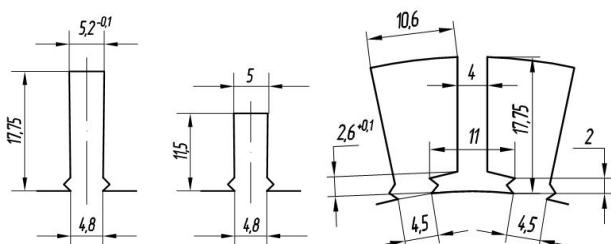


Рис. 2. Пази статора

Рис. 3. Додатковий полюс

Зубці статора по поперечних осіах, число яких дорівнює числу полюсів, мають зубцеві наконечники шириною b_{hi} , яка приблизно в 2 рази більша ширини зубцевих наконечників b_z статора в зоні максимального потоку (рис. 7, 9), на цих зубцях розміщують обмотку додаткових полюсів, яка ввімкнена послідовно як зі стартерної обмоткою, так і з генераторною обмоткою.

На рис. 4 показана обмотка додаткових полюсів. Обмотка виконана чотирма паралельними гілками, число витків котушкі $w_d = 3$, діаметр проводу $d = 2 \text{ мм}$. Зображені напрям струму в генераторному режимі. На схемі показані величини струмів в м'яккотушкових з'єднаннях. Оскільки комутаційні процеси не піддаються точним розрахункам, остаточне число витків $w_d = 3$ визначається після експериментальних досліджень.

В пазі, приблизно в дві третини, симетрично відносно поздовжніх осей укладають $2p$ -полюсну обмотку незалежного збудження.

На рис. 5 показана обмотка незалежного збудження. Число витків котушкі $w_h = 25$, діаметр проводу $d = 0,9 \text{ мм}$.

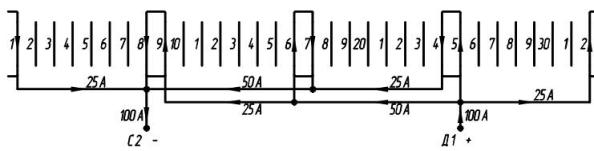


Рис. 4. Обмотка додаткових полюсів

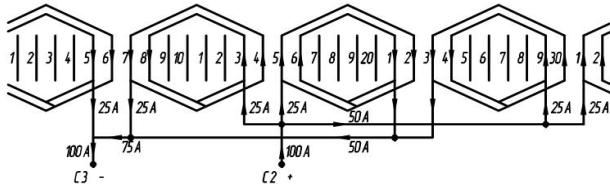


Рис. 5. Обмотка незалежного збудження

На половині кожного полюсного ділення між поздовжньою і поперечною осями (осі визначаються положенням щіток на колекторі) укладають стартерну $2p$ -полюсну обмотку послідовного збудження для стартерного режиму роботи.

Обмотка стартера показана на рис. 6. Обмотка виконана двома паралельними гілками, число витків котушкі $w_{st} = 4$, діаметр проводу $d = 2,12 \text{ mm}$. Нумерація пазів відповідає реальному розміщенню котушок обмотки в пазах статора, показаному на рис. 1.

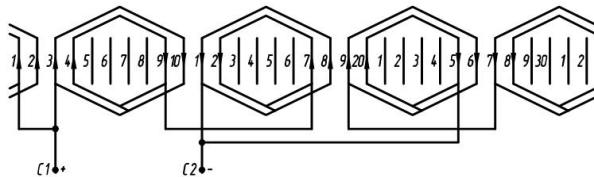


Рис. 6. Обмотка стартера

На рис. 7 для стартерного режиму показані напрям струмів і величини їх МРС в пазах якоря, в пазах статора показані струми і величини МРС в стартерній обмотці, в обмотці збудження і в обмотці додаткових полюсів. Плюсові щітки повинні лежать на осі d , що проходить через середину зубця між 12-м і 13-м пазом. Стрілка n показує напрям обертання зі сторони колектора. На рис. 8 показане магнітне поле стартерного режими в мить пуску.

На інших половинах полюсних ділень виконують 2р-полюсну генераторну обмотку послідовного збудження для генераторного режиму роботи.

На рис. 9 зображена обмотка генератора. Обмотка виконана чотирма паралельними гілками, число витків котушки $w_t=8$, діаметр проводу $d=1,9$ мм. На схемі показані струми в міжкотушкових з'єднаннях в номінальному режимі роботи.

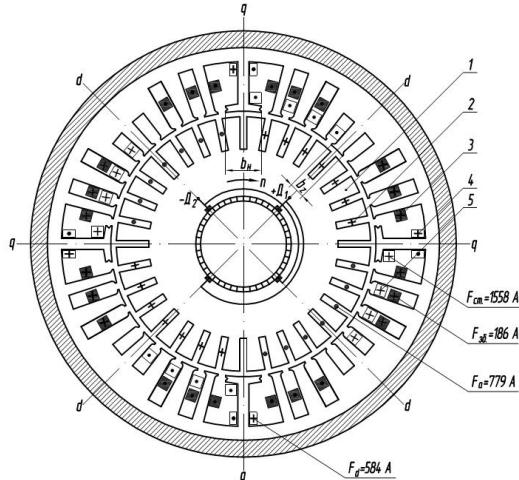


Рис. 7. Напрями струмів і величини їх MPC в пазах якоря, в пазах статора, струми і величини MPC в стартерній обмотці, в обмотці збудження і в обмотці додаткових полюсів для стартерного режиму

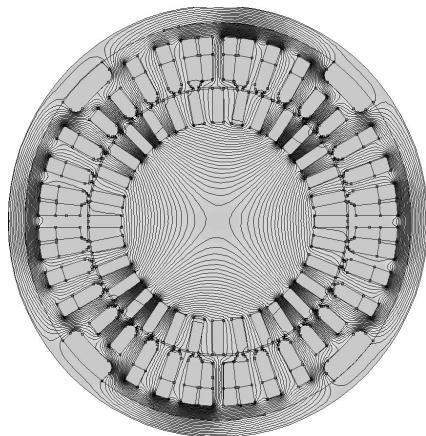


Рис. 8. Магнітне поле стартерного режиму в мить пуску

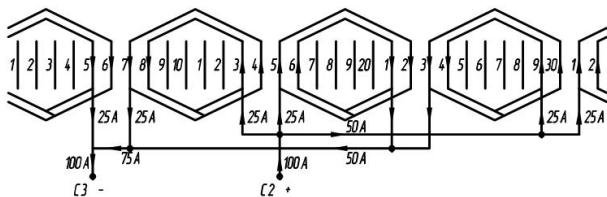


Рис. 9. Обмотка генератора

На рис. 10 для генераторного режиму показані напрями струмів і величини їх MPC в пазах якоря і в пазах статора в генераторній обмотці, а також в обмотках збудження і додаткових полюсів. На рис. 11 показане магнітне поле в генераторному номінальному режимі роботи.

На рис. 12 показана принципова електрична схема. При замиканні контакту S_1 подається живлення від акумулятора на стартер-генератор. Вмикається

обмотка незалежного збудження 3, а також через діод 6 стартерна обмотка 5 та послідовно з'єднані з нею обмотка додаткових полюсів 4 і обмотка якоря 2. Стартерна обмотка створює MPC $F_{\text{старт}}$, якірна обмотка – MPC F_{aq} . Разом вони створюють MPC F_{0d} , направлену по поздовжній осі. Виникає основний магнітний потік Φ_{0d} , який діє в тому ж напрямі, що і потік обмотки незалежного збудження. Разом ці потоки у взаємодії зі струмом якоря створюють обертаючий електромагнітний момент, стартер-генератор розганяє двигун внутрішнього згоряння (ДВЗ).

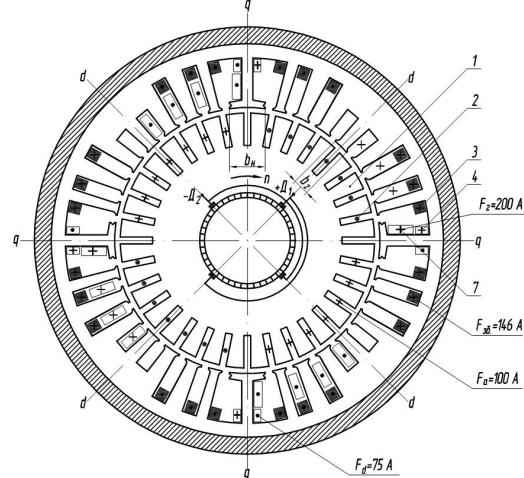


Рис. 10. Напрями струмів і величини їх MPC в пазах якоря, в пазах статора, струми і величини MPC в стартерній обмотці, в обмотці збудження і в обмотці додаткових полюсів для генераторного режиму

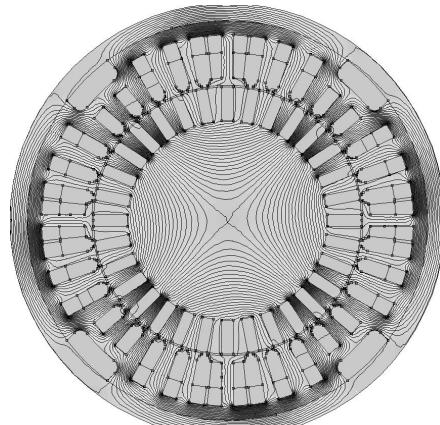


Рис. 11. Магнітне поле в генераторному номінальному режимі роботи

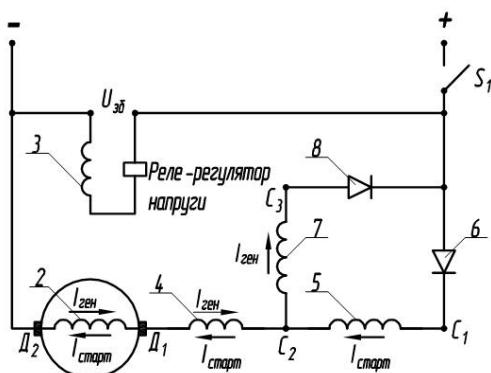


Рис. 12. Принципова електрична схема

З початком роботи ДВЗ швидкість обертання якоря стартер-генератора збільшується за рахунок ДВЗ і пропорційно зростає ЕРС. Як тільки ЕРС якоря перевищує напругу акумулятора, струм в стартерній обмотці зникає, струм в якірній обмотці змінює свій знак і починає протікати через генераторну обмотку. Генераторна обмотка разом із якірною обмоткою створюють магнітний потік Φ_{0d} того ж напряму, що і в стартерному режимі. Електромагнітний момент стас гальмівним і стартер-генератор переходить в генераторний режим, заряджаючи акумулятор і забезпечуючи електроенергією всі необхідні споживачі. Вихідна напруга стартер-генератора підтримується постійною на всьому діапазоні зміни швидкості обертання ДВЗ і зміни навантаження завдяки реле-регулятору в колі обмотки незалежного збудження.

В стартер-генераторі поперечна реакція якоря повністю компенсується стартерною обмоткою в стартерному режимі роботи, а в генераторному режимі – генераторною обмоткою. Більше того, магнітний потік якоря приймає участь у створенні основного магнітного потоку.

Електромагнітний розрахунок. Порівняльний аналіз. Опір обмотки якоря:

$$R_{a.75^\circ} = \frac{l_b \cdot w_a}{47 \cdot (2a)^2 \cdot S_{M.a.}} = \frac{0,282 \cdot 33}{47 \cdot 2^2 \cdot 1,25 \cdot 4,75} = 0,008337 \text{ Ом.}$$

Опір стартерної обмотки:

$$R_{ct.75^\circ} = \frac{l_b \cdot n_{ct.} w_{ct.}}{47 \cdot (2a)^2 \cdot S_{M.ct.}} = \frac{0,29 \cdot 2 \cdot 4 \cdot 4}{47 \cdot 2^2 \cdot 3,53} = 0,01398 \text{ Ом.}$$

Опір генераторної обмотки:

$$R_{gen.75^\circ} = \frac{l_b \cdot n_g w_g \cdot 2p}{47 \cdot (2a)^2 \cdot S_{M.g.}} = \frac{0,29 \cdot 2 \cdot 8 \cdot 4}{47 \cdot 4^2 \cdot 2,83} = 0,00872 \text{ Ом,}$$

де $n_{ct.}, n_g$ – число котушок в котушковій групі.

Опір додаткових полюсів:

$$R_{dod.75^\circ} = \frac{l_b \cdot w_d \cdot 2p}{47 \cdot (2a)^2 \cdot S_{M.dod.}} = \frac{0,12 \cdot 3 \cdot 4}{47 \cdot 4^2 \cdot 3,14} = 0,00061 \text{ Ом.}$$

Опір обмотки збудження:

$$R_{3b.75^\circ} = \frac{l_b \cdot n_k w_h \cdot 2p}{47 \cdot S_{M.3b.}} = \frac{0,27 \cdot 3 \cdot 25 \cdot 4}{47 \cdot 0,636} = 2,71 \text{ Ом,}$$

де n_k – число котушок в котушковій групі.

Сумарний опір міді в стартерному режимі:

$$\sum R_{M.75^\circ} = R_{a.75^\circ} + R_{ct.75^\circ} + R_{dod.75^\circ} = 2,2927 \cdot 10^{-2} \text{ Ом.}$$

Сумарний опір електричного кола машини в стартерному режимі:

$$\sum R_{M.75^\circ} + R_{\varphi} = 2,2927 \cdot 10^{-2} + 0,3 \cdot 10^{-2} = 2,5927 \cdot 10^{-2} \text{ Ом.}$$

Пусковий струм стартер-генератора з неявнополюсним статором

$$I_n = \frac{E_0}{R_0 + \sum R_{M.75^\circ} + R_{\varphi}} = \frac{28}{1 \cdot 10^{-2} + 2,5927 \cdot 10^{-2}} = 779 \text{ А.}$$

MPC збудження від стартерної обмотки і обмотки якоря

$$F_d = F_{aq} = \frac{N_a I_n}{8a \cdot p} \cdot 0,637 = \frac{66 \cdot 779}{8 \cdot 1 \cdot 2} \cdot 0,637 = 2050 \text{ А.}$$

Напруга на акумуляторі при пуску

$$U_n = I_n \cdot (\sum R_{M.75^\circ} + R_{\varphi}) = 779 \cdot 2,5927 \cdot 10^{-2} = 20,197 \text{ В.}$$

Струм збудження при пуску

$$I_{3b.m} = \frac{U_n}{R_{3b.75^\circ}} = \frac{20,197}{2,71} = 7,4528 \text{ А.}$$

MPC збудження від обмотки незалежного збудження

$$F_{3b.} = I_{3b.} \cdot w_{3b.} = I_{3b.} \cdot n_k \cdot w_h = 7,4528 \cdot 3 \cdot 25 = 559 \text{ А.}$$

Сумарна MPC збудження при пуску

$$\sum F_{3b.} = F_d + F_{3b.} = 2050 + 559 = 2609 \text{ А.}$$

Індукція в повітряному зазорі в мить пуску:

$$B_{\delta} = \frac{\sum F_{3b.} \cdot 10^{-3}}{0,8k_{\delta}k_{\mu} \cdot \delta} = \frac{2609 \cdot 10^{-3}}{0,8 \cdot 1,334 \cdot 3,88 \cdot 0,5} = 1,26 \text{ Тл.}$$

де k_{δ} – коефіцієнт повітряного зазору, $k_{\delta}=1,334$; k_{μ} – коефіцієнт насичення магнітної системи при пуску, $k_{\mu}=3,88$.

Магнітний потік в мить пуску:

$$\Phi = B_{\delta} \cdot \frac{D \cdot l_{\delta}}{p} = 1,26 \cdot \frac{9,5 \cdot 5 \cdot 10^{-4}}{2} = 0,29925 \cdot 10^{-2} \text{ В.б.}$$

Електромагнітний момент при пуску:

$$M = \frac{p}{2\pi} \cdot \frac{N_a}{a} \cdot I_a \cdot \Phi = \frac{2}{2\pi} \cdot \frac{66}{1} \cdot 779 \cdot 0,29925 \cdot 10^{-2} = 49 \text{ Нм.}$$

Сумарний опір електричного кола машини в генераторному режимі:

$$\sum R_{gen.75^\circ} = R_{a.75^\circ} + R_{gen.75^\circ} + R_{dod.75^\circ} + R_{\varphi} = 0,0020667 \text{ Ом.}$$

Магнітний потік у генераторному режимі $n=6250$ об/хв., $I_a=100$ А, $U=28,5$ В:

$$\begin{aligned} \Phi &= \frac{U + I_a \cdot \sum R_{gen.75^\circ}}{p \cdot N_a \cdot n} \cdot 60a = \\ &= \frac{28,5 + 100 \cdot 0,0020667}{2 \cdot 66 \cdot 6250} \cdot 60 = 0,2223 \cdot 10^{-2} \text{ В.б.} \end{aligned}$$

Індукція в повітряному зазорі:

$$B_{\delta} = \frac{p\Phi}{Dl_{\delta} \cdot 10^{-4}} = \frac{2 \cdot 0,2223 \cdot 10^{-2}}{9,5 \cdot 5 \cdot 10^{-4}} = 0,936 \text{ Тл.}$$

MPC, потрібна для створення індукції $B_{\delta}=0,936$ Тл:

$$\begin{aligned} \sum F &= F_d + F_{3b.} = B_{\delta} \cdot 0,8 \cdot k_{\delta} \cdot k_{\mu} \cdot \delta \cdot 10^3 = \\ &= 0,936 \cdot 0,8 \cdot 1,334 \cdot 1,4 \cdot 0,5 \cdot 10^3 = 699 \text{ А.} \end{aligned}$$

MPC F_d , яку створюють генераторна і якірна обмотки:

$$F_d = \frac{N_a I_a}{8a \cdot p} \cdot 0,637 = \frac{66 \cdot 100}{8 \cdot 1 \cdot 2} = 261 \text{ А.}$$

MPC, створювана обмоткою збудження:

$$F_{3b.} = \sum F - F_d = 699 - 261 = 438 \text{ А.}$$

Струм збудження:

$$I_{3b.} = \frac{F_{3b.}}{3 \cdot w_h} = \frac{438}{3 \cdot 23} = 5,84 \text{ А.}$$

Із збільшенням обертів струм збудження зменшується. Із збільшенням навантаження струм збудження також зменшується за рахунок зростання MPC F_d . В серійній машині струм збудження із збільшенням навантаження зростає.

Магнітний потік у генераторному режимі $n=6250$ об/хв., $I_a=200$ А, $U_{gen.}=28,5$ В:

$$\Phi = \frac{28,5 + 200 \cdot 0,0020667}{2 \cdot 66 \cdot 6250} \cdot 60 = 0,2373 \cdot 10^{-2} \text{ В.б.}$$

Індукція:

$$B_{\delta} = \frac{p\Phi}{Dl_{\delta} \cdot 10^{-4}} = \frac{2 \cdot 0,2373 \cdot 10^{-2}}{9,5 \cdot 5 \cdot 10^{-4}} = 0,9993 \text{ Тл.}$$

МРС, потрібна для створення індукції $B_\delta=0,9993$ Тл:

$$\sum F = B_\delta \cdot 0,8 \cdot k_\delta \cdot k_\mu \cdot \delta \cdot 10^3 = \\ = 0,9993 \cdot 0,8 \cdot 1,334 \cdot 1,43 \cdot 0,5 \cdot 10^3 = 762,5 \text{ A.}$$

MPC F_d , яку створюють генераторна і якірна обмотки:

$$F_d = \frac{N_a I_a}{8a \cdot p} \cdot 0,637 = \frac{66 \cdot 200}{8 \cdot 1 \cdot 2} \cdot 0,637 = 522 \text{ A.}$$

MPC, створювана обмоткою збудження:

$$F_{3\delta} = \sum F - F_d = 762,5 - 522 = 240,5 \text{ A.}$$

Струм збудження:

$$I_{3\delta} = \frac{F_{3\delta}}{3 \cdot w_k} = \frac{240,5}{3 \cdot 25} = 3,2 \text{ A.}$$

Сумарні втрати в обмотках неявнополюсного стартер-генератора в номінальному генераторному режимі:

$$\begin{aligned} \sum P_{M,75^\circ} &= p_{M,3\delta} + I_a^2 \times \\ &\times (R_{a,75^\circ} + R_{\text{ген},75^\circ} + R_{\text{дод},75^\circ} + R_{\text{ш}}) = \\ &= 5,84^2 \cdot 2,71 + 100^2 (0,008337 + 0,00872 + 0,00061 + 0,003) = \\ &= 92,4 + 206,7 = 299 \text{ Вт.} \end{aligned}$$

Вага міді обмотки якоря:

$$m_a = 8,9 l_b \cdot w_a \cdot S_{M,a} = 8,9 \cdot 0,282 \cdot 33 \cdot 1,25 \cdot 4,75 = 492 \text{ г.}$$

Вага міді стартерної обмотки:

$$m_{ct} = 8,9 l_b \cdot n_{ct} \cdot w_{ct} \cdot 2p \cdot S_{M,ct} = 8,9 \cdot 0,29 \cdot 2 \cdot 4 \cdot 4 \cdot 3,53 = 291,5 \text{ г.}$$

Вага міді додаткових полюсів:

$$m_{\text{дод.}} = 8,9 l_b \cdot w_d \cdot 2p \cdot S_{M,\text{дод.}} = 8,9 \cdot 0,12 \cdot 3 \cdot 4 \cdot 3,14 = 40 \text{ г.}$$

Вага міді генераторної обмотки:

$$m_{\text{ген.}} = 8,9 l_b \cdot n_g \cdot w_g \cdot 2p \cdot S_{M,g} = 8,9 \cdot 0,29 \cdot 2 \cdot 8 \cdot 4 \cdot 2,83 = 467,5 \text{ г.}$$

Вага міді обмотки збудження:

$$m_{3\delta} = 8,9 l_b \cdot w_k \cdot 2p \cdot S_{M,3\delta} = 8,9 \cdot 0,27 \cdot 3 \cdot 25 \cdot 4 \cdot 0,636 = 458,5 \text{ г.}$$

Сума ваг мідного проводу: $G_m = 1749,5 \text{ г.}$

ВИСНОВКИ

В стартер-генераторі з неявнополюсною конструкцією статора кидок струму при запуску зменшується з 1166 А до 779 А (на 33 %), електрична потужність, споживана від акумулятора в мить пуску, зменшується на 3273 Вт (17 %), втрати в обмотках в номінальному генераторному режимі зменшуються на 7,43 %, із збільшенням навантаження ця різниця зростає за рахунок зменшення втрат в обмотці збудження.

Довжина магнітопроводу зменшується на 14 %, загальна вага мідного проводу – на 8 %, вага мідного проводу на обмотку додаткових полюсів зменшується в 5 разів порівняно з явнополюсною конструкцією.

Ще одна важлива перевага – спрощення виготовлення статорних обмоток завдяки відсутності компенсаційної обмотки в полюсовых наконечниках.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- Лущик В.Д. Електричні машини постійного струму з новою системою електромагнітного збудження / В.Д. Лущик // Електротехніка і електромеханіка. – 2008. – № 2. – С. 39-41.

2. Лущик В.Д. Стартер-генератор постійного струму з неявнополюсним статором для тепловозів / В.Д. Лущик, А.Ю. Варванський // Електротехніка і електромеханіка. – 2009. – № 6. – С. 21-24.

3. Пат. 89824 Україна, МПК⁹ Електричний двигун стартера з електромагнітним збудженням / В.Д. Лущик (Україна); заявник та патентовласник В.Д. Лущик (Україна). – №а200713870; заявл. 11.12.2007 ; опубл. 10.03.2010. Бюл. № 5. – 2 с.

4. Лущик В.Д. Електричний двигун постійного струму з неявнополюсним статором для стартерів легкових автомобілів / В.Д. Лущик // Матеріали международної науково-техніческої конференції. – Севастополь: СевНТУ, – 2010. – С. 22-25.

5. Vyacheslav D. Lushchik DC electrical machines with non-salient pole stator and asymmetrical compensating winding / V.D. Lushchik // LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. – Saarbrucken: Germany. – 2012 j. – 92 p.

6. Лущик В.Д. Двигун стартера вантажного автомобіля з неявнополюсним статором / В.Д. Лущик, А.Ю. Варванський // Електротехніка і електромеханіка. – 2012. – № 5. – С. 27-31.

Bibliography (transliterated): 1. Luschik V.D. Elektrichni mashini postijnogo strumu z novou sistemoyu elektromagnitnogo zbudzhenya / V.D. Luschik // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2008. - № 2. - S. 39-41.

2. Luschik V.D. Starter-generator postijnogo strumu z neavnopolyusnim statorom dla teplovoziv / V.D. Luschik, A.Yu. Varvans'kij // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2009. - № 6. - S. 21-24. 3. Pat. 89824 Ukraina, MPK⁹ Elektrichnj dvigun startera z elektromagnitnym zbudzhenym / V.D. Luschik (Ukraina); zayavnik ta patentovlasnik V.D. Luschik (Ukraina). - №а200713870; zayavl. 11.12.2007 ; opubl. 10.03.2010. Byul. № 5. - 2 s. 4. Luschik V.D. Elektrichnj dvigun postijnogo strumu z neavnopolyusnim statorom dla starteriv legkovih avtomobiliv / V.D. Luschik // Materialy mezhdunarodnoj nauchno-tehnicheskoj konferencii. - Sevastopol': SevNTU, - 2010. - S. 22-25. 5. Vyacheslav D. Lushchik DC electrical machines with non-salient pole stator and asymmetrical compensating winding / V.D. Lushchik // LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. - Saarbrucken: Germany. - 2012 j. - 92 r. 6. Luschik V.D. Dvigin startera vantazhnogo avtomobilya z neavnopolyusnim statorom / V.D. Luschik, A.Yu. Varvansk'kij // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2012. - № 5. - S. 27-31.

Надійшла 24.05.2013

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

Донбаський державний технічний університет
кафедра електричних машин та апаратів,
94204, Алчевськ, пр. Леніна, 16,
тел.: (099) 7654495, e-mail:v.d.luschik@yandex.ua

Варванський Артем Юрійович

ПАТ "Електромашина"
61016, Харків, вул. Мурanova, 106
тел. (050) 2303649, e-mail: art_v_u@rambler.ru

Lushchik V.D., Varvansky A.Y.

A starter-generator for helicopters.

Comparative electromagnetic calculations of a commercial starter-generator and a nonsalient-pole-stator starter-generator are made. The nonsalient-pole-stator starter-generator magnetic fields are shown in start-up and generator rated conditions. The electromagnetic calculation technique is verified and confirmed with experimentally investigated nonsalient-pole-stator machines of other types.

Key words – starter motor magnetic circuits, nonsalient-pole stator, asymmetrical compensation winding, comparative analysis.

КОМПЕНСАЦІЯ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ В АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДАХ

Розглядається проблема розрахунку ємності косинусних конденсаторів для індивідуальної компенсації реактивної потужності в асинхронних електроприводах в усталених і пускових режимах роботи. В запропонованому алгоритмі використовується розроблена на основі теорії зображення векторів математична модель асинхронного двигуна високого рівня адекватності, в якій враховується як насиження магнітопроводу, так і витіснення струму в стержнях ротора.

Рассматривается проблема расчета емкости косинусных конденсаторов для индивидуальной компенсации реактивной мощности в асинхронных электроприводах в установившихся и переходных режимах работы. В предложенном алгоритме используется разработанная на основе теории изображающих векторов математическая модель асинхронного двигателя высокого уровня адекватности, в которой учитывается как насыщение магнитопровода, так и вытеснение тока в стержнях ротора.

ВСТУП

Регулювання реактивної потужності є однією з основних проблем електроенергетики в цілому і електропостачання зокрема, оскільки втрати в лінії електропересилання, зумовлені протіканням реактивних струмів, призводять до зниження енергоефективності. Основними споживачами реактивної потужності є трансформатори і асинхронні двигуни (АД). Використання в електроприводах АД значно знижує коефіцієнт потужності мережі, а тому потребує використання синусних конденсаторів. В практиці експлуатації використовують як групову, так і індивідуальну компенсацію, при якій конденсатори під'єднують паралельно до обмотки статора [1, 3]. Очевидно, що параметри двигуна внаслідок насиження магнітопроводу, а також витіснення струмів в стержнях ротора в динамічних режимах змінюються в широких межах. Однак завжди можна підбрати таке значення ємності паралельно увімкнених конденсаторів, щоб задовільнялась умова резонансу струмів і загальний коефіцієнт потужності ($\cos\phi$) системи АД-батарея конденсаторів був рівним одиниці.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Найбільшої зміни зазнають параметри АД під час пуску, а якщо система електроприводу має значний момент інерції, то пуск може тривати кілька секунд. Пускові струми, які мають значну реактивну складову, призводять до провалу напруги в лінії живлення. В процесі пуску реактивна потужність АД змінюється в широких межах. Визначення закону її зміни під час пуску можна здійснити на підставі розрахунку статичних характеристик. Однак їх розрахунок зазвичай здійснюють за відомими методиками, розробленими на підставі добре опрацьованих методів лінійної теорії, в основі яких є заступні схеми [3]. Методика такого розрахунку добре відпрацьована, він забезпечує достатньо високої достовірності результати номінальних режимів. Розрахунок на підставі заступних схем відмінних від усталених режимів не забезпечує необхідної точності, чим зумовлена велика кількість публікацій, в яких пропонуються експериментальні методи визначення параметрів заступних схем або різні, придатні для даної задачі, методи обчислення параметрів заступної схеми. Сучасні напівпровідникові комутуючі пристрої [4] дають змогу з високою

частотою комутувати батареї конденсаторів і змінювати ємність у відповідності до зміни реактивної потужності двигуна не тільки в усталених, але й в пускових режимах. Для цього необхідно мати програму розрахунку, яка дає змогу визначати закон зміни споживаної двигуном реактивної потужності, і відповідно ємності конденсаторів, з високою достовірністю і швидкодією, яка дає змогу здійснювати керування в реальному часі. Отже визначення закону зміни ємності паралельно увімкнених конденсаторів, необхідної для компенсації реактивної потужності АД з урахуванням зумовленої насиженням магнітопроводу та витісненням струму в стержнях ротора зміни параметрів, є актуальною задачею.

Метою статті є розроблення методу й алгоритму розрахунку ємності косинусних конденсаторів, необхідної для компенсації реактивної потужності АД в усталених і пускових режимах роботи.

АЛГОРИТМ РОЗВ'ЯЗУВАННЯ ЗАДАЧІ

Оскільки електромагнітні переходні процеси в контурах АД згасають швидко, процес пуску можна розглядати як сукупність усталених режимів. Задача аналізу впливу косинусних конденсаторів на процеси в АД розв'язується в ортогональних осіях x , y , які обертаються синхронно з полем двигуна. Їх застосування дає змогу мінімізувати обсяг обчислень, оскільки при цьому розроблені програми мають найвищу швидкодію, що дає змогу аналізувати процеси в реальному часі. З метою урахування явища витіснення струмів у стержнях короткозамкненого ротора, паз ротора розбивається по висоті на n шарів [2]. Як показала практика розрахунків, для більшості випадків достатньо взяти $n=5$. У результаті отримаємо на роторі n трифазних обмоток, які приводяться до осей x , y . Насичення враховується шляхом використання кривих намагнічування як основного магнітного шляху, так і шляхів розсіяння статора та ротора [5].

В усталеному режимі електромагнітні процеси в АД в осіх x , y з урахуванням розбиття стержнів на n елементарних описуються нелінійною системою алгебричних рівнянь [5] $m=2(n+1)$ -го порядку

$$\omega_0 \psi_{sy} - r_s i_{sx} + u_{sx} = 0;$$

© В.С. Маляр, І.А. Добушовська

$$\begin{aligned}
-\omega_0 \Psi_{sx} - r_s i_{sy} + u_{sy} &= 0; \\
s\omega_0 \Psi_{1y} - r_1 i_{1x} &= 0; \\
-s\omega_0 \Psi_{1x} - r_1 i_{1y} &= 0; \\
&\vdots \\
s\omega_0 \Psi_{ny} - r_n i_{nx} &= 0; \\
-s\omega_0 \Psi_{nx} - r_n i_{ny} &= 0,
\end{aligned} \tag{1}$$

де Ψ_{sx} , Ψ_{sy} , Ψ_{1x} , Ψ_{1y} , ..., Ψ_{nx} , Ψ_{ny} , i_{sx} , i_{sy} , i_{1x} , i_{1y} , ..., i_{nx} , i_{ny} , u_{sx} , u_{sy} , r_s , r_1 , ..., r_n – потокозчеплення, струми та напруги перетворених контурів статора (s) і ротора (r) та активні опори цих контурів; s – ковзання; ω_0 – частота напруги живлення.

Потокозчеплення кожного контура однозначно визначається сукупністю струмів контурів, а розв'язком системи (1) при заданому значенні ковзання є вектор струмів $\vec{i} = (i_{sx}, i_{sy}, i_{1x}, i_{1y}, \dots, i_{nx}, i_{ny})^*$ (верхній індекс "*" означає транспонування). Задаючись значеннями ковзання s в межах $1,0 \geq s > 0,0$, можна розрахувати статичні характеристики у вигляді залежностей струмів від ковзання, які дають змогу обчислити потокозчеплення, електромагнітний момент та потужності. Внаслідок зумовленої насыченням магнітопроводу АД нелінійної залежності потокозчеплень контурів від струмів система алгебричних рівнянь (1) нелінійна, тому її розв'язування потребує розроблення відповідного алгоритму.

Утворивши вектори напруг $\vec{u} = (u_{sx}, u_{sy}, 0, \dots, 0)^*$ та потокозчеплень $\vec{\Psi}$, представимо їх у векторній формі

$$\vec{z}(\vec{\Psi}, \vec{i}, s) = \vec{u}. \tag{2}$$

Якщо сумістити вісь x із зображенням вектором напруги живлення, що зазвичай практикується, то $u_{sx} = U_m$; $u_{sy} = 0$, де U_m – амплітудне значення фазної напруги. Одним із шляхів визначення розв'язку системи (2) при заданому значенні ковзання s є метод диференціювання по параметру [6]. Для цього в системі (2) домножимо вектор $\vec{u} = \varepsilon \vec{u}_0$ на скалярний параметр ε та продиференціюємо отриману систему по цьому параметру. В результаті отримаємо

$$A \frac{d\vec{i}}{d\varepsilon} = \vec{u}, \tag{3}$$

де

$$A = \begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{vmatrix};$$

$$\begin{aligned}
A_{11} &= \begin{vmatrix} x_{sysx} - R_s & x_{sysy} & x_{sy1x} & x_{sy1y} \\ -x_{sxsx} & -x_{sysy} - R_s & -x_{sx1x} & -x_{sx1y} \\ sx_{1ysx} & sx_{1ysy} & sx_{1y1x} - R_1 & sx_{1y1y} \\ -sx_{1xsx} & -sx_{1xsy} & -sx_{1x1x} & -sx_{1x1y} - R_1 \end{vmatrix}; \\
A_{12} &= \begin{vmatrix} \dots & x_{synx} & x_{syny} \\ \dots & -x_{sxn} & -x_{sxn} \\ \dots & sx_{1ynx} & sx_{1yny} \\ \dots & -sx_{1xnx} & -sx_{1xny} \end{vmatrix};
\end{aligned}$$

$$A_{21} = \begin{vmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ sx_{nysx} & sx_{nysy} & sx_{ny1x} & sx_{ny1y} \\ -sx_{nxsx} & -sx_{nxsy} & -sx_{nxsy} & -sx_{nx1y} \end{vmatrix};$$

$$A_{22} = \begin{vmatrix} \vdots & \vdots & \vdots \\ \dots & sx_{nynx} - R_n & sx_{nyny} \\ \dots & -sx_{nxnx} & -sx_{nxny} - R_n \end{vmatrix}.$$

Елементами матриці A є електромагнітні параметри, які визначаються згідно з математичною моделлю АД в осіах x, y [5].

Інтегруючи систему (3) по ε в межах від $\varepsilon=0$ до $\varepsilon=1$ (що можна здійснити методом Ейлера за кілька кроків), отримаємо значення вектора струмів \vec{i} при заданому значенні фазних напруг U_m , який уточнюємо ітераційним методом Ньютона. Початкові умови (значення вектора \vec{i}) – нульові, оскільки при $\varepsilon = 0$ вектор прикладених напруг дорівнює нулю. Приріст $\Delta \vec{i}^{(k)}$ вектора струмів \vec{i} на k -му кроці ітерації визначається за формулою

$$A \Delta \vec{i}^{(k)} = -\bar{Z}(\vec{i}^{(k)}), \tag{4}$$

де $\bar{Z}(\vec{i}^{(k)})$ – вектор нев'язок системи (2) при заданих значеннях ковзання s і вектора напруг $\vec{u}^{(k)}$.

Алгоритм розрахунку статичних характеристик складається з двох етапів. На першому визначаємо значення координат при ковзанні $s = 1$, а на другому, приймаючи вектор напруг незмінним, змінюємо ковзання від одиниці до номінального значення, що дає змогу забезпечити збіжність ітераційного процесу, оскільки отримані з попереднього кроku значення координат знаходяться зазвичай в околі збіжності ітераційного процесу.

Задаючись рядом значень ковзання s ротора АД, можна отримати багатовимірну статичну характеристику у вигляді залежності вектора струмів $\vec{i} = \vec{i}(s)$ від ковзання, що дає змогу обчислити залежність значення ємності конденсаторів від ковзання за умови повної компенсації $\cos\varphi = 1$ реактивної потужності за формулою

$$C(s) = \frac{\text{abs}(i_{sy}(s))}{\omega_0 U_m}. \tag{5}$$

На рис. 1 наведено залежності коефіцієнта потужності АД ($P_n = 15\text{kBt}$, $U_n = 380/220\text{V}$) від ковзання та ємності конденсаторів, яка необхідна для його підтримання під час пуску АД на рівні $\cos\varphi = 1$.

На рис. 2 наведені розраховані при різних значеннях ковзання ($s = 1,0; 0,6; 0,2; 0,05; 0,016$) залежності відносного (стосовно номінального струму двигуна) значення струму в лінії, яка живить АД, від величини ємності конденсаторів.

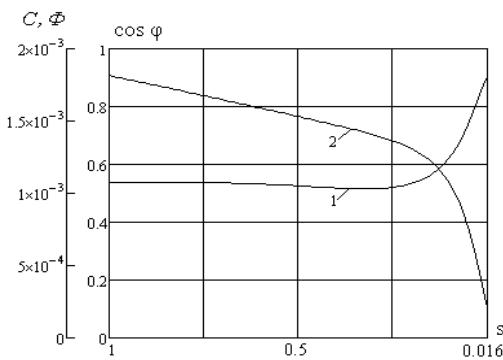


Рис. 1. Залежності від ковзання $\cos\varphi$ двигуна (1) і ємності конденсаторів (2), необхідної для підтримання $\cos\varphi = 1$ системи АД-конденсатори

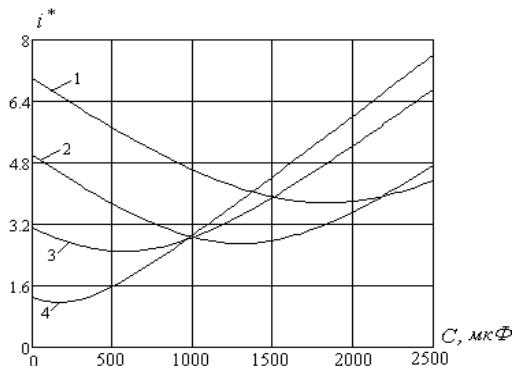


Рис. 2. Залежності струму в лінії живлення АД з паралельно увімкненими конденсаторами від ємності конденсаторів при різних значеннях ковзання:

1 – 1,0; 2 – 0,6; 3 – 0,2; 4 – ; 0,05; 5 – 0,016

ВИСНОВКИ

Розроблено алгоритм розрахунку залежності ємності паралельно увімкнених конденсаторів асинхронного електроприводу від ковзання, що є основою для її регулювання з метою повної або часткової компенсації реактивної потужності. В розробленій математичній моделі враховується насиження магнітопроводу асинхронного двигуна та витіснення струму в стержнях ротора.

Застосування перетворення координат до ортогональних осей x , y дає змогу здійснювати розрахунок з мінімальним обсягом обчислень, і відповідно витратами машинного часу, статичних характеристик, що дає змогу використовувати розроблений алгоритм для керування величиною реактивної потужності в регульованих електроприводах. Він може використовуватись для підтримання на заданому рівні коефіцієнта потужності електроприводів, розроблених на основі АД, які працюють в умовах змінного навантаження.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- Бесараб А.Н., Невольниченко В.Н., Шабовта М.Ю. Исследование переходных процессов при индивидуальной компенсации реактивной мощности асинхронного двигателя // Електромашинобудування та електрообладнання. – 2007. – Вип. 68 – С. 39-44.
- Клоков Б.К. Практические методы учета эффекта вытеснения тока в стержнях произвольной конфигурации // Электротехника. – 1970. – № 6 – С. 48-51.
- Мугалимов Р.Г. Расчет емкости конденсатора для асинхронного двигателя с индивидуальной компенсацией реактивной мощности // Электротехника. – 2012. – № 3. – С. 19-22.
- Установки КРМ-0,4(УКМ-58). Технические характеристики // Промэлектроавтоматика. – 21.10.2010.
- Фильц Р.В. Математические основы теории электромеханических преобразователей. – К.: Наукова думка, 1979. – 208 с.
- Яковлев М.Н. К решению систем нелинейных уравнений методом дифференцирования по параметру // ЖВМ и МФ, Т.4. – 1964. – № 1. – С. 146-149.

Bibliography (transliterated): 1. Besarab A.N., Nevol'nichenko V.N., Shabovta M.Yu. Issledovanie perehodnyh processov pri individual'noj kompensacii reaktivnoj moschnosti asinhronnogo dvigatelya // Elektromashinobuduvannya ta elektroobladannya. - 2007. - Vip. 68 - S. 39-44. 44. 2. Klokov B.K. Prakticheskie metody ucheta `effekta vytessneniya toka v sterzhnyah proizvol'noj konfiguracii // Elektrotehnika. - 1970. - № 6 - S. 48-51. 3. Mugalimov R.G. Raschet emkosti kondensatora dlya asinhronnogo dvigatelya s individual'noj kompensacijey reaktivnoj moschnosti // Elektrotehnika. - 2012. - № 3. - С. 19-22. 4. Ustanovki KRM-0,4(UKM-58). Tehnickeskie harakteristiki // Prom`elektroavto-matika. - 21.10.2010. 5. Fil'c R.V. Matematicheskie osnovy teorii `elektromehanicheskikh preobrazovatelej. - K.: Naukova dumka, 1979. - 208 s. 6. Yakovlev M.N. K resheniyu sistem nelinejnyh uravnenij metodom differencirovaniya po parametru // ZhVM i MF, T.4. - 1964. - № 1. - S. 146-149.

Надійшла 19.03.2013

Маляр Василь Сафонович, д.т.н., проф.,
Добушовська Ірина Андріївна

кафедра теоретичної і загальної електротехніки
Національний університет "Львівська політехніка"
79013, Львів, вул. С.Бандери, 12,
тел. (032) 2582119, e-mail: svmalyar@polynet.lviv.ua

Malyar V.S., Dobushovska I.A.

Reactive power compensation in asynchronous electric drives

A problem of calculating capacity of cosine capacitors for individual compensation of reactive power in asynchronous electric drives in stationary and transient operation modes is considered. The algorithm introduced employs a high-adequacy mathematical model of asynchronous motor developed on the theory of representing vectors which takes into account both the magnetic core saturation and the current displacement in the rotor bars.

Key words – asynchronous motor, starting characteristics, reactive power, capacitors, compensation.

АНАЛИЗ ПЕРЕМЕННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА ПОВЕРХНОСТИ ВРАЩАЮЩЕГОСЯ РОТОРА ТУРБОГЕНЕРАТОРА

Представленний найбільш детермінований метод розрахунку змінної складової магнітної індукції на поверхні обертового ротора крупного турбогенератора. Він заснований на багатопозиційних чисельно-польових розрахунках магнітного поля при обертанні ротора і зміні струмів в обмотці статора з урахуванням реальної геометрії електромагнітної системи і насыщення магнітопроводу. Виконаний гармонійний аналіз виділеної змінної складової магнітної індукції, у низці точок на поверхні ротора в режимах неробочого ходу і номінального навантаження. Зроблений висновок, що класичне рішення аналогічної задачі не може дати адекватних результатів зважаючи на дуже грубі допущення. Запропонований метод є універсальним для будь-яких електрических машин, будь-яких режимів збудження і геометрических форм їхньої конструкції.

Представлен наиболее детерминированный метод расчета переменной составляющей магнитной индукции на поверхности вращающегося ротора крупного турбогенератора. Он основан на многопозиционных численно-полевых расчетах магнитного поля при вращении ротора и изменениях токов в обмотке статора с учетом реальной геометрии электромагнитной системы и насыщения магнитопровода. Выполнен гармонический анализ выделенной переменной составляющей магнитной индукции в ряде точек на поверхности ротора в режимах холостого хода и номинальной нагрузки. Сделан вывод, что классическое решение аналогичной задачи не может дать адекватных результатов ввиду слишком грубых допущений. Предложенный метод является универсальным для любых электрических машин, любых режимов возбуждения и геометрических форм их конструкции.

Введение. В условиях турбогенераторов (ТГ) на фоне основного магнитного поля, являющегося постоянным относительно вращающегося ротора, существуют переменные магнитные поля, возникающие по разным причинам [1-3]. Это приводит к дополнительным потерям мощности, которые преимущественно локализуются в поверхностном слое массивного ротора, и соответствующему нагреву этого слоя.

В практике проектирования ТГ [2] учитываются следующие виды потерь такого рода на поверхности бочки ротора:

1) потери от высших гармонических обмотки статора при коротком замыкании, имеющих порядок

$$v_s = 6 \cdot k \pm 1, (k = 1, 2, 3 \dots) \quad (1)$$

и индуцирующих в роторе токи частоты $f_{sv} = 6 \cdot v_s f_s$, где f_s – частота основной гармоники токов статора;

2) потери от зубцовых гармонических обмотки статора при коротком замыкании, при этом учитывают только первые зубцовые гармонические порядка

$$v_{Qs} = Q_s / p \pm 1, \quad (2)$$

где Q_s , p – числа зубцов статора и пар полюсов ТГ; эти гармонические индуцируют в роторе токи частоты $f_{Qs} = Q_s f_s / p$;

3) потери от зубчатости статора при холостом ходе (ХХ), при этом частота колебаний магнитного потока соответствует уже названной величине f_{Qs} .

В классической теории синхронных машин [1, 2] расчеты переменной составляющей магнитной индукции (ПСМИ), положенной в основу расчетов поверхностных потерь ротора, базируются на простейших одномерных моделях магнитного поля в развернутом зазоре при весьма условном учете насыщении магнитопровода и с использованием условных ступенчатых координатных функций магнитодвижущей силы обмотки статора. Кроме того, сердечник ротора считается гладким и по всей его поверхности характер временных изменений магнитного поля считается неизменным, магнитные поля ротора и статора рас-

сматриваются отдельно.

В итоге выявляется лишь принципиальная суть наличия переменных магнитных полей на поверхности ротора ТГ, но надеяться на достоверные числовые значения их составляющих не приходится ввиду наличия отмеченных и прочих серьезных допущений.

Отказаться от практических всех допущений, влияющих на результаты расчета магнитных полей и их гармонического анализа в условиях электрических машин практически любых типов, позволяют численные методы расчета магнитных полей в сочетании с современным компьютерным программным обеспечением. Это уже было показано в [4, 5] при проведении гармонического анализа магнитного потокосцепления и ЭДС обмотки статора ТГ. Продолжением этих исследований, но уже применительно к ПСМИ на поверхности вращающегося ротора ТГ, является решаемая здесь задача.

Постановка задачи. Целью данной работы является представление принципа численно-полевого расчета и соответствующего гармонического анализа временных функций ПСМИ на поверхности вращающегося ротора ТГ и практическая демонстрация соответствующего анализа на примере крупного ТГ.

Демонстрационной моделью для расчетного анализа избран ТГ [3, 5], имеющий номинальные параметры: мощность 200 МВт; фазные напряжение $U_{sN}=9093$ В и ток $I_{sN}=8625$ А; коэффициент мощности 0,85; частоту $f_s = 50$ Гц. Его число фаз $m_f=3$; $p=1$; активная длина 5,286 м; немагнитный зазор 0,1 м; диаметр ротора 1,075 м; относительное укорочение обмотки статора – 0,8; числа последовательных витков фазной обмотки статора – 10, обмотки ротора – 180.

Особенностью этого ТГ является относительно небольшое число зубцов статора: $Q_s = 30$. В таких условиях демонстрационные расчеты оказываются более наглядными ввиду явно выраженных зубцовых гармоник ПСМИ.

© В.И. Мильх, Н.В. Полякова

Расчетная модель электромагнитной системы представленного ТГ показана на рис. 1. Здесь в поперечном сечении обозначены фазные зоны обмотки статора $A-A'$, $B-B'$ и $C-C'$, выделенные различной тональностью, Ω – угловая скорость вращения ротора и магнитных полей; принятые полярная (r, α) и прямоугольная (x, y) системы координат; d, q - продольная и поперечная оси ротора. Показаны также обозначения и направления тока обмотки возбуждения I_f и мгновенных фазных токов обмотки статора i_A, i_B, i_C , соответствующие режиму номинальной нагрузки (НН).

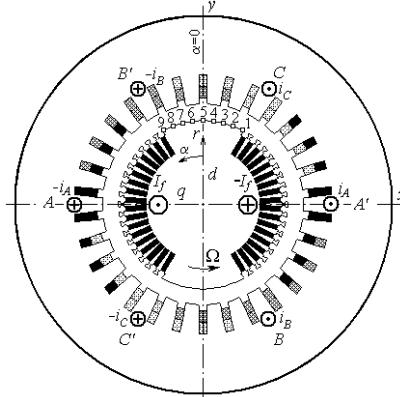


Рис. 1. Расчетная модель турбогенератора

Расчетные режимы и магнитные поля в ТГ. В поперечном сечении ТГ (рис. 1) квазистационарное магнитное поле описывается общизвестным дифференциальным уравнением для аксиальной составляющей векторного магнитного потенциала A_z (ВМП) [6]. Реакция вихревых токов в поверхностном слое бочки ротора на переменное магнитное поле не учитывалась. Численный расчет магнитного поля проводится с использованием общедоступной программы FEMM [7] на основе метода конечных элементов. Результатом расчета является дискретное координатное распределение $A_z(x, y)$, на основе чего можно определить целый ряд электромагнитных параметров ТГ [6].

Расчеты магнитных полей и, соответственно, гармонический анализ проводились в двух режимах – ХХ и НН. Организация расчетов осуществлялась в соответствии с установленным в [8, 9] порядком. Оба режима согласованы так, чтобы в них магнитное поле имело одинаковый уровень и магнитная система была примерно одинаково насыщена.

Так, в ТГ для режима ХХ ток возбуждения I_f составлял 826,8 А, для режима НН 1881,7 А.

Фазные токи обмотки статора определялись в конкретные моменты времени t_k :

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \cos(\omega t_k + \beta); \quad i_B = I_m \cos(\omega t_k - \frac{2}{3}\pi + \beta); \\ i_C &= I_m \cos(\omega t_k + \frac{2}{3}\pi + \beta), \end{aligned} \quad (3)$$

где $I_m = \sqrt{2}I_s$ – их амплитуда; I_s – действующее значение; $\omega = 2\cdot\pi\cdot f_s$ – угловая частота; β – угловое смещение оси, по которой действует МДС трехфазной обмотки статора, по отношению к оси d ротора.

Значение β получено предложенным в [9] методом и для данного ТГ при НН составило $-55,74^\circ$.

В том положении ротора, которое представлено на рис. 1, принимались начала отсчета времени $t=0$ и его углового положения $\alpha=0$. Магнитные поля, рассчитанные в режимах ХХ и НН в конкретные моменты времени t_k , показаны на рис. 2 и рис. 3 картинами силовых линий – линий равного ВМП при его нормировке указанными максимальными значениями A_{max} .

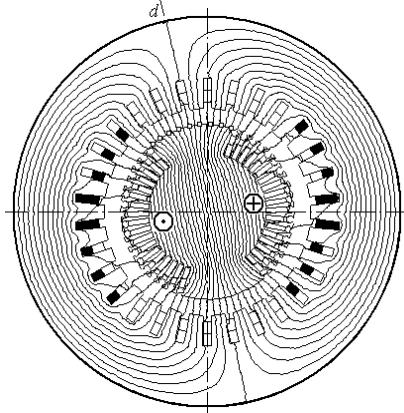


Рис. 2. Картина магнитного поля ТГ в режиме ХХ при повернутом роторе на угол $\alpha=12^\circ$ ($A_{max}=0,4753$ Вб/м)

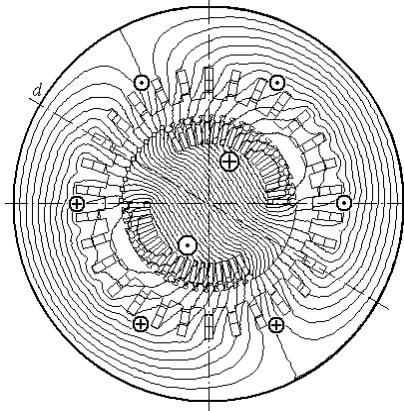


Рис. 3. Картина магнитного поля ТГ в режиме НН при повернутом роторе на угол $\alpha=60^\circ$ ($A_{max}=0,5807$ Вб/м)

Формирование временных функций ПСМИ на поверхности ротора. Чтобы выявить ПСМИ на поверхности ротора, необходимо вращать ротор с его магнитным полем вместе с магнитным полем обмотки статора. Их синхронное вращение обеспечивалось многопозиционными расчетами магнитных полей с заданием фазных токов (3) в моменты времени

$$t_k=\Delta t\cdot(k-1); \quad k=1,2,\dots, K_{min}, \quad (4)$$

где Δt – временной шаг; K_{min} – минимальное число шагов, позволяющее сформировать конкретные временные функции ПСМИ на их периоде изменения.

Одновременно ротор поворачивался с угловым шагом $\Delta\alpha=\Omega\cdot\Delta t$ в соответствующие угловые позиции

$$\alpha_k=\Delta\alpha\cdot(k-1); \quad k=1,2,\dots, K_{min}. \quad (5)$$

В общем случае на поверхности ротора задается n_z точек на дуге с угловым раскрытием α_z , как показано на рис. 4. Точки равномерно распределены с угловым шагом $\Delta\alpha_z=\alpha_z/(n_z-1)$. Тогда в исходной позиции ротора (рис. 1 и рис. 4) точка с номером n имеет угловое положение

$$\alpha_{n0} = -\frac{\alpha_z}{2} + \Delta\alpha_z \cdot (n-1), n = 1, 2, \dots n_z. \quad (6)$$

С учетом (5) и (6) в заданные моменты времени (4) точка n на поверхности вращающегося ротора имеет угловую позицию

$$\alpha_{n,k} = \alpha_{n0} + \Delta\alpha \cdot (k-1), k=1,2,\dots,K_{\min}. \quad (7)$$

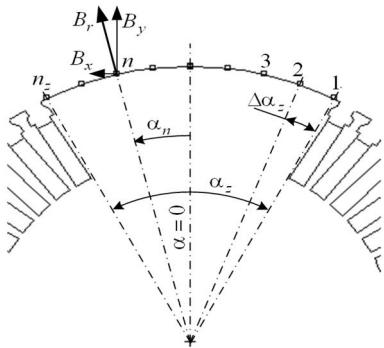


Рис. 4. Фрагмент ротора ТГ

В процессе расчета магнитного поля по программе FEMM можно программными средствами получить координатные составляющие магнитной индукции в прямоугольной системе (рис. 1): $B_x(x,y)$ и $B_y(x,y)$. Для выдачи информации в точке с полярными координатами (r, α) необходимо в программе задать соответствующие координаты прямоугольной системы

$$x = -r \cdot \sin \alpha; y = r \cdot \cos \alpha. \quad (8)$$

Для анализа ПСМИ на поверхности вращающегося ротора целесообразно использовать полярные составляющие магнитной индукции:

$$B_r = B_y \cos \alpha - B_x \sin \alpha; B_\alpha = -B_y \sin \alpha - B_x \cos \alpha, \quad (9)$$

из которых в данной работе интерес представляет первая, которая, по сути, является нормальной составляющей к поверхности ротора.

Для анализа ПСМИ на поверхности ротора в пределах его большого "зуба" выделены девять точек, которые показаны и пронумерованы на рис. 1 и рис. 4. Точки выбраны на дуге с раскрытием $\alpha_z = 56^\circ$ (полный угол раскрытия большого зуба ротора составлял 59°), что при $n_z = 9$ дало $\Delta\alpha_z = 7^\circ$. Радиус расположения точек r , выбран на 2 мм большим, чем радиус дуги поверхности сердечника ротора.

Исходные расчеты были проведены для режима НН, как основного для ТГ. Для выявления периодичности рассматриваемых временных функций ПСМИ расчеты магнитного поля по программе FEMM проведены при вращении ротора и магнитного поля в пределах полюсного деления τ_p , т.е. из начальной позиции (рис. 1) ротор повернули на 180° . Для обеспечения достаточной детализации временных функций угол поворота $\Delta\alpha$ выбран довольно малым и составлял $0,5^\circ$, т.е. в пределах полюсного деления τ_p число расчетных точек составило 361, а временной шаг Δt оказался равным $1/720$ периода вращения ротора T .

Изменения токов в обмотке статора (3), повороты ротора (5), сбор и преобразование необходимой информации (9) при работе программы FEMM осуществлялись автоматически управляющей программой, написанной на алгоритмическом языке Lua.

Проведенные тестовые расчеты показали, что результаты зависят от уровня конечно-элементной дискретизации области расчета (рис. 1). Было выявлено, что устойчивые результаты распределения ПСМИ получаются при использовании в зоне с заданными точками (рис. 4) конечных элементов – треугольников с размером их сторон не более 2 мм. В таком случае в полной области оказывалось около 29 тыс. узлов и 57 тыс. элементов, а расчет магнитного поля в одной позиции продолжался около 42 с.

Для каждой из намеченных точек (рис. 1), вращающихся вместе с ротором на основе соответствующих изменений их угловых координат по (6), (7), получалась угловая и, с учетом (4), одновременно временная дискретная функция радиальной составляющей магнитной индукции:

$$B_r(\alpha_k); B_r(t_k); k=1,2,\dots,K_{\min}. \quad (10)$$

Для каждой точки определялось среднее значение магнитной индукции

$$B_{n\text{av}} = \frac{1}{K_{\min}} \sum_{k=1}^{K_{\min}} B_{rk} \quad (11)$$

и массив полных значений (10) был преобразован в массив переменной составляющей радиальной компоненты магнитной индукции в точке на поверхности вращающегося ротора:

$$B_r(t_k) = B_r(t_k) - B_{n\text{av}}; k=1,2,\dots,K_{\min}. \quad (12)$$

На рис. 5 показана функция $B_r(t_k)$ для двух точек на поверхности ротора – для точек 2 (т2) и 8 (т8).

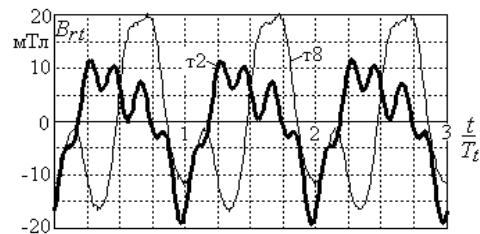


Рис. 5. Временные функции ПСМИ в режиме НН
в указанных точках на поверхности ротора

Очевидно, что для этих точек (и для всех остальных тоже) графики функций существенно отличаются и имеют сложный характер. Но у всех явно выделяется устойчиво повторяющийся период T_t , который связан с базовым периодом вращения магнитного поля T :

$$T_t = T/6, \quad (13)$$

т.е. имеет уже упоминавшуюся после (1) базовую частоту $f_1=6 \cdot f_s$.

На рис. 6 временные функции ПСМИ даны еще для двух точек, но уже на периоде их изменения T_t , и теперь для режимов ХХ (т4x и т6x) и НН (т4н и т6н). В режиме ХХ имеется явно выраженная зубцовая составляющая ПСМИ (по сердечнику статора), но с максимальными значениями, существенно меньшими, чем в режиме НН. Период изменения ПСМИ в режиме ХХ T_{Qs} соответствует повороту ротора на одно зубцовое статора, и, значит, частоте f_{Qs} , указанной после (2). Причем $T_{Qs}=T_t/q_s$, где $q_s=Q_s/(2 \cdot m_s \cdot p)$ – число пазов на полюс и фазу. Временные функции ПСМИ для четырех точек в режиме ХХ на их полном периоде T_{Qs} представлены на рис. 7.

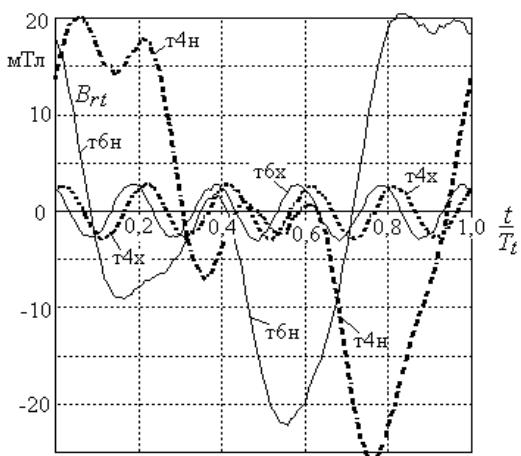


Рис. 6. Временные функции ПСМИ в указанных точках на поверхности ротора в режимах ХХ (х) и НН (н)

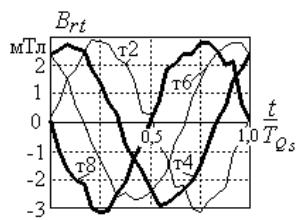


Рис. 7. Временные функции ПСМИ в указанных точках на поверхности ротора в режиме ХХ

Картины магнитных полей, представленные на рис. 2 и рис. 3 получены после поворотов ротора за время, равное периодам изменения ПСМИ в режимах ХХ – T_{Q_s} и НН – T_t , соответственно.

Средние значения магнитной индукции (11) и максимальные значения ее переменной составляющей (12) даны в табл. 1, и они весьма разнообразны для рассмотренных точек на поверхности ротора.

Очевидно из рис. 5 и рис. 6, что в режиме НН на колебания ПСМИ с основной частотой f_{s1} накладываются колебания зубцовых гармоник с частотой f_{Q_s} . Однако сложный характер представленных временных функций свидетельствует об их более широком гармоническом спектре. Разнородность и несимметрия функций ПСМИ вызвана различным расположением точек наблюдения в пределах поверхности ротора, а также влиянием насыщения магнитопровода: когда переменная составляющая усиливает постоянную составляющую, то рост магнитной индукции сдерживается, когда ослабляет – уменьшение прогрессирует.

Таблица 1

Средние значения магнитной индукции и максимальные значения ПСМИ по указанным точкам

№ точки	ХХ		НН	
	B_{nav} , Тл	$B_{rt max}$, мТл	B_{nav} , Тл	$B_{rt max}$, мТл
1	0,990	3,14	1,391	9,56
2	0,838	3,12	1,063	11,61
3	0,839	3,36	0,946	17,62
4	0,823	2,92	0,841	20,29
5	0,865	4,76	0,809	23,61
6	0,823	2,85	0,714	20,88
7	0,839	3,18	0,693	21,00
8	0,839	3,05	0,688	20,16
9	0,988	4,57	0,914	21,60

Физической основой колебания ПСМИ в точках, связанных с поверхностью ротора, с частотой f_{s1} является неравномерное распределение по пазам статора максимальных значений полных токов, что показано на рис. 8. В тех пазах, где лежат стержни одной фазной обмотки, уровень токов достигает $2 \cdot I_m$, в остальных – $\sqrt{3} \cdot I_m$. Период пространственного изменения такого распределения составляет $\tau_t = \tau_p / m_s$, а во временном выражении – $T_t = T / (2 \cdot m_s)$, частота $f_{s1} = 2 \cdot m_s \cdot f_s$.

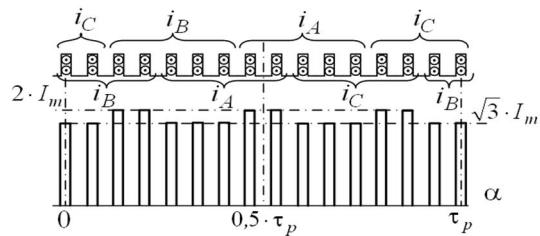


Рис. 8. Распределение максимальных значений полных токов на паз статора в пределах полносного деления

Гармонический анализ ПСМИ выполнен на основе разложения числовой функции $B_{rt}(t_k)$ (12) в единый косинусный ряд Фурье [10]

$$B_{rt} = \sum_{v=1,2,3,\dots}^{N_g} B_{m,v} \cos(v\omega t + \zeta_v). \quad (14)$$

Амплитуды и аргументы гармоник

$$B_{m,v} = \sqrt{s_v^2 + c_v^2}; \quad \zeta_v = -\arctg(s_v / c_v) \quad (15)$$

определяются по числовым данным (12) через коэффициенты индивидуальных синусного и косинусного рядов для гармонической составляющей с текущим номером v :

$$s_v = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K B_{rt,k} \sin(v\omega t_k); \quad (16)$$

$$c_v = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K B_{rt,k} \cos(v\omega t_k). \quad (17)$$

Ряд (14) содержит и четные, и нечетные гармоники – ввиду отсутствия симметрии функции в пределах периода. Допустимый номер гармоники N_g не должен превышать половины выбранного для (16), (17) числа значений K , которое, в свою очередь, не превышает K_{min} из (12). При повороте ротора и магнитного поля на $T/6$ с шагом $0,5^\circ$ число K составляло 120, а $N_g = 60$, при повороте на $T/Q_s - K = 24$, а $N_g = 12$.

Номера гармоник v в (14) соответствуют периодичности функций ПСМИ $B_{rt}(t_k)$ в конкретном расчетном режиме. Так периоду T_t в режиме НН соответствует первая гармоника $v=1$. Если же за первую гармонику принять основную гармонику главного магнитного поля ТГ, изменяющуюся с периодом T и имеющую номер v_s (1), то каждая гармоника v в ПСМИ связана с v_s таким образом:

$$v_s = 2 \cdot m_s \cdot v = 6 \cdot v. \quad (18)$$

В режиме ХХ период изменения ПСМИ T_{Q_s} составляет T/Q_s и в данном случае каждая гармоника ПСМИ v связана с v_{Q_s} (2) таким образом:

$$v_{Q_s} = Q_s \cdot v = 30 \cdot v. \quad (19)$$

Расчетный анализ гармонического состава ПСМИ проведен для упомянутых уже режимов ХХ и НН. Результаты разложения функций ПСМИ в гармонический ряд (14) представлены в табл. 2-5. Амплитуды гармоник ПСМИ даются в основном в относительных значениях

$$B_{m,v}^* = B_{m,v} / B_{m,1}, \quad (20)$$

где за базу принимается амплитуда первой гармоники $B_{m,1}$ для конкретного режима и конкретной точки.

В табл.2 представлены для точки 4 амплитуды ПСМИ полного гармонического ряда для режима НН, где за базу принята амплитуда первой гармоники $B_{m,1}=14,34$ мТл. Эти данные получены по 120 интервалам поворота ротора и магнитного поля в пределах периода T_r .

Таблица 2

Гармонический состав ПСМИ в точке 4 для режима НН

v	$B_{m,v}^*$	v	$B_{m,v}^*$	v	$B_{m,v}^*$	v	$B_{m,v}^*$
1	1,000	2	0,711	3	0,210	4	0,070
5	0,263	6	0,004	7	0,004	8	0,001
9	0,001	10	0,002	11	0,004	12	0,002
13	0,001	14	0,001	15	0,002	16	0,001
17	0,002	18	0,003	19	0,003	20	0,001
21	0,002	22	0,000	23	0,004	24	0,001
25	0,004	26	0,003	27	0,005	28	0,000
29	0,002	30	0,003	31	0,002	32	0,003
33	0,002	34	0,004	35	0,002	36	0,001
37	0,002	38	0,001	39	0,002	40	0,002
41	0,002	42	0,003	43	0,002	44	0,002
45	0,002	46	0,003	47	0,002	48	0,002
49	0,001	50	0,001	51	0,003	52	0,001
53	0,002	54	0,003	55	0,002	56	0,001
57	0,001	58	0,002	59	0,002	60	0,004

Очевидно, что весомыми являются гармоники вплоть до пятой, которая, в соответствии с (18), в абсолютном исчислении является тридцатой, т.е. зубцовой. Но, кроме первой, наиболее заметна вторая гармоника и, хотя и в меньшей степени, – гармоники до пятой. По сравнению с ними более высокие гармоники оказываются незначительны.

В табл. 3 даны также для режима НН амплитуды первых гармоник и наиболее весомые гармоники для всех девяти точек на поверхности большого зуба ротора (рис. 1).

Таблица 3

Основные гармоники ПСМИ по точкам при НН

n	$B_{m,1}$, мТл	$B_{m,2}^*$	$B_{m,3}^*$	$B_{m,4}^*$	$B_{m,5}^*$	d_{dist}
1	7,55	0,304	0,053	0,039	0,352	0,904
2	9,99	0,478	0,090	0,045	0,364	0,854
3	12,48	0,689	0,159	0,079	0,350	0,783
4	14,34	0,711	0,210	0,070	0,263	0,785
5	15,77	0,739	0,231	0,064	0,174	0,779
6	14,71	0,769	0,234	0,057	0,150	0,773
7	14,77	0,740	0,237	0,051	0,111	0,786
8	14,39	0,642	0,215	0,046	0,079	0,825
9	14,76	0,609	0,210	0,044	0,078	0,835

Видно, что данные для различных точек существенно отличаются. Кроме того, даны значения коэффициента искажения кривых ПСМИ

$$d_{dist} = \frac{B_{m,1}}{\sqrt{2} B_{eff}}, \quad (21)$$

где действующие значения их полных функций

$$B_{eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{v=1,2,3 \dots}^{Ng} B_{m,v}^2}.$$

Очевидно, что эти коэффициенты далеки от единицы, соответствующей чистым синусоидам.

В табл.4 дан гармонический состав для режима ХХ по 24 интервалам поворота ротора в пределах зубцового деления статора, т.е. в пределах периода T_{Qs} . Соответственно оперировать можно только с 12-тью гармониками. Здесь, безусловно, преобладает первая зубцовая гармоника, хотя и более высокие гармоники также присутствуют. Амплитуды гармоник даны в относительных единицах (20), а амплитуда первой зубцовой гармоники $B_{m,1}=2,74$ мТл.

Таблица 4

Гармонический состав ПСМИ в точке 4 для режима ХХ

v	$B_{m,v}^*$	v	$B_{m,v}^*$	v	$B_{m,v}^*$	v	$B_{m,v}^*$
1	1,000	2	0,022	3	0,003	4	0,015
5	0,014	6	0,032	7	0,018	8	0,013
9	0,013	10	0,010	11	0,016	12	0,019

В табл. 5 представлены данные гармонического анализа по начальным пятью гармоникам, как и в табл.3, но теперь для режима ХХ. Здесь рассматриваются только пять точек с учетом симметрии результатов в симметричных точках. Графики ПСМИ в пределах периода T_{Qs} были показаны на рис. 7. Некоторая нестабильность кривых может быть объяснена дискретностью конечно-элементной структуры, изменяющейся при расчете магнитных полей в разных позициях поворачивающегося ротора.

Таблица 5

Основные гармоники ПСМИ по указанным точкам для режима ХХ

n	$B_{m,1}$, мТл	$B_{m,2}^*$	$B_{m,3}^*$	$B_{m,4}^*$	$B_{m,5}^*$	d_{dist}
1	2,93	0,110	0,028	0,027	0,101	0,982
2	2,86	0,025	0,031	0,009	0,010	0,996
3	2,99	0,039	0,041	0,044	0,047	0,991
4	2,74	0,022	0,003	0,015	0,014	0,998
5	2,45	0,463	0,429	0,114	0,210	0,808

Представленные в табл.5 первые гармоники ($v=1$) соответствуют пятым гармоникам ($v=5$) из табл.3, так как, исходя из (18), (19), получается $v_s=v_{Qs}=30$, а в целом – это зубцовые гармоники (2) с несущей частотой f_{Qs} . Если, для примера, взять точку 4, то из табл.3 при $v=5$ имеем $B_{m,5} = B_{m,5}^* \cdot B_{m,1} = 3,77$ мТл, из табл.5 при $v=1$ – $B_{m,1} = 2,74$ мТл, т.е. отличие в 1,38 раза. Следовательно, классическое наложение гармонических составляющих от фазной структуры и зубцовых гармонических обмотки статора является проблематичным, тем более, что каждая из таких составляющих переменного магнитного поля сама по себе в классике определяется на основе весьма серьезных допущений.

Выводы.

1. Представленный метод расчета переменной составляющей магнитной индукции в точках на поверхности вращающегося ротора является наиболее детерминированным, так как основан на численно-полевом расчете магнитного поля, который является адекватным для конкретно рассматриваемого режима возбуждения ТГ и учитывает реальную геометрию электромагнитной системы и насыщение магнитопровода.

2. Проведенные расчеты показали, что в разных точках на поверхности большого зуба ротора значения и гармонический состав переменной составляющей магнитной индукции существенно отличаются. Поэтому принятное в классической теории электрических машин допущение, что переменная составляющая магнитного поля одинакова по всей поверхности ротора, является весьма грубым и, значит, не может давать достоверных числовых результатов расчета.

3. Проведенный гармонический анализ переменной составляющей магнитного поля на поверхности вращающегося ротора укладывается в классическое представление о существовании двух основных колебательных процессов – с несущими частотами, порожденными фазной структурой обмотки статора и зубчатой структурой его сердечника. Но теперь гармонический состав получает конкретное числовое наполнение.

4. Проведенный анализ показывает, что реалистичные временные функции переменной составляющей магнитной индукции и их гармонический состав не могут быть получены обычно принятым наложением результатов расчета в режимах холостого хода и короткого замыкания ввиду существенной несимметрии этих функций из-за влияния насыщения магнитопровода.

5. В рассмотренных временных функциях переменной составляющей магнитной индукции присутствует весьма широкий спектр гармоник, но наиболее весомыми являются гармоники в диапазоне от уровня, определяемого фазной структурой обмотки статора, до уровня, определяемого зубцовой структурой его сердечника.

6. Предложенный метод расчета и гармонического анализа переменной составляющей магнитной индукции не связан только с демонстрационным типом электрической машины – турбогенератором, он является универсальных для любых электрических машин, любых режимов их возбуждения и геометрических форм конструкции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1978. – 832 с.
2. Титов В.В., Хугорецкий Г.М. и др. Турбогенераторы. – Л.: Энергия, 1967. – 895 с.
3. Створення нових типів та модернізація діючих турбогенераторів для теплових електрических станцій // Ю.В. Зозулін, О.Є. Антонов, В.М. Бичік, А.М. Боричевський, К.О. Кобзар, О.Л. Лівшіць, В.Г. Раконог, І.Х. Роговий, Л.Л. Хаймович, В.І. Чередник. – Харків: ПФ "Колегіум", 2011.– 228 с.
4. Мильх В.И., Полякова Н.В. Принцип численно-полевого анализа гармонического состава ЭДС в турбогенераторе // Электрика, Россия. – 2012. – № 5. – С. 2-5.
5. Мильх В.И., Полякова Н.В. Гармонический анализ электромагнитных величин трехфазной обмотки статора турбогенератора на основе классических и численно-полевых методов // Техническая электродинамика. – 2013. – № 3. – С. 40-49.
6. Мильх В.И., Полякова Н.В. Определение электромагнитных параметров электрических машин на основе численных расчетов магнитных полей // Електротехніка і електромеханіка. – 2006. – № 2. – С. 40-46.
7. Meeker D. Finite Element Method Magnetics. Version 4.2. User's Manual, September 26, 2006 // <http://femm.berlios.de>.
8. Мильх В.И., Полякова Н.В. Система направлений и фазовых соотношений электромагнитных величин при численных расчетах магнитных полей в турбогенераторе // Електротехніка і електромеханіка. – 2011. – № 5. – С. 33-38.
9. Мильх В.И., Полякова Н.В. Организация численного расчета магнитного поля турбогенератора в режиме нагрузки с обеспечением заданных его выходных параметров // Електротехніка і електромеханіка. – 2012. – № 1. – С. 36-41.
10. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1973.– 832 с.

Bibliography (transliterated): 1. Vol'dek A.I. `Elektricheskie mashiny. L.: `Energiya, 1978. - 832 s. 2. Titov V.V., Hutoreckij G.M. i dr. Turbo-generatory. -L.: `Energiya, 1967. - 895 s. 3. Stvorennja novih tipiv ta modernizacija diyuchih turbogeneratoriv dlya teplovih elektrichnih stancij // Yu.V. Zozulin, O.C. Antonov, V.M. Bichik, A.M. Borichevskij, K.O. Kobzar, O.L. Livshic', V.G. Rakonog, I.H. Rogovij, L.L. Hajmovich, V.I. Cherednik. - Harkiv: PF "Kolegium", 2011.- 228 s. 4. Milyh V.I., Polyakova N.V. Princip chislenno-polevogo analiza garmonicheskogo sostava 'EDS v turbogeneratore' // `Elektrika, Rossiya. - 2012. -№ 5. - S. 2-5. 5. Milyh V.I., Polyakova N.V. Garmonicheskij analiz `elektromagnitnyh velichin treh faznoy obmotki statora turbogeneratora na osnove klassicheskikh i chislenno-polevyh metodov' // Tehnichna elektrodinamika. - 2013. - № 3. - S. 40-49. 6. Milyh V.I., Polyakova N.V. Opredelenie `elektromagnitnyh parametrov` `elektricheskikh` mashin na osnove chislennyh raschetov magnitnyh polej // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2006. - № 2. - S. 40-46. 7. Meeker D. Finite Element Method Magnetics. Version 4.2. User's Manual, September 26, 2006 // <http://femm.berlios.de>. 8. Milyh V.I., Polyakova N.V. Sistema napravlenij i fazovyh sootnoshenij `elektromagnitnyh velichin pri chislennyh raschetaх magnitnyh polej v turbogeneratore' // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2011. - № 5. - S. 33-38. 9. Milyh V.I., Polyakova N.V. Organizaciya chislennogo rascheta magnitnogo polya turbogeneratora v rezhime nagruzki s obespecheniem zadannyh ego vygodnyh parametrov // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2012.-№1.-S.36-41. 10. Korn G., Korn T. Spravochnik po matematike dlya nauchnyh rabotnikov i inzhenerov. M.: Nauka, 1973.-832s.

Поступила 13.05.2013

Мильх Владимир Иванович, д.т.н., проф.

Полякова Наталия Владимировна

кафедра "Электрические машины"

Национальный технический университет

"Харьковский политехнический институт"

61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21

тел. (057) 7076514; e-mail: mvkip@kpi.kharkov.ua

Milykh V.I., Polyakova N.V.

Analysis of the variable component of magnetic field on the rotating rotor surface of a turbogenerator.

The most deterministic method for calculating the variable component of the magnetic induction on the surface of the rotating rotor of a powerful turbogenerator is presented. It is based on multiposition numerical field calculations of the magnetic field under the rotor rotation and the stator winding currents change taking into account the real geometry of the electromagnetic system and the core saturation. The harmonic analysis of the separated variable component of the magnetic induction is performed at a number of points on the rotor surface in no-load and rated load modes. The conclusion is made that the classical solution of an analogous problem fails to give adequate results because of too rough assumptions. The method introduced is universal for any electric machines, modes of excitation, and geometrical structures of their design.

Key words – turbogenerator, magnetic field, numerical field calculation, rotor surface, magnetic induction, variable component, harmonic analysis.

АНАЛИЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ АМОРФНЫХ СПЛАВОВ

Розглянуто та проаналізовано властивості аморфних сплавів з метою використання їх у магнітних системах електрических апаратів замість магнітом'яких електротехніческих сталей. Дослідження, що були проведені, показали можливість використання цих сплавів в конструкції магнітопроводу трансформатора струму імпульсного стабілізатора напруги напівпровідникового роз'єднувача автоматичного вимикача.

Рассмотрены и проанализированы свойства аморфных сплавов с целью использования их в магнитных системах электрических аппаратов вместо магнитомягких электротехнических сталей. Проведенные исследования показали возможность применения таких сплавов в конструкции магнитопровода трансформатора тока, который применяется в импульсном стабилизаторе напряжения полупроводникового расцепителя автоматического выключателя.

ВВЕДЕНИЕ

В магнитных системах электрических аппаратов в основном используются кристаллические электротехнические стали, обладающие высокой индукцией насыщения, низким значением коэрцитивной силы, малыми потерями при перемагничивании. В некоторых электрических аппаратах, например, таких как устройствах защитного отключения, применяются магнитомягкие материалы, такие как пермаллои, имеющие высокую магнитную проницаемость. К сожалению, свойства электротехнических сталей и пермаллоя в процессе работы электромагнитных систем могут изменяться в тысячи раз, т.к. они зависят от структурного состояния магнитного материала.

Производство новых магнитных материалов (сплавов) и их практическое применение в электромагнитных системах электрических аппаратов постоянно возрастает. Но, вместе с тем проявляются до сих пор недостаточно изученные многочисленные физические явления. Например, не до конца определен механизм намагничивания и перемагничивания магнитного материала, который обусловлен распределением спиновой плотности электронов, энергетической зонной структуры междоменных границ и его реальной кристаллической решетки при расщеплении энергетических уровней внешним магнитным полем.

Но в то же время известно [1], что выше перечисленные явления определяются самопроизвольной намагнченностью, магнитокристаллической анизотропией и магнитострикцией, химическим составом металла, а также дефектной структурой кристаллической решетки, что в свою очередь влияет на изменение магнитной доменной структуры материала.

Известно, что кристаллические металлы и сплавы характеризуются строго закономерным периодически повторяющимся в трех измерениях расположением структурных составляющих, имеющих дальний порядок в расположении атомов, образующих кристаллическую решетку (рис. 1,а).

Особенностью аморфных сплавов является отсутствие у них дальнего порядка в расположении атомов. Структура аморфных магнитомягких сплавов характеризуется отсутствием у них в аморфном состоянии строгой периодичности, присущей кристаллическому строению в расположении атомов, ионов, молекул (рис. 1,б) на протяжении сотен и тысяч периодов (параметров кристаллической решетки) [2, 3].

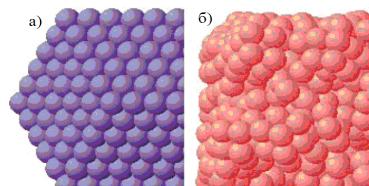


Рис. 1. Модели структуры дальнего и ближнего порядка расположения атомов:
а) кристаллического сплава; б) аморфного сплава

Считается, что отсутствие дальнего порядка в расположении атомов в аморфном состоянии приводит к изотропии магнитных свойств [2, 3].

В реальном состоянии аморфные сплавы подвержены изменению магнитных свойств, которые зависят от различных режимов термообработки. Это значит, что аморфные сплавы обладают анизотропией структуры, которая после термомагнитной обработки снижается [3].

В свою очередь анизотропия структуры аморфных сплавов, а также остаточные напряжения определяют магнитную анизотропию, формирующую доменную структуру, от которой и зависят магнитные свойства аморфных сплавов. В частности, от соотношения различных магнитных доменов зависят максимальная магнитная проницаемость μ_{max} , индукция насыщения B_s , коэрцитивная сила H_c , начальная магнитная проницаемость μ_0 .

Для получения сплава в аморфном состоянии его необходимо охладить ниже определенной температуры, называемой температурой стеклования. На процесс аморфизации сплава влияют легирующие элементы, входящие в его состав, которые замедляют процесс диффузии.

В настоящее время, для использования в электротехнических устройствах [4], интерес представляют аморфные магнитомягкие сплавы. Наибольшее распространение получили аморфные сплавы на основе металлов переходной группы железо – никель – кобальт ($Fe; Ni; Co$), взаимодействующие с металloidами бор – кремний – углерод ($B; Si; C$), которые понижают температуру плавления и обеспечивают более легкое достижение температуры стеклования аморфного сплава при его охлаждении. В результате исчезают междоменные границы, что приводит к высокой твердости, прочности и коррозионной стойкости таких материалов.

© Т.П. Павленко, М.Н. Токарь

Одним из важнейших преимуществ аморфных сплавов, по сравнению с кристаллическими составами металлов, является непрерывная смешиваемость различных их компонентов в большом интервале концентраций. Это позволяет получать однородные составы магнитного материала, которые невозможно получить для кристаллических металлов, т.к. в кристаллах образуется гетерогенная смесь фаз различного состава и структуры.

Расширение области смешиваемости компонентов аморфных сплавов позволяет достичь большого разнообразия физических, в том числе механических и химических свойств.

В результате многочисленных исследований [1-3], получены аморфные сплавы различных марок, обладающие:

- высокой прочностью и твердостью (до 1000 HV);
- высокой магнитной проницаемостью ;
- низкой коэрцитивной силой (H_c менее 8 А/м);
- достаточной магнитострикцией насыщения, регулируемой в широком диапазоне значений;
- высоким удельным сопротивлением;
- низким коэффициентом температурной зависимости,
- малыми потерями на гистерезис и вихревые токи.

Кроме того, аморфные сплавы имеют прямоугольную петлю гистерезиса и выпускается в виде ленты толщиной ~25-35 мкм (рис. 2).

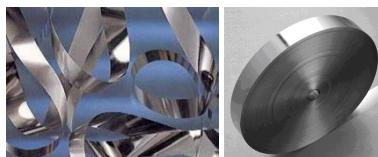


Рис. 2. Лента аморфного сплава

Таким образом, благодаря своим уникальным магнитным свойствам аморфные сплавы все больше находят свое применение в различных электротехнических устройствах. Целью работы является определение целесообразности применения аморфных сплавов в электромагнитных системах электрических аппаратов исходя из исследований их свойств. Разработанные методы исследований, позволяют определить:

- степень намагниченности и константу перпендикулярной анизотропии;
- удельные потери и индукцию насыщения при различной напряженности магнитного поля;
- магнитные характеристики аморфных сплавов при анизотропии свойств в поперечном, продольном направлениях ленты;
- физико-химические, механические и технологические свойства ленты из аморфного сплава и др.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Для определения намагниченности, индукции насыщения, остаточной индукции, константы перпендикулярной анизотропии вдоль и поперек проката аморфной ленты использовался сплав марки 7421. Исследования проводились как в исходном состоянии аморфной ленты, так и после термомагнитной обработки при температуре 400 °C в продольном (по от-

ношению к длине ленты) и поперечном полях напряженностью от 800 до 2000 А/м с воздушным охлаждением образцов (по нестандартным методикам).

Магнитная индукция образцов аморфной ленты марки 7421 определялась методом вибрационного магнитометра с применением эталонного образца. Форма петли гистерезиса аморфной ленты той же марки определялась с помощью гистерезисграфа и ферротестера со специальными датчиками, а также баллистическим методом в квазистатических полях напряженностью 0,25-2500 А/м.

Для более точного определения коэрцитивной силы, остаточной индукции и коэффициента прямоугольности петли гистерезиса проведены исследования аморфной ленты во взаимно перпендикулярных направлениях на не термообработанных и термообработанных плоских образцах размером 2,5×10 мм в открытой цепи с помощью индукционной установки (рис. 3).

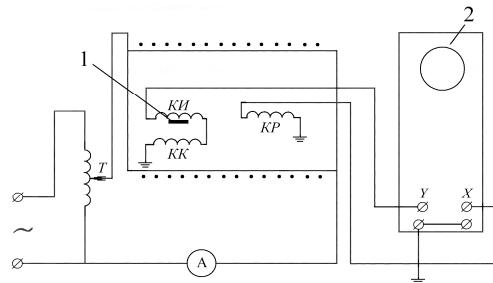


Рис. 3. Схема индукционной установки

Основными элементами индукционной установки являются: ферротестер, соленоид и датчик с катушками – измерительной (КИ), компенсационной (КК) и регистрирующей (KP). Образец 1 ленты аморфного сплава находился в зазоре КИ и вместе с датчиком помещался внутри соленоида. Перемагничивание образца осуществлялось полем, создаваемым соленоидом, который подключался через автотрансформатор (T) к сети переменного тока. При нахождении образца ленты в КИ возбуждалась э.д.с. индукции:

$$E \sim \frac{d\Phi}{dt} = \frac{dB}{dt} + 4\pi \cdot \frac{dJ_s}{dt},$$

где Φ – магнитный поток; B – индукция материала; J_s – намагниченность образца ленты.

Результатирующий сигнал, пропорциональный скорости изменения намагниченности dJ_s/dt после интегрирования подавался на вертикально отклоняющие пластины осциллографа 2. Таким же способом преобразованный сигнал от катушки KP, пропорциональный dH/dt , поступал на горизонтально отклоняющие пластины того же осциллографа. На экране возникала петля гистерезиса. По изображению петли, с помощью координатной сетки, нанесенной на экран определялась величина поля насыщения H_s и коэрцитивная сила H_c образца аморфной ленты.

Результаты приведенных исследований показали, что величина поля насыщения, измеренная вдоль и поперек проката образцов магнитной ленты аморфного сплава, практически одинакова, что позволяет сделать вывод об изотропности ленты аморфного сплава.

Существенное влияние на изменение коэрцитив-

ной силы и индукции (насыщения, остаточную) оказывает термомагнитная обработка магнитопровода из аморфного сплава. Результаты исследований образцов показали, что коэрцитивная сила уменьшилась более чем в два раза и составляет менее 5 А/м. Кроме того, уменьшается поле насыщения до 930 А/м, при котором достигается индукция насыщения сплава $B_s = 1,55$ Тл и, соответственно, возрастает прямоугольность петли гистерезиса до 63 % по сравнению с 45 % до термообработки магнитопровода.

Исследования магнитопроводов из аморфного сплава марки 7421 и электротехнической стали марки 3421 в трансформаторах тока полупроводникового расцепителя автоматического выключателя показали, что перемагничивание материала магнитопровода из электротехнической стали в зоне малых токов происходит по смещенной частной петле гистерезиса (рис. 4,а), что обусловлено несимметрией нагрузки трансформатора по полупериодам тока. В результате увеличивается погрешность тока и происходит неточное срабатывание устройства.

Результаты исследования магнитопроводов трансформаторов из аморфного сплава показали, что прямоугольность петли гистерезиса и малые потери на перемагничивание, могут существенно уменьшить погрешности тока, несмотря на то, что и здесь перемагничивание сердечника трансформатора тока осуществляется по частной петле гистерезиса (рис. 4,б).

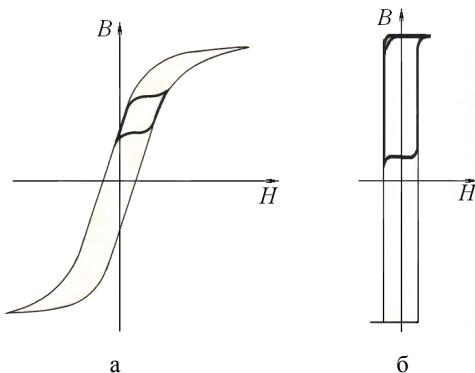


Рис. 4. Характеристики перемагничивания магнитопроводов трансформаторов тока:
а) электротехническая сталь; б) аморфный сплав

Дальнейшие исследования аморфных сплавов, согласно приведенным методам, и изучения их свойств продолжаются. Результаты исследований будут отражены в последующих публикациях.

ВЫВОДЫ

1. Проведенный анализ свойств аморфных сплавов показал возможность применения их в электромагнитных системах электрических аппаратов.

2. Разработаны методы исследования свойств аморфных сплавов, определяющие основные параметры такие как намагниченность, индукция насыщения, остаточная индукция, константа перпендикулярной анизотропии вдоль и поперек проката аморфной ленты. Перечисленные параметры определяют свойства материала магнитопровода.

3. В результате проведенных экспериментов было определено, что на прямоугольность петли и повышение индукции насыщения влияет термомагнитная обработка магнитопроводов.

4. Дальнейшее изучение свойств аморфных сплавов дает возможность определения их применения не только в электромагнитных системах электрических аппаратов, но и в электромагнитных системах электрических машин мощностью до 1 кВт.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мишин Д.Д. Магнитные материалы. – М.: Высш. шк., 1991. – 384 с.; ил.
2. Аморфные металлические сплавы / Под ред. Любorskого Ф.Е.: Пер. с англ. – М.: Металлургия, 1987. – 584 с.
3. Кекало И.Б. Атомная структура аморфных сплавов и ее эволюция. – М.: Высш.шк., 2006. – 340 с.
4. Павленко Т.П. Применение аморфных сплавов в устройствах защитного отключения. // Сб. научн. тр. Донбасского госуд. техн. ун-та. – Алчевск: Дон ГТУ. – 2008. – Вып. 26. – С. 343-347.

Bibliography (transliterated): 1. Mishin D.D. Magnitnye materialy. - M.: Vyssh. shk., 1991. - 384 s.; il. 2. Amorfnye metallicheskie splavy / Pod red. Lyuborskogo F.E.: Per. s angl. - M.: Metallurgiya, 1987. - 584 s. 3. Kekalo I.B. Atomnaya struktura amorfnyh splavov i ee `evolyuciya. - M.: Vyssh.shk., 2006. - 340 s. 4. Pavlenko T.P. Primenenie amorfnyh splavov v ustrojstvah zaschitnogo otklyucheniya. // Sb. nauchn. tr. Donbasskogo gosud. tehn. un-ta. - Alchevsk: Don GTU. - 2008. - Vyp. 26. - S. 343-347.

Поступила 29.03.2013

Павленко Тетяна Павлівна., д.т.н., проф.
Токар Максим Миколайович
Національний технічний університет
"Харківський політехнічний інститут"
кафедра електричних машин
61002, Харків, вул. Фрунзе, 21
тел. (044) 7076844, e-mail: khpavlenko@yandex.ru

Pavlenko T.P., Tokar M.N.

Analysis and study of amorphous alloys properties.

The paper reviews and analyzes properties of amorphous alloys for the purpose of their application in magnetic systems of electrical apparatus instead of high-permeability electric steels. The studies have shown a possibility of utilizing these alloys in the magnetic structure of a current transformer in the pulsed voltage stabilizer of an automated circuit-breaker semiconductor release.

Key words – amorphous alloys, magnetic properties, anisotropy, magnetic circuit, current transformer.

РІВНЯННЯ НЕСИМЕТРІЇ ВУЗЛА ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОМОТОРІВ ПРИ МІЖФАЗНОМУ КОРОТКОМУ ЗАМИКАННІ

Запропоновано формулу обчислення напруги вузла живлення електричних моторів від спільногого трансформатора в разі короткого замикання двох фаз. Формула призначена для використання на кожному часовому кроці інтегрування рівнянь стану електромеханічної системи.

Предложено формулу вычисления напряжения узла питания электрических двигателей от общего трансформатора в случае короткого замыкания двух фаз. Формула предназначена для использования на каждом временном шаге интегрирования уравнений состояния электромеханической системы.

ВСТУП

Дана стаття є третьою з присвячених нами екстремальній несиметрії, зумовленій обривами і короткими замиканнями в групових вузлах. Так, у [1] йдеться про обрив фази одного з задіяних пристрій. У [2], навпаки, – випадок її короткого замикання. У даній статті розглядається міжфазне коротке замикання в груповому вузлі. Для прикладу розглядається вузол живлення асинхронних моторів від спільногого трансформатора. Несиметричний стан зумовлений к. з. двох фаз. Для спрощення викладу на рис. 1 показано схему системи з трансформатором і двома моторами. Ушкодження відбулося між фазами *B* і *C*.

Але спочатку повторимо з [2] теорію неушкодженої системи, яку затим узагальнимо на випадок міжфазного короткого замикання

РІВНЯННЯ СИМЕТРИЧНОГО СТАНУ

Рівняння електромагнетної системи складаються з рівнянь її елементів, що відображають їхню внутрішню природу, і структурних рівнянь, що відображають спосіб з'єднання елементів між собою.

А-модель трансформатора. Рівняння трансформатора запишемо в нормальній формі Коші [2]

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= A_1(u_1 - r_1 i_1) + A_{21}(u_2 - r_2 i_2); \\ \frac{di_2}{dt} &= A_{21}(u_1 - r_1 i_1) + A_2(u_2 - r_2 i_2), \end{aligned} \quad (1)$$

де u_1, u_2 – колонки напруг первинної і вторинної обмоток; i_1, i_2 – колонки струмів; A_1, A_{21}, A_2 – матриці коефіцієнтів, алгоритм обчислення яких можемо знайти в джерелах з математичного моделювання, напр. [3].

А-модель асинхронного мотора. Рівняння асинхронного мотора подібно до (1) теж записуються в нормальній формі Коші [2]. Скористаємося їх формою, при якій струми й напруги обмотки статора тоді ж власним фазним величинам

$$\begin{aligned} \frac{di_S}{dt} &= A_S(u_S - r_S i_S) + A_{SR}(\Omega_R \Psi_R - r_S i_S); \\ \frac{di_R}{dt} &= A_{RS}(u_S - r_S i_S) + A_R(\Omega_R \Psi_R - r_R i_R), \end{aligned} \quad (2)$$

де u_S, u_R – колонки напруг статорної і роторної обмоток; i_S – колонка статорних струмів; Ψ_R – колонка повних роторних потокозчеплень; Ω_R – матриця кутової швидкості; A_S, A_{SR}, A_{RS}, A_R – матриці коефіцієнтів. Алгоритм обчислення цих матриць і колонок теж можемо знайти напр. у [3]. Рівняння електромагнетного стану слід доповнити рівнянням механічного руху

$$\frac{d\omega}{dt} = f(i_S, i_R, \omega, t). \quad (3)$$

Ми не конкретизуємо до алгоритмічного рівня рівнянь (1) – (3), тільки тому, що тут це не є принципово. Структурні рівняння електричного кола вузла живлення записуємо за першим і другим законами Кірхгофа

$$\sum_{i=1}^n i_{Si} + i_2 = 0; \quad u_{Si} = u_2, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (4)$$

де n – число заживлених у вузлі моторів.

Вирази (1) – (4) утворюють повну систему алгебро-диференціальних рівнянь електромеханічного стану досліджуваної електромеханічної системи.

Оскільки в таких системах не передбачається наявність нульових провідників між нульовими точками трифазних обмоток трансформатора й моторів, то в (1), (2), (4), виходячи з закону струмів Кірхгофа, опустимо і струми, і напруги фази *C* задіяних окремих елементів.

Основна проблема подальшого аналізу полягає у визначенні колонки невідомих напруг вузла живлення $u_2 = (u_{2A}, u_{2B})$ – напруг вторинної обмотки трансформатора. Знаючи u_2 на даному часовому кроці інтегрування, система $2(n+1)$ матричних рівнянь (1), (2) і n звичайних (3) розпадаються на окремі незалежні рівняння, числове інтегрування яких очевидне.

Продиференціюємо рівняння струмів (4) за часом

$$\sum_{i=1}^n \frac{di_{Si}}{dt} + \frac{di_2}{dt} = 0. \quad (5)$$

Підставляючи в (5) рівняння вторинної обмотки трансформатора (1) і рівняння статорних обмоток моторів (2), з урахуванням другого виразу (4) одержуємо потрібний вираз для напруг вузла

$$u_2 = AY, \quad (6)$$

де

$$\begin{aligned} A &= \left(A_2 + \sum_{i=1}^n A_{Si} \right)^{-1}; \quad Y = -A_{21}(u_1 - r_1 i_1) + \\ &+ A_{21}r_2 i_2 + \sum_{i=1}^n (+A_{Si}r_{Si} - A_{SRi}(\Omega_R \Psi_R - r_R i_R)). \end{aligned} \quad (7)$$

РІВНЯННЯ НЕСИМЕТРІЧНОГО СТАНУ

А тепер розглянемо пошкоджену систему коротким замиканням між фазами *B* і *C* безпосередньо у вузлі живлення, як це показано на рис. 1. Зауважимо, що вибір тих чи інших закорочених фаз є непринциповим.

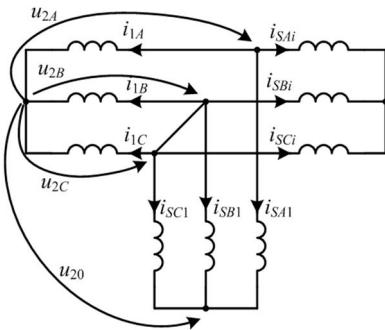


Рис. 1. Схема електромашинної системи

Запишемо диференціальні рівняння всіх трьох фаз статора ушкодженого i -го мотора у вигляді

$$\begin{aligned}\frac{d\Psi_{SAi}}{dt} &= u_{2A} - r_{Si}i_{SAi}; \quad \frac{d\Psi_{SBi}}{dt} = u_{2B} - r_{Si}i_{SBi}; \\ \frac{d\Psi_{SCi}}{dt} &= u_{2C} - r_{Si}i_{SCi},\end{aligned}\quad (8)$$

де $\Psi_{ski} = (k = A, B, C)$ – повні потокозчеплення фаз статора i -го мотора

$$\Psi_{ski} = \Psi_k + L_{\sigma i}i_{ski}, \quad (k = A, B, C),$$

причому Ψ_k – основні потокозчеплення; L_{σ} – індуктивність дисипації обмотки статора.

Міжфазне коротке замикання незалежно в якому з елементів системи зумовлює те, що

$$u_{2B} = u_{2C}. \quad (10)$$

Якщо тепер підставити (9) у (8) і просумувати усі три рівняння (8) за тотожності, що

$$\Psi_A + \Psi_B + \Psi_C \equiv 0,$$

то за умови (10) одержимо

$$u_{20} = (u_{2A} + 2u_{2B})/3. \quad (12)$$

Згідно з графічною побудовою рис. 1 маємо очевидні залежності

$$u_{SAi} = u_{2A} - u_{20}; \quad u_{SBi} = u_{2B} - u_{20}; \quad u_{SCi} = u_{2C} - u_{20}. \quad (13)$$

На підставі (12), (13) формуємо матричне рівняння

$$u_{Si} = C_2 u_2, \quad (14)$$

де

$$C_2 = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -2 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Підставляючи (15) у (6), одержуємо шукану корекцію першого виразу (7) на випадок міжфазного короткого замикання фази B і C вузла живлення моторів

$$A = \left(A_2 + \left(\sum_{i=2}^n A_{Si} \right) C_2 \right)^{-1}. \quad (16)$$

Решта виразів у (6), (7) залишаються без зміни.

У випадку наявності серед заживлених моторів синхронних метод аналізу залишається незмінним. У такому разі визнають відповідної корекції лише рівняння (2), а відтак (7), (16).

Якщо струми й напруги задіяних моторів будуть представлені в області координатних перетворень, наприклад, у осях x , y чи d , q , то структурні рівняння (4) дещо ускладнюються

$$\sum_{i=1}^n \Pi_i^{-1} i_{Si} + i_2 = 0; \quad \Pi_i^{-1} u_{Si} = u_2, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (17)$$

де Π_i^{-1} – обернені матриці координатних перетворень до фазних величин. Але запис рівнянь електромоторів як елементів системи в перетворених координатах недоцільний.

Результати симуляції показані на рис. 2.

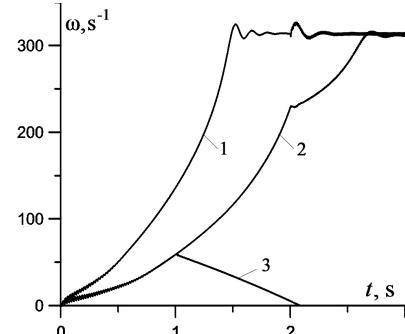


Рис. 2. Пуск моторів: ненавантаженого A12-52-8А (1) і навантаженого (1000 Нм) A13-62-8 (2, 3) від спільногого трансформатора при к.з. в момент $t = 2$ с (2) і $t = 1$ с (3)

ВИСНОВОК

Запропоновано метод обчислення напруг вузла живлення електромоторів від спільногого трансформатора в разі міжфазного к.з. Це дає можливість рівняння стану електромеханічної системи представити в нормальній формі Коші.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- Чабан В.Й., Чабан О.В. Екстремальна несиметрія вузла живлення асинхронних моторів // Електротехніка і електромеханіка. – 2012. – № 4. – С. 43-44.
- Чабан В.Й., Чабан О.В. Рівняння несиметрії вузла живлення електромоторів при фазному короткому замиканні // Електротехніка і електромеханіка. – 2013. – № 2. – С. 38-39.
- Чабан В. Математичне моделювання електромеханічних процесів. – Львів, 1997. – 344 с.

Bibliography (transliterated): 1. Chaban V.J., Chaban O.V. Ekstremal'na nesimetriya vuzla zhivleniya asinhronnykh motorov // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2012. - № 4. - S. 43-44. 2. Chaban V.J., Chaban O.V. Rivnyannya nesimetrii vuzla zhivleniya elektromotoriv pri faznomu korotkomu zamikanni // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2013. - № 2. - S. 38-39. 3. Chaban V. Matematichne modelyuvannya elektromehanichnih procesiv. - Lviv, 1997. - 344 s.

Надійшла 14.05.2013

Чабан Василь Йосипович, д.т.н., проф.

Національний університет "Львівська політехніка"

Й Рицівський університет

79021, Львів, вул. Кульпарківська, 142, кв. 33

тел: (067) 7202181, e-mail: vtchaban@polynet.lviv.ua

Чабан Остап Васильович, к.т.н., доц.

Національний університет "Львівська політехніка"

79021, Львів, вул. Акад. Лазаренка, 38, кв. 14

тел: (067) 6734482

Tchaban V.Y., Tchaban O.V.

Equations of electric motor power supply unit dissymmetry under phase-to-phase short-circuit fault.

In the paper, a formula is introduced to calculate electric motor supply unit voltage under feeding by a common transformer in the condition of a phase-to-phase short-circuit. The formula is used in every time step of electromechanical state equations integration.

Key words – power supply unit, transformer, electric motors, phase-to-phase short-circuit.

МОДЕЛИРОВАНИЕ МОЩНОГО ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА, ВЫПОЛНЕННОГО НА ОСНОВЕ МНОГОПУЛЬСНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА

Запропонована методика побудови комп'ютерної моделі електропривода змінного струму на основі двадцятичотирьохпульсного автономного інвертора струму. На основі розробленої методики створена Matlab-модель частотно-регульованого електропривода, що здатна працювати у квазистатичних і переходних режимах.

Предложена методика построения компьютерной модели электропривода переменного тока на основе двадцатичетырехпульсного автономного инвертора тока. На основе разработанной методики создана Matlab-модель частотно-регулируемого электропривода, способная работать в квазистатических и переходных режимах.

ВВЕДЕНИЕ

В современных частотно регулируемых электроприводах большой мощности широкое применение получили преобразователи частоты на основе многоуровневых инверторов напряжения и диодных неуправляемых выпрямителей с емкостным фильтром [1-4]. Основным достоинством многоуровневых преобразователей является возможность применения силовых схем инверторов без последовательного включения транзисторов при средних номинальных напряжениях нагрузки. Наряду с этим не исчерпала своих возможностей в области электроприводов большой мощности давно известная схема автономного инвертора тока с отсекающими диодами (АИТ-ОД) [5].

К недостаткам преобразователя частоты на основе АИТ-ОД и шестипульсного мостового управляемого выпрямителя следует отнести несинусоидальность и сдвиг по фазе относительно напряжения основной гармоники сетевого тока. Однако в мощном многопульсном преобразователе частоты форма сетевого тока становится практически синусоидальной.

Достоинствами схемы являются:

- возможность глубокого регулирования скорости вращения вала машины переменного тока (асинхронной или синхронной) при использовании частотных методов регулирования;
- возможность возврата (рекуперации) энергии электрической машины в питающую сеть;
- использование коммутатора, выполненного на однооперационных тиристорах, что позволяет создавать схемы, рассчитанные на большие токи в ключах;
- длинный (до 150 м) кабель между тиристорным мостом и нагрузкой.

Как известно, для снижения влияния тиристорного управляемого выпрямителя на питающую сеть, необходимо увеличивать его пульсность. Увеличение пульсности схемы АИТ-ОД также благоприятно сказывается на качестве напряжений и токов машины переменного тока, питаемой от такого преобразователя.

В данной статье рассматривается преобразователь частоты, выполненный по 24-х пульсной симметричной схеме, питаемый от трехфазной сети переменного тока, мощностью КЗ 250MVA и действующим значением линейного напряжения 10kV, нагруженный на асинхронный двигатель (АД), мощностью 8MW с номинальным действующим значением линейного напряжения статора 10kV.

Моделирование электромагнитных процессов в мощных полупроводниковых преобразователях на

начальной стадии проектирования получило широкое распространение. Моделирование позволяет качественно оценить работу всей преобразовательной системы, включая питающую сеть, коммутатор, машину с исполнительным механизмом и систему автоматического регулирования, произвести, в случае необходимости, коррекцию расчетных параметров, настроить контуры регулирования. Современный уровень развития средств компьютерного моделирования позволяет создавать виртуальные модели, имитирующие с высокой точностью процессы в промышленных образцах преобразовательных систем как в статических, так и в динамических режимах в реальном масштабе времени.

Разработанная 24-х пульсная Matlab-модель позволяет анализировать процессы в системе электропривода при широком диапазоне изменения параметров силовой схемы и системы автоматического управления. В модели предусмотрены блоки для определения коэффициентов несинусоидальности токов и напряжений на входе и выходе преобразователя, а также для расчета КПД преобразователя с учетом потерь энергии во всех элементах схемы, включая кабели, трансформаторы, реакторы, тиристоры, диоды и снаббера.

СХЕМА СИЛОВОЙ ЦЕПИ И ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕМЕНТОВ АИТ-ОД

Структурная схема АИТ-ОД преобразователя приведена на рис. 1.

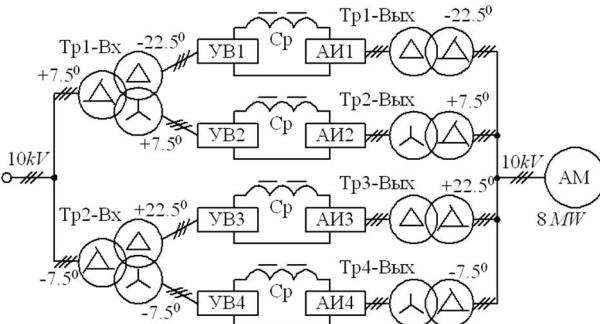


Рис. 1. Структурная силовая схема электропривода на основе АИТ-ОД

Схема представляет собой четыре однотипных ячейки мощностью 2MW, каждая из которых состоит, в свою очередь, из шестипульсного мостового тиристорного управляемого выпрямителя (УВ), питающего через слаживающий реактор (Ср) трехфазную шестипульсную схему автономного инвертора тока с

отсекающими диодами. Номинальное линейное напряжение на входе УВ и выходе АИТ-ОД составляет $690V$, номинальный ток в звене постоянного тока – $2500A$. Ячейки потенциально разделены со входным источником питания и нагрузкой входным и выходным трансформаторами. Трансформаторы, посредством схем соединения обмоток, создают во входной и выходной цепях структуры соответствующий фазовый сдвиг токов ячеек, обеспечивая двадцатичетырехпульсный режим работы по входу и по выходу.

Для получения 24-х пульсного режима работы по входной цепи необходимо обеспечить фазовый сдвиг в 15 эл.град. между трехфазными системами линейных напряжений вентильных обмоток входных трансформаторов, питающих четыре ячейки структуры. Для этого из нескольких возможных вариантов была выбрана симметричная схема, состоящая из двух трехобмоточных трансформаторов, сетевые обмотки которых соединены в зигзаг, обеспечивающий фазовый сдвиг на $+7.5$ и -7.5 эл.град. соответственно. Одна из двух вентильных обмоток обоих трансформаторов соединена в звезду, а другая – в треугольник. Отметим, что в трансформаторе с фазовым сдвигом зигзага на $+7.5$ эл.град., треугольник должен иметь фазовый сдвиг -30 эл.град., а в трансформаторе с фазовым сдвигом зигзага на -7.5 эл.град., треугольник должен иметь фазовый сдвиг $+30$ эл.град. соответственно. В результате на вентильных обмотках в четырех ячейках схемы получаются симметричные трехфазные системы напряжений с фазовым сдвигом относительно сетевого напряжения в -22.5 , $+7.5$, $+22.5$ и -7.5 эл.град. соответственно (см. рис. 1). Очевидно, что данные системы трехфазных напряжений имеют фазовый сдвиг друг относительно друга в 15 эл.град., что обеспечивает 24-х пульсный режим работы по входной цепи. Также можно отметить, что выбранная схема питания ячеек имеет фазовые сдвиги, симметричные относительно напряжения питающей сети.

Вместо двух трехобмоточных трансформаторов можно использовать четыре двухобмоточных с соединением сетевых обмоток в зигзаг, а вентильных – в звезду и треугольных таким образом, чтобы обеспечить описанный выше фазовый сдвиг.

Схема выходных трансформаторов аналогична входной схеме с тем лишь отличием, что в ней изначально используются четыре двухобмоточных трансформатора, со схемой соединения обмоток, обращен-

ных к АМ, в зигзаг (у двух трансформаторов со сдвигом в $+7.5$ эл.град., а у двух других в -7.5 эл.град.), а обмоток, обращенных к АИТ-ОД – в звезду или треугольник в точном соответствии со входной цепью. Выходные трансформаторы аналогичны входным, обеспечивая фазовый сдвиг в -22.5 , $+7.5$, $+22.5$ и -7.5 эл.град. симметричных трехфазных систем напряжений на выходах четырех ячеек АИТ-ОД относительно 3-х фазной системы напряжений на статоре АМ, что обеспечивает эквивалентный 24-х пульсный режим работы выходной цепи схемы.

При практической реализации описанной выше структуры учтем несколько важных моментов.

Так как трехфазные системы напряжений выпрямителя и выходной цепи инвертора разделены звеном постоянного тока с большой индуктивностью, схема соединения обмоток входного и выходного трансформатора отдельной ячейки не обязательно должна быть симметричной. Важно, чтобы соблюдался фазовый сдвиг в 15 эл.град. между симметричными 3-х фазными системами напряжений на входах всех выпрямителей и, соответственно, на выходах всех инверторов, а также обеспечивался симметричный сдвиг в -22.5 , $+7.5$, $+22.5$ и -7.5 эл.град. трехфазных напряжений, питающих выпрямитель, относительно сети и выходных напряжений инверторов относительно напряжения статора АМ.

Системы управления ячейками выпрямителей должны синхронизироваться напряжениями вентильных обмоток питающих трансформаторов или, в случае синхронизации с напряжением питающей сети, обеспечить начальный фазовый сдвиг управляющих импульсов, соответствующий фазовому сдвигу системы питания ячейки относительно сетевого напряжения.

Система управления автономных инверторов должна обеспечить фазовый сдвиг выходного напряжения ячейки, соответствующий фазовому сдвигу относительно напряжения статора АМ, предусмотренному схемой соединения обмоток выходного трансформатора ячейки.

Так как схемы соединения четырех ячеек структуры, представленной на рис. 1, идентичны, рассмотрим параметры основных элементов схемы на примере одной из ячеек для случая применения двухобмоточных трансформаторов во входной и выходной цепи. Принципиальная схема ячейки приведена на рис. 2.

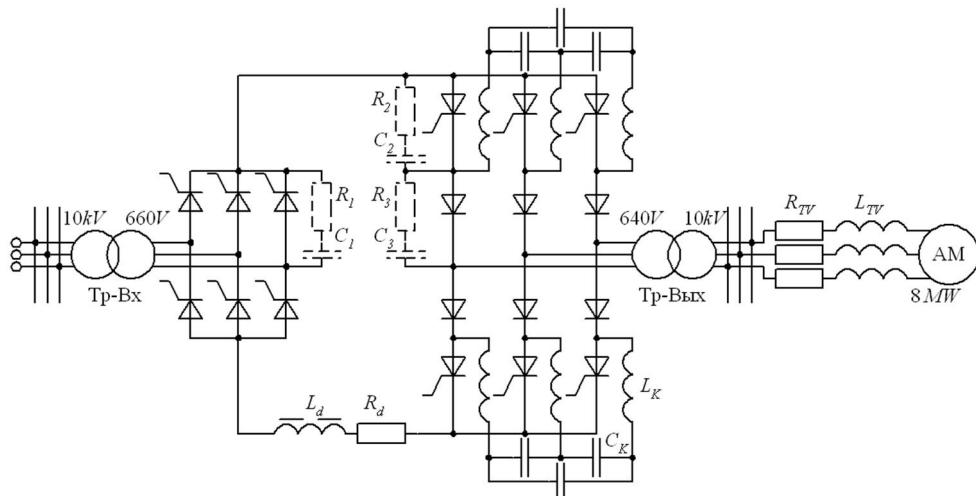


Рис. 2. Принципиальная схема ячейки АИТ-ОД

Схема запитана от симметричного 3-х фазного источника переменного напряжения частотой 50Hz с мощностью короткого замыкания в точке подключения преобразователя $P_{K3}=250MVA$ и действующим значением линейного напряжения $U_S=10kV$. Исходя из этого, для дальнейших расчетов принимаем активное сопротивление питающей сети $R_S=0$, индуктивность питающей сети $L_S=1.27*10^{-3}H$.

В входной ячейке используется трансформатор мощностью $P_H=2600kVA$ с действующим значением линейных напряжений сетевой и вентильной обмоток $U_1=10kV$ и $U_2=660V$ соответственно и относительным напряжением короткого замыкания $e_K=8\%$.

В выходной ячейке используется трансформатор мощностью $P_H=2600kVA$ с действующим значением линейных напряжений сетевой и вентильной обмоток $U_1=10kV$ и $U_2=660V$ соответственно и относительным напряжением короткого замыкания $e_K=3\%$.

В вентильном комплекте используются однооперационные тиристоры и диоды. Для дальнейших расчетов принимаем, что в одном плече мостового преобразователя установлен один тиристор и один диод. В выпрямительном мосте используются однооперационные тиристоры со следующими параметрами: прямое падение напряжения $V_f=1.2V$, сопротивление в открытом состоянии $R_{ON}=0.116m\Omega$. Тиристоры снабжены цепями защиты (снаберами) с сопротивлением $R_S=24.6\Omega$, емкостью $C_S=0.1\mu F$. В инверторном мосте используются однооперационные тиристоры со следующими параметрами: прямое падение напряжения $V_f=1.25V$, сопротивление в открытом состоянии $R_{ON}=0.136m\Omega$. Тиристоры снабжены цепями защиты (снаберами) с сопротивлением $R_S=12.3\Omega$, емкостью $C_S=0.13\mu F$. Также используются отсекающие диоды со следующими параметрами: прямое падение напряжения $V_f=1V$, сопротивление в открытом состоянии $R_{ON}=80\mu\Omega$. Диоды снабжены цепями защиты (снаберами) с сопротивлением $R_S=24.6\Omega$, емкостью $C_S=0.1\mu F$.

На выходе выпрямителя установлен слаживающий реактор с индуктивностью $L_d=1.5mH$ и активным сопротивлением $R_d=1.5m\Omega$.

В схеме АИТ-ОД используются коммутирующие конденсаторы, емкостью $C_K=1372\mu F$. Последовательно с ними включены токоограничивающие дроссели с индуктивностью $L_K=7\mu H$.

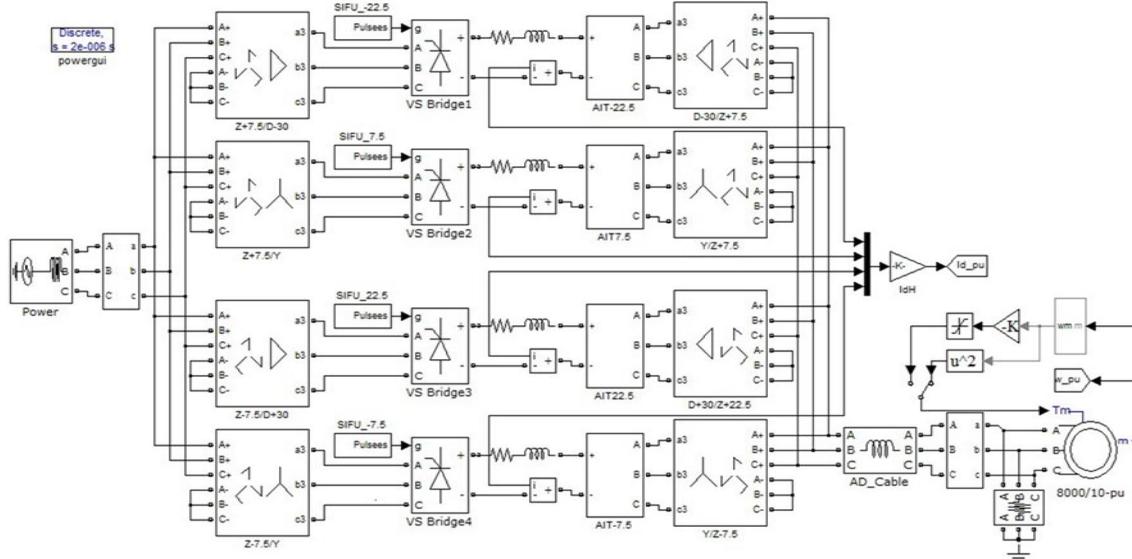


Рис. 3. Matlab-модель АИТ-ОД

Преобразовательный комплект соединен с асинхронной машиной трехжильным кабелем длиной 150m с активным сопротивлением $R_{TV}=0.0526\Omega$ и индуктивностью $L_{TV}=75\mu H$.

Асинхронная машина имеет следующие параметры: номинальная мощность $P_H=8MVA$; номинальное линейное напряжение обмоток статора $U_{SH}=10kV$; номинальная частота вращения ротора $2985r/min.$; относительное сопротивление и индуктивность обмотки статора $R_S^*=0.00409$ и $L_S^*=0.0857$; относительное сопротивление и индуктивность ротора $R_R^*=0.04$ и $L_R^*=0.1366$; относительная индуктивность взаимоиндукции $L_m^*=4.38$; число пар полюсов $p=1$.

MATLAB-МОДЕЛЬ АИТ-ОД

В соответствии с описанной выше структурой, в программном пакете *MatLab/Simulink* была составлена модель АИТ-ОД с асинхронной машиной в качестве нагрузки, приведенная на рис. 3.

Отличием модели по рис. 3 от структуры на рис. 1 является наличие четырех двухобмоточных трансформаторов на входе вместо двух трехобмоточных, что обусловлено отсутствием в пакете *SimPowerSys* моделей трехобмоточных трансформаторов с возможностью задания схемы соединения обмоток в зигзаг. Однако, как было отмечено выше, такая замена является вполне допустимой с точки зрения алгоритма работы системы в целом в случае соблюдения необходимого фазового сдвига напряжений вентильных обмоток четырех ячеек относительно входного напряжения.

Так как схема модели по рис. 3 составлена в точном соответствии с описанной выше структурой и в неё заложены приведенные ранее параметры элементов, опишем лишь назначение её блоков.

Питающая сеть моделируется трёхфазным источником переменного напряжения с последовательно включенными в фазы реакторами.

Между источником и общей точкой соединения четырех ячеек структуры включен блок измерителей мгновенных фазных токов и напряжений, позволяющий оценить влияние преобразователя на питающую сеть в любом интервале времени.

Четыре ячейки структуры моделируются однотипно. Каждая имеет на входе трехфазный двухобмоточный трансформатор с соединением сетевой обмотки в зигзаг, а вентильной – в треугольник или звезду. Схема соединения обмоток указана на блоке трансформатора, а фазовые сдвиги указаны в подписи к блоку. По аналогичному принципу моделируются и выходные трансформаторы ячеек (см. рис. 3).

Схема шестипульсного мостового управляемого выпрямителя моделируется стандартным блоком *Universal Bridge*, на который подаются управляющие импульсы от вертикальной системы импульсно-фазового управления с косинусоидальной характеристикой ФСУ. Фазовый сдвиг опорных напряжений ФСУ относительно напряжения питающей сети указан в названии системы управления каждой из ячеек.

В цепь постоянного тока включены индуктивное и активное сопротивление, величины которых соответствует L_d и R_d . Туда же включен измеритель тока цепи, необходимый для работы системы автоматиче-

ского регулирования схемы и контроля мгновенного значения постоянного тока схемы.

На выходе звена постоянного тока включен блок, моделирующий схему АИТ-ОД и её систему правления. Внутреннее содержимое блока полностью соответствует схеме АИТ-ОД, приведенной на рис. 2. В диалоговом окне блока можно задать величину коммутирующей ёмкости конденсатора и индуктивности реактора в контуре коммутации тока C_K и L_K а также фазовый сдвиг выходных напряжений инвертора относительно напряжения статора АМ. Установленный в соответствии со схемой соединения обмоток выходного трансформатора фазовый сдвиг выходных напряжений инверторов указан в названии блоков.

Блок *AD_Cable* моделирует индуктивность и активное сопротивление трехжильного кабеля L_{TV} и R_{TV} , соединяющего преобразователь с асинхронной машиной. На входе АМ включен блок измерителей мгновенных фазных токов и напряжений статора.

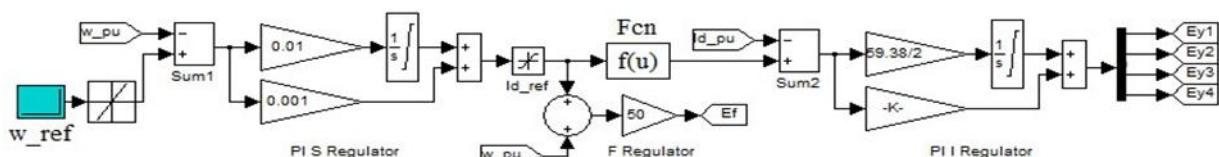


Рис. 4. Matlab-модель САР АИТ-ОД

Асинхронная машина моделируется стандартным блоком *SimPowerSys* в относительных единицах. Параметры её модели заданы в соответствии с данными, приведенными выше. Характер момента нагрузки, приложенного к валу машины, может быть отмоделирован либо жестким заданием момента (в относительных единицах), либо зависимостью так называемого "вентиляторного" характера, при котором момент, приложенный к валу машины, пропорционален квадрату относительной частоты его вращения. Отметим, что для моделирования использовалась нагрузка с вентиляторной характеристикой, соответствующая реальному объекту.

MATLAB-МОДЕЛЬ САР АИТ-ОД

Система автоматического регулирования (САР) преобразователем, предназначенная для осуществления частотного пуска АМ и поддержания заданной скорости вращения его вала при заданной величине нагрузки, выполнена по скалярному принципу. Структура скалярной системы автоматического регулирования при этом строится по принципу подчиненного двухинтегрирующего регулятора тока скольжения, модель которого приведена на рис.4.

Входным сигналом САР является сигнал задания частоты вращения ротора АМ, поступающий из блока w_{ref} на задатчик интенсивности, с выхода которого поступает на устройство сравнения *Sum1*, где из него вычитается сигнал обратной связи датчика угловой скорости вращения ротора АМ. Разностный сигнал поступает на пропорционально-интегральный регулятора скольжения *PI_S_Regulator*, вырабатывающий сигнал, пропорциональный скольжению двигателя. Выходной сигнал регулятора скольжения, ограниченный на уровне номинально скольжения асинхронной машины (для исследуемой машины – 0.5%), поступает одновременно на два внутренних контура регулирования – регулятор выходной частоты АИТ-ОД и регулятор тока УВ.

На входе пропорционального регулятора частоты *F_Regulator* сигнал задания скольжения суммируется

с сигналом обратной связи по угловой скорости ротора АМ. Результирующий сигнал, определяющий задание синхронной скорости АД, подается на систему управления автономным инвертором, задавая его выходную частоту. Отметим следующее: несмотря на то, что регулятор частоты АИТ-ОД подчинен регулятору скольжения, выходной сигнал регулятора скольжения не является задающим для регулятора частоты, т.к. на него вводится не отрицательная, а положительная связь по угловой скорости.

Поскольку электромагнитный момент двигателя пропорционален квадрату тока статорной обмотки ($M \approx I_S^2$), который, в свою очередь, пропорционален абсолютному скольжению ($I_S^2 \approx S_a$), выходной сигнал регулятора скольжения пропорционален S_a и является сигналом задания электромагнитного момента АД. Ограничением выходного сигнала регулятора скольжения можно воздействовать на ограничение максимального момента АД.

Прежде чем поступить на регулятор тока, выходной сигнал регулятора скольжения проходит через функциональный преобразователь *Fnc*, определяющий задание тока статора I_S в функции абсолютного скольжения S_a . Эта зависимость является нелинейной функцией, которая на рабочем участке механической характеристики АД отвечает условию $I_S^2 \approx S_a$. Кривые этих зависимостей симметричны относительно оси тока (задания тока), что определяется симметрией механических характеристик АД в двигательном и генераторном режимах работы. Коэффициент передачи функционального преобразователя определяется соотношением

$$k_{\Phi\Pi} = \sqrt{\left(\frac{U_{3,T \max}}{U_{3,T \min}}\right)^2 - 1} / S_{KT}, \quad (1)$$

где $U_{3,T \max}$ – сигнал, определяющий задание максимального тока статора; $U_{3,T \min}$ – сигнал, определяю-

щий задание минимального тока статора, равного току холостого хода исследуемой машины; S_{KT} – критическое скольжение АД.

Выходной сигнал функционального преобразователя поступает на устройство сравнения *Sum2*, где из него вычитается сигнал обратной связи от датчика постоянного тока на выходе УВ. Разностный сигнал поступает на пропорционально-интегральный регулятора тока *PI_I_Regulator*, вырабатывающий сигнал управления e_U для системы импульсно-фазового управления УВ. В описываемой модели один и то же сигнал задания тока сравнивается с четырьмя сигналами обратной связи четырех ячеек структуры, в результате чего вырабатываются четыре сигнала задания для четырех УВ. Т.е. можно сказать, что реализованы четыре регулятора тока с одинаковыми параметрами и общим сигналом задания для каждой из ячеек преобразователя.

ДЕМОНСТРАЦИЯ РАБОТЫ MATLAB-МОДЕЛИ АИТ-ОД

Синтезированная Matlab-модель позволяет исследовать работу электропривода на основе АИТ-ОД как в статических, так и в динамических режимах, получать машинограммы токов и напряжений на лю-

бых элементах схемы, рассчитывать требуемые характеристики и параметры схемы, вносить, при необходимости, корректизы в её работу.

На рис. 5, 6 приведены машинограммы токов и напряжений питающей сети и обмотки статора асинхронной машины в установившемся режиме работы, снятые для фазы А при частотах на выходе инверторов 25 и 50 Гц соответственно. Из рисунков видно, что формы кривых тока и напряжения статора асинхронной машины, а также фазного тока и напряжения питающей сети близки к синусоидальной. Это обеспечивается применением 24-х пульсной структуры преобразователя по входу и выходу без использования специальных фильтров.

Качественно, охарактеризовать схему можно с помощью коэффициентов несинусоидальности фазных токов и напряжений питающей сети и обмоток статора асинхронной машины, а также коэффициентом полезного действия преобразователя.

В табл. 1. представлены результаты расчета коэффициентов несинусоидальности токов и напряжений на входе и выходе преобразователя, а также коэффициента полезного действия при изменении частоты на выходе от 15 до 50 Hz.

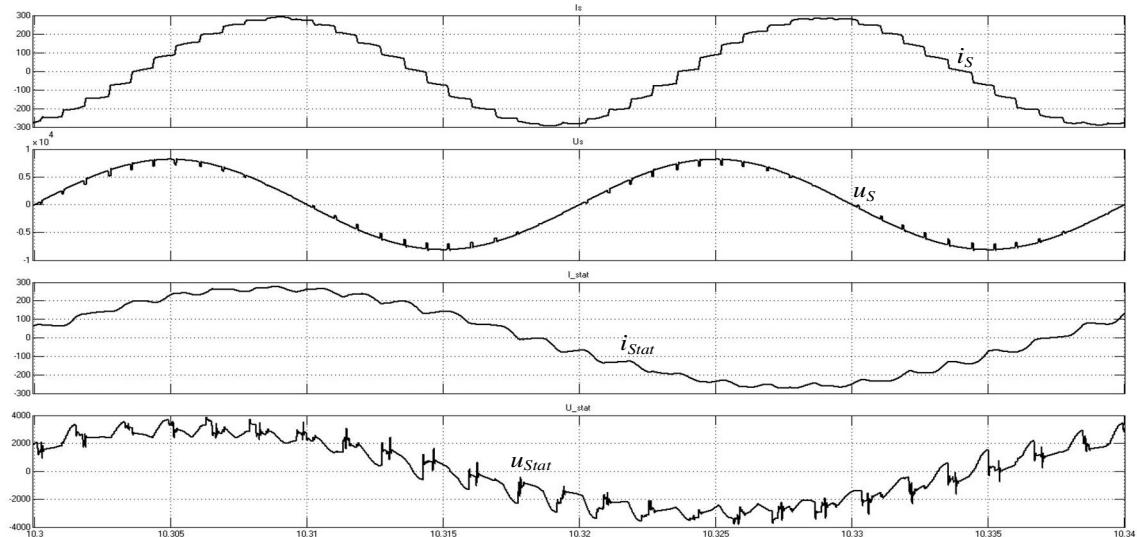


Рис. 5. Машинограммы токов и напряжений питающей сети и обмотки статора при частоте 25Гц

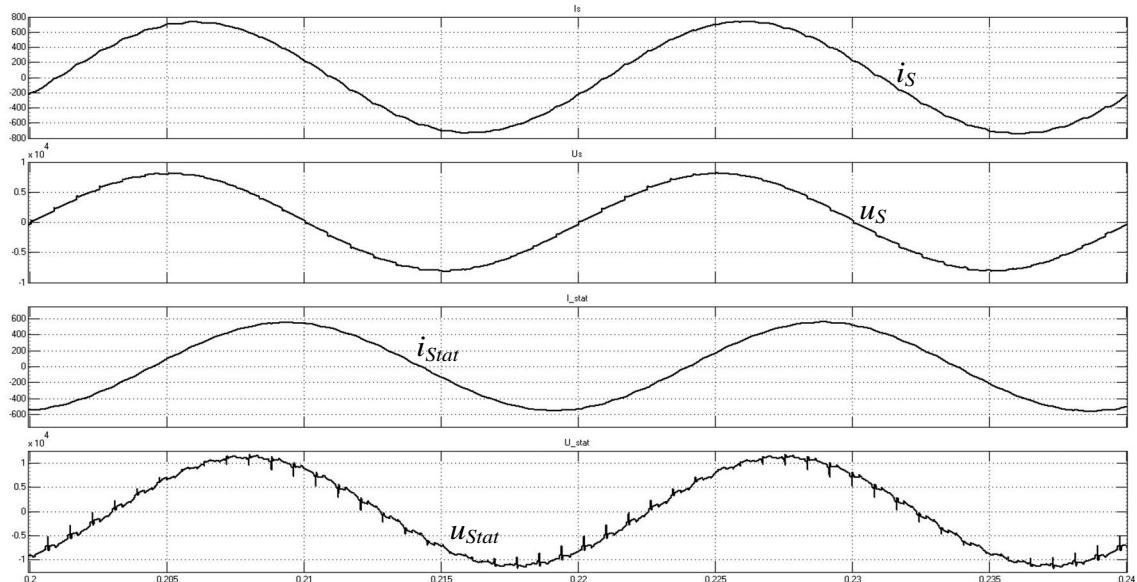


Рис. 6. Машинограммы токов и напряжений питающей сети и обмотки статора при частоте 50Гц

Отметим, что приведенные в таблице параметры были получены после выхода асинхронной машины на установившийся режим работы в соответствии с заданной частотой вращения ротора. При этом величина коэффициента несинусоидальности соответствующего сигнала измерялась стандартным блоком THD, присутствующим в пакете Simulink, а КПД рассчитывалось как отношение усредненных за период повторяемости мгновенных мощностей на зажимах обмоток статора и в точке подключения преобразователя к питающей сети.

Таблица 1

Значения коэффициентов несинусоидальности токов и напряжений на входе и выходе преобразователя и КПД при изменении частоты на выходе инвертора от 15 до 50 Hz

Частота на выходе, Hz	Результаты измерений				КПД, %
	K_{HC} , %				
f , Hz	I_S	$U_{\Phi S}$	I_{Stat}	$U_{\Phi Stat}$	
50	1.85	1.96	3.48	5.65	96.66
45	5.08	4.07	4.50	5.74	96.39
40	5.29	4.40	4.37	6.28	96.11
35	5.57	4.29	5.37	11.61	95.68
30	5.52	3.99	7.14	18.04	94.68
25	5.61	3.61	8.90	22.07	93.35
20	5.03	3.08	10.50	26.73	90.42
15	4.34	2.42	10.89	33.56	83.47

ВЫВОДЫ

1. В настоящее время традиционная схема электропривода большой мощности на основе АИТ-ОД и асинхронной машины является вполне конкурентоспособной по сравнению с системой электропривода на основе многоуровневых инверторов по техническим характеристикам.

2. Виртуальные эксперименты на компьютерной модели системы электропривода с преобразователем и АМ позволяет оценить характер электромагнитных процессов и характеристики системы в различных режимах работы.

3. При проектировании вентильного преобразователя необходимо уделять внимание построению компьютерной модели, учитывающей параметры силовой схемы и системы управления, и позволяющей оценить электромагнитные процессы в различных режимах работы.

4. Разработана *Matlab*-модель электропривода переменного тока номинальной мощностью 8 MW, выполненная на основе АИТ-ОД и асинхронного двигателя.

5. В среде *Matlab* реализована методика расчета КПД и коэффициента несинусоидальности токов и напряжений в схеме.

6. Данные, полученные при исследовании *Matlab*-модели электропривода, позволяют судить о ее корректной работе в квазистабилизированных и переходных режимах. Практический же интерес представляют результаты моделирования, полученные для номинального режима работы асинхронного двигателя при частоте 50 Гц. Данные, полученные на *Matlab*-моделях при других частотах, позволяют оценить степень снижения КПД и повышение коэффициентов несинусоидальности при выходе из номинального режима.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- J. Rodriguez, J.S. Lai and F.Z. Peng. "Multilevel inverters: A survey of topologies, control and applications", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 724-738.
- L.G. Franquelo, J. Rodriguez, J.I. Leon S. Kouro, R. Portillo and M. A. M. Prats. "The age of multilevel converters arrives", IEEE Ind. Electron., Mag., vol. 2, Jun. 2008, pp. 28-39.
- Донской Н., Иванов А., Матисон В., Ушаков И. Многоуровневые автономные инверторы для электропривода и электроэнергетики // Силовая электроника. –2008. – №1. – С. 43-46.
- Шавелкин А.А. Вариант схемы многоуровневого преобразователя частоты для электропривода среднего напряжения // Электротехника. – 2005. – № 11.
- Аранчий Г.В. Жемеров Г.Г. Эпштейн И.И. Тиристорные преобразователи частоты для регулируемых электроприводов. – М.: Энергия, 1968. – 128 с.
- Гончаров Ю.П., Ермуратский В.В., Заика Э.И., Штейнберг А.Ю. Автономные инверторы. – Кишинев: Штиинца, 1974. – 336 с.
- Ключев В.И. Теория электропривода М: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.
- Терехов В.М., Осипов О.И. Системы управления электроприводов. – М.: Академия, 2005. – 300 с.
- Бару А.Ю., Педан Е.А., Поповский В.А., Шинднес Ю.Л., Твердохлеб И.Б. Частотно-регулируемый электропривод как универсальное средство управления насосными агрегатами. – Гервикон-2011. – 2011. – С. 1-18.

Bibliography (transliterated): 1. J. Rodriguez, J.S. Lai and F.Z. Peng. "Multilevel inverters: A survey of topologies, control and applications", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 724-738. 2. L.G. Franquelo, J. Rodriguez, J.I. Leon S. Kouro, R. Portillo and M. A. M. Prats. "The age of multilevel converters arrives", IEEE Ind. Electron., Mag., vol. 2, Jun. 2008, pp. 28-39. 3. Donskoj H., Ivanov A., Matison V., Ushakov I. Mnogourovnevye avtonomnye invertori dlya 'elektro`energetiki // Silovaya `elektronika. -2008. - №1. - S. 43-46. 4. Shavelkin A.A. Variant shemy mnogourovnevogo preobrazovatelya chastoty dlya 'elektroprivoda srednego napryazheniya // 'Elektrotehnika. - 2005. - № 11. 5. Aranchij G.V. Zhemerov G.G. Epshtejn I.I. Tiristornye preobrazovateli chastoty dlya reguliruemym 'elektroprivodov. - M.: 'Energiya, 1968. - 128 s. 6. Goncharov Yu.P., Ermuratskij V.V., Zaika 'E.I., Shtejnberg A.Yu. Avtonomnye invertori. - Kishinev: Shtiinca, 1974. -336 s. 7. Klyuchev V.I. Teoriya 'elektroprivoda M: Energoatomizdat, 2001. - 704 s. 8. Terehov V.M., Osipov O.I. Sistemy upravleniya 'elektroprivodov. - M.: Akademija, 2005. - 300 s. 9. Baru A.Yu., Pedan E.A., Popovskij V.A., Shindnes Yu.L., Tverdoхлеб I.B. Chastotno-reguliruemym 'elektroprivod kak universal'noe sredstvo upravleniya nasosnymi agregatami. - Gervikon-2011. - 2011. - S. 1-18.

Поступила 05.06.2013

Жемеров Георгий Георгиевич, д.т.н., проф.
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)707-63-12, e-mail: zhemerov@gmail.com

Titarenko Igor' Grigor'evich, ст. науч. сотр.
Бару Александр Юрьевич, к.т.н., ст. науч. сотр.
Шинднес Юрий Львович, к.т.н., ст. науч. сотр.
Научно-производственное предприятие "ЭОС"
61158, Харьков, ул. Академика Павлова, 82
тел./факс: (057)738-04-39, e-mail: eos@kharkov.org

Zhemerov G.G., Krylov D.S., Titarenko I.G., Baru A.U., Shindnes U.L.

Simulation of a high-powered variable frequency ac drive based on a multipulse current source inverter.

A computer model building technique for an AC drive system with an autonomous 24-pulse current inverter is introduced. On the basis of the technique developed, a MATLAB variable-frequency drive model capable of working in both quasi-stationary and transient modes is built.

Key words – 24-pulse current inverter, AC drives, Matlab-model, efficiency.

М.І. Баранов

НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ В ВЫСОКОВОЛЬТНОЙ ЛАБОРАТОРИИ НИЗКОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПЛАЗМОИДОВ ИСКУССТВЕННОЙ ШАРОВОЙ МОЛНИИ

Приведені перші результати експериментального відтворення в лабораторних умовах сфериобразних низькоенергетических плазмоїдів шарової блискавки (КБ). Отримані дані свідчать про принципову можливість надійного отримання в повітряній атмосфері таких плазмоїдів за допомогою розрядного кола високовольтної установки, що має зігнутий канал дугового електричного розряду між графітовим електродом і площинистою технічною водою. Час "життя" подібних плазмоїдів шарової КБ діаметром до 0,3 м в проведених дослідах не перевищувало 0,6 с.

Приведены первые результаты экспериментального воспроизведения в лабораторных условиях сферообразных низкоэнергетических плазмоидов искусственной шаровой молнии (ШМ). Полученные данные свидетельствуют о принципиальной возможности надежного получения в воздушной атмосфере таких плазмоидов с помощью разрядной цепи высоковольтной установки, имеющей изогнутый канал дугового электрического разряда между графитовым электродом и плоскостью технической воды. Время "жизни" подобных плазмоидов искусственной ШМ диаметром до 0,3 м в проведенных опытах не превышало 0,6 с.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время вопросам математического моделирования электрофизических процессов, возникающих при формировании и протекании в воздушной атмосфере такого природного феномена как шаровая молния (ШМ), посвящено достаточно большое количество научных публикаций (например, [1-5]). Ряд теоретических разработок в области этой научной проблемы, как оказалось по существу тесно связанной с проблемами управляемого термоядерного синтеза и создания нового поколения мощных малогабаритных накопителей электромагнитной энергии, сделал и автор этой статьи (например, [6-9]). Однако, все эти работы носят либо преимущественно описательный характер очевидцев наблюдения природной ШМ [1, 2], либо сугубо теоретический характер [3-9]. Большой интерес среди физиков-теоретиков имеют экспериментальные исследования, проводимые в научных высоковольтных лабораториях мира и посвященные опыту по созданию плазмоидов искусственной ШМ. Среди подобных исследований следует указать, прежде всего, результаты ученых Петербургского института ядерной физики им. Б.П. Константинова РАН, приведенные в [10]. Судя по экспериментальным данным из работы [11], аналогичными опытными исследованиями плазмоидов искусственной ШМ вплотную занялись в последние годы и ученыe ННЦ "Харьковский физико-технический институт" НАН Украины.

1. КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ВЫСОКОВОЛЬТНОЙ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОУСТАНОВКИ ДЛЯ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ В АТМОСФЕРНОМ ВОЗДУХЕ ПЛАЗМОИДОВ ИСКУССТВЕННОЙ ШМ

Проверка принципиальной возможности получения в лабораторных условиях низкоэнергетических плазмоидов искусственной ШМ, похожих на теоретически описанный в [9], была осуществлена с помощью высоковольтной экспериментальной электроустановки с накопителем энергии конденсаторного типа, общий вид которой приведен на рис. 1. Принципиальная электрическая схема этой электроустановки, содержащей в своем составе конденсаторную батарею емкостью $C_p \approx 840$ мкФ (шесть параллельно включенных конденсаторов ИМ2-5-140) на номинальное зарядное напряжение $U_3 \approx \pm 5$ кВ и номинальную запасаемую электрическую энергию $W_p \approx 10,5$ кДж, показана

на рис. 2. Главной электрофизическими особенностью данной высоковольтной моделирующей электроустановки, работающей в режиме генерирования изогнутого канала 2 дугового электрического разряда в атмосферном воздухе над горизонтальной плоской поверхностью технической воды 3 (см. рис. 2), помещенной в изоляционную рабочую камеру (РК) объемом до 10 л, является то, что она для этого содержит специальную двухэлектродную систему (ДЭС).

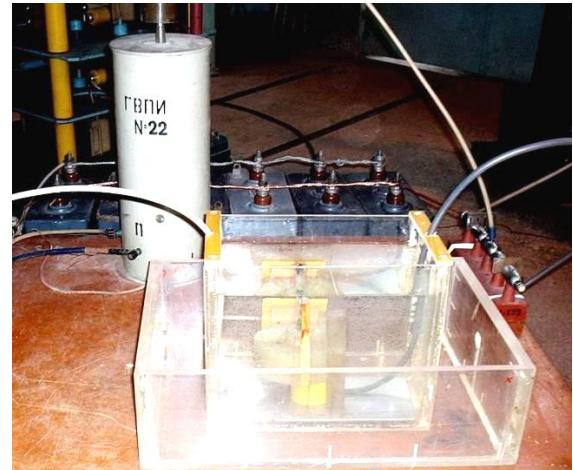


Рис. 1. Внешний вид основных элементов высоковольтной электроустановки на зарядное напряжение до $U_3 \approx \pm 5$ кВ и запасаемую электрическую энергию до $W_p \approx 10,5$ кДж ($C_p \approx 840$ мкФ), формирующей сферические низкоэнергетические плазмоиды искусственной ШМ в воздушной атмосфере над специальной ДЭС изоляционной РК из оргстекла с технической водой объемом до 10 л ($h \approx 190$ мм)

Одним из электродов указанной ДЭС является вертикально расположенный сплошной потенциальный графитовый цилиндр 1, а другим – техническая вода 3 с помещенным в ней плоским заземленным алюминиевым электродом 5 (см. рис. 2). Графитовый электрод 1 диаметром 7 мм при этом был отделен от воды 3 изоляционной трубкой с толщиной стенки в 1 мм, выполненной, как и в [10], из кварцевого стекла. В ДЭС графитовый электрод 1, кварцевая трубка которого выступала примерно на 5 мм над поверхно-

© М.И. Баранов

стью воды 3, при помощи изолированного токопровода 6 был подсоединен к многозazorному воздушному коммутатору F типа МЗК-100 (с двумя закороченными и двумя рабочими зазорами длиной 2 мм каждый между стальными цилиндрическими электродами с полусферическими рабочими поверхностями) [12]. Коммутатор F в нашем случае электрически управлялся при помощи генератора высоковольтных поджигающих импульсов (ГВПИ) 8 с разделительной емкостью в 180 пФ на своем выходе [13], подающего на его средний стальной электрод запускающий импульс высокого напряжения амплитудой до ± 100 кВ микросекундного временного диапазона (см. рис. 1 и 2).

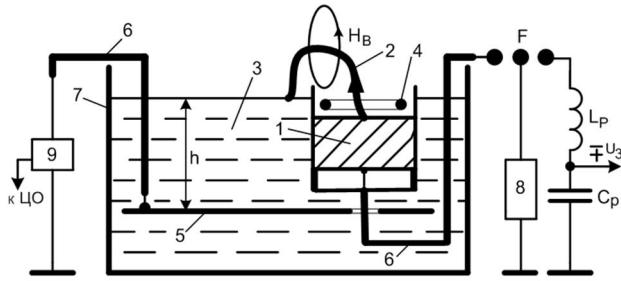


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема экспериментальной высоковольтной установки, воспроизводящей в атмосферном воздухе над специальной ДЭС изоляционной РК с технической водой сферические низкоэнергетические плазмоиды искусственной ШМ (1 – цилиндрический графитовый электрод ДЭС; 2 – изогнутый канал дугового разряда; 3 – техническая вода; 4 – вероятный тор спирально-кольцевого электронного тока; 5 – плоский алюминиевый электрод; 6 – радиочастотный кабель с медной жилой и снятой оплеткой; 7 – корпус из оргстекла рабочей камеры; 8 – генератор ГВПИ на импульсное напряжение ± 100 кВ; 9 – измерительный шунт ШК-300; F – многозazorный воздушный коммутатор МЗК-100; $L_p \approx 2$ мкГн, $C_p \approx 840$ мкФ – индуктивность и емкость разрядной цепи электроустановки)

Высота h столба воды 3 в РК между ее наружной поверхностью и плоскостью заземленного посредством изолированного токопровода 6 электрода 5 могла изменяться от 10 до 190 мм. ДЭС описываемой экспериментальной электроустановки была выполнена с возможностью размещения на плоской поверхности ее графитового электрода 1 нескольких капель воды [10]. Измерение в разрядной цепи экспериментальной электроустановки амплитудно-временных параметров (АВП) импульсного тока после заряда ее конденсаторов до требуемого напряжения U_3 , срабатывания от ГВПИ коммутатора F и электрического пробоя изоляционного промежутка в ДЭС проводилось с помощью метрологически поверенного коаксиального шунта 9 типа ШК-300 [13], включенного в заземленную часть разрядной цепи высоковольтной экспериментальной установки, и запоминающего цифрового осциллографа (ЦО) типа Tektronix TDS 1012.

2. ПОЛУЧЕННЫЕ ОПЫТНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ В ЛАБОРАТОРИИ НИЗКОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПЛАЗМОИДОВ ИСКУССТВЕННОЙ ШМ

На рис. 3-5 показаны соответственно начальная, промежуточная и финальная стадии образования в воздушной атмосфере прямо над описанной и приведенной на рис. 1 и 2 ДЭС экспериментальной электроустановки ярко светящегося сферического низкоэнергетического плазмоида искусственной ШМ. За-

рядное напряжение отрицательной полярности конденсаторной батареи при этом составляло $U_3 \approx -4,5$ кВ ($W_p \approx 9,1$ кДж). Данный плазмоид искусственной ШМ, диаметр которого при $h \approx 190$ мм достигал до $D_p \approx 0,2$ м, был зафиксирован при помощи цифровой камеры типа Canon SX 200JS [14]. Многократно проведенные с непосредственным участием автора опыты по получению на описанной электроустановке подобных искусственных плазмоидов свидетельствуют о том, что при изменении уровня зарядного напряжения U_3 для примененных конденсаторов от 2 до 5 кВ и при высоте $h \approx 190$ мм столба воды в РК время "жизни" надежно воспроизводимых на ней плазмоидов не превышало $\tau_T \approx 0,5$ с. Скорость их подъема в воздухе над ДЭС и плоскостью воды в РК составляла около 0,8 м/с.

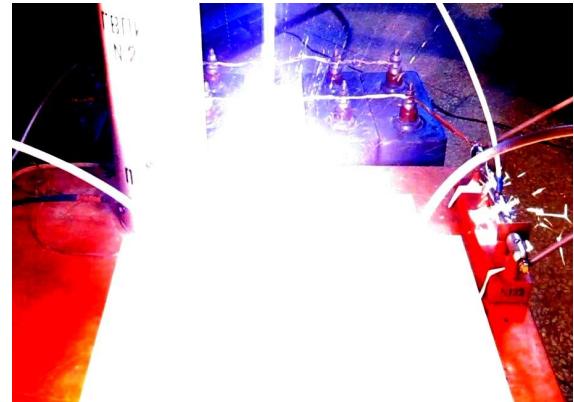


Рис. 3. Начальная стадия образования ярко светящегося сферического низкоэнергетического плазмоида искусственной ШМ в воздушной атмосфере над специальной ДЭС изоляционной РК из оргстекла с технической водой объемом до 10 л высоковольтной электроустановки ($U_3 \approx -4,5$ кВ; $W_p \approx 9,1$ кДж; $I_{mp} \approx -3,8$ кА; $\tau_T \approx 0,5$ с; $h \approx 190$ мм)

Проведенные в НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" эксперименты подтвердили зависимость формы и диаметра D_p образуемых в воздухе в зоне изгиба канала дугового разряда плазмоидов от знака полярности подаваемого на графитовый электрод ДЭС потенциала [10]. Только отрицательная полярность зарядного напряжения U_3 конденсаторной батареи в нашей электроустановке обеспечивала получение округлых плазмоидов с временем их "жизни" τ_T порядка 0,5 с. При подаче на графитовый электрод ДЭС электрического потенциала положительной полярности резко уменьшаются как численные значения D_p , так и τ_T . При этом окружность поднимающихся над ДЭС электроустановки плазменно-кластерных образований нарушается. Эти данные могут указывать на заметное влияние концентрации n_e свободных электронов в зоне изгиба канала дугового электрического разряда на процесс формирования энергетического ядра и оболочки получаемых в проведенных опытах искусственных плазменных образований. При отрицательном электрическом потенциале графитового электрода ДЭС за счет термической эмиссии электронов из его материала в окружающее воздушное пространство [15] плотность n_e свободных электронов вблизи изгиба канала разряда заметно повышается. При положительном же электрическом потенциале графитового электрода ДЭС указанная плотность n_e свободных электронов будет существенно снижаться. Эта выявленная экспериментальным путем электрофизическая

особенность хорошо коррелирует с научными положениями, лежащими в основе предложенной автором в [9] электродинамической модели ШМ. Ведь для этой модели ШМ низкая плотность n_e электронов в плазме вне сильноточного разрядного канала не способствует формированию в зоне его (этого канала) изгиба мощного электронного высокопроводного тора радиусом r_T с будущим кольцевым током проводимости i_{et} , способного стать энергетическим ядром ШМ.

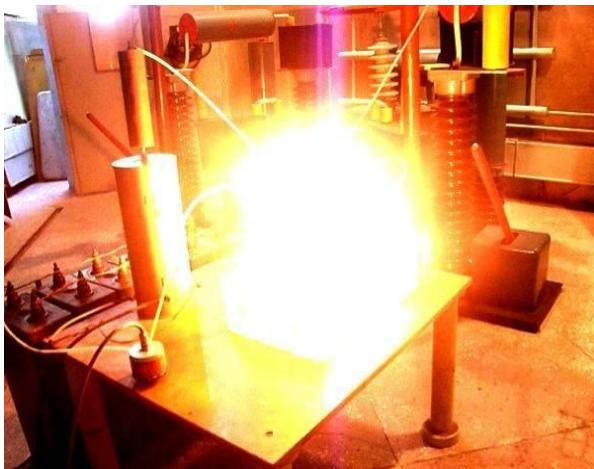


Рис. 4. Промежуточная стадия образования ярко светящегося сферического низкоэнергетического плазмоида искусственной ШМ в воздушной атмосфере над специальной ДЭС изоляционной РК из оргстекла с технической водой объемом до 10 л высоковольтной электроустановки ($U_3 \approx -4,5$ кВ; $W_p \approx 9,1$ кДж; $I_{mp} \approx 3,8$ кА; $\tau_T \approx 0,5$ с; $h \approx 190$ мм)

Из данных приведенной на рис. 6 осциллограммы импульсного затухающего тока в разрядной цепи примененной нами в опытах электроустановки видно, что в начале процесса разряда заряженной до напряжения $U_3 \approx -4,5$ кВ емкости C_p конденсаторной батареи ($W_p \approx 9,1$ кДж) на участке длительностью до 0,5 мкс амплитуда I_{mp} импульсного тока, протекающего через ДЭС, за счет наложенных колебаний тока (с круговой частотой до 251 МГц) от генератора ГВПИ принимает численные значения, достигающие 3,8 кА.

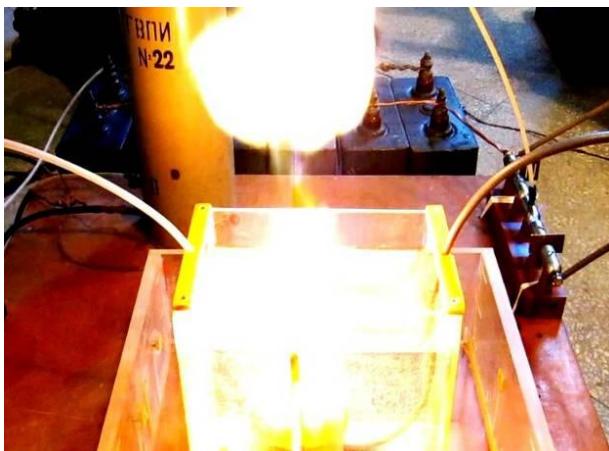


Рис. 5. Финальная стадия образования ярко светящегося сферического низкоэнергетического плазмоида искусственной ШМ в воздушной атмосфере над специальной ДЭС изоляционной РК из оргстекла с технической водой объемом до 10 л высоковольтной электроустановки ($U_3 \approx -4,5$ кВ; $W_p \approx 9,1$ кДж; $I_{mp} \approx 3,8$ кА; $D_p \approx 0,2$ м; $\tau_T \approx 0,5$ с; $h \approx 190$ мм)

При временах $t \approx 5$ мкс наибольшая величина тока I_{mp} становится равной около 100 А. В последующем амплитуда I_{mp} разрядного тока снижается и при $t \approx 100$ мс не превышает 10 А. Поэтому формирование автономного сферического низкоэнергетического плазмоида в воздушной атмосфере в зоне изгиба канала дугового электрического разряда завершается, как и в [11], при величинах амплитуд I_{mp} разрядного тока в цепи конденсаторной батареи в единицы ампер.

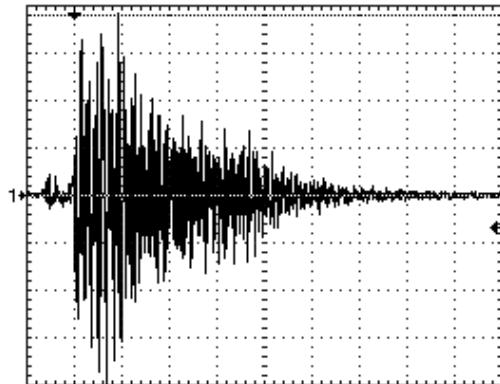


Рис. 6. Осциллограмма импульсного тока в разрядной цепи высоковольтной электроустановки, моделирующей над специальной ДЭС изоляционной РК с технической водой сферические низкоэнергетические плазмоиды искусственной ШМ (эта осциллограмма была получена с учетом влияния затухающих импульсов тока от генератора ГВПИ в режиме срабатывания с его помощью многозорного воздушного коммутатора МЗК-100 и разряда на ДЭС конденсаторной батареи емкостью $C_p \approx 840$ мкФ; $U_3 \approx -4,5$ кВ; $W_p \approx 9,1$ кДж; $I_{mp} \approx 3,8$ кА; $\tau_T \approx 0,5$ с; $h \approx 190$ мм; масштаб по вертикали – 1 кА/клетка; масштаб по горизонтали – 500 нс/клетка)

Выполненные эксперименты показали, что при изменении высоты h столба воды в РК (см. рис. 2) со 190 до 10 мм диаметр D_p формируемых в электроустановке искусственных плазмоидов увеличивается примерно в полтора раза и достигает до 0,3 м, а значение времени их "жизни" τ_T изменяется незначительно и остается на уровне порядка (0,5-0,6) с [16].

Несмотря на возникшие сложности в физической трактовке некоторых полученных в ходе проведенных экспериментов по моделированию искусственных плазмоидов ШМ результатов, необходимо отметить тот факт, что во всех опытах был визуально зафиксирован пучок излучения сиреневого цвета диаметром до 30 мм, вертикально уходящий от ДЭС в окружающее воздушное пространство на высоту до 3 м (см. рис. 3 и 4). На мой взгляд, это может косвенно указывать в пользу возможного образования в горизонтальной плоскости схематически показанного на рис. 2 (см. позицию под номером 4) тора высокочастотного спирально-кольцевого электронного тока проводимости в зоне изгиба разрядного канала дугового воздушного электрического разряда в цепи конденсаторной батареи используемой в опытах высоковольтной электроустановки. Ведь при подобном пространственном положении тора-кольца с током проводимости сверхвысокой частоты (не менее 40 МГц) в зоне примененной ДЭС диаграмма направленности его электромагнитного излучения будет как раз и направлена вертикально вверх к потолку лабораторного помещения, в котором проводились данные опыты с низкоэнергетическими плазмоидами искусственной ШМ.

ВЫВОДЫ

Проведенные эксперименты на высоковольтной моделирующей электроустановке при зарядном напряжении до ± 5 кВ и запасаемой энергией в ее конденсаторной батарее до 10,5 кДж, генерирующей в воздушной атмосфере изогнутый канал дугового электрического разряда в специальной ДЭС с графитовым электродом и технической водой, подтвердили возможность получения в лабораторных условиях ярко светящихся сферических низкоэнергетических плазмоидов искусственной ШМ. Диаметр данных плазмоидов может достигать до 0,3 м, а наибольшее время их "жизни" составляет до 0,6 с. Ряд выявленных электрофизических особенностей при использовании формирования в лаборатории искусственных плазмоидов указывает на возможную работоспособность предложенной в [9] электродинамической модели ШМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Смирнов Б.М. Физика шаровой молнии // Успехи физических наук. – 1990.– Том 160. – Вып. №4. – С. 1-45.
2. Стаханов И.П. О физической природе шаровой молнии.– М.: Научный мир, 1996. – 264 с.
3. Шакирзянов Ф.Н. Электромагнитная модель шаровой молнии // Электричество. – 1999. – № 10. – С. 74-77.
4. Никитин А.И. Образование шаровой молнии при развитии линейной молнии // Электричество. – 2000. – № 3. – С. 16-23.
5. Никитин А.И. Устойчивость и предельное энергосодержание автономной шаровой молнии // Электричество.– 2004. – № 3. – С. 29-36.
6. Баранов М.И. Электрофизическая природа шаровой молнии // Электричество. – 2009. – № 9. – С. 15-25.
7. Баранов М.И. Электрическая корона в микродипольной модели шаровой молнии // Электричество. – 2010. – № 1. – С. 23-28.
8. Баранов М.И. Расчетная оценка температуры в микродипольной модели шаровой молнии // Электричество. – 2010. – № 6. – С. 15-20.
9. Баранов М.И. Усовершенствование микродипольной модели шаровой молнии и электродинамическое развитие теории этого явления // Електротехніка і електромеханіка. – 2013. – № 3. – С. 42-50.
10. Егоров А.И., Степанов С.И., Шабанов Г.Д. Демонстрация шаровой молнии в лаборатории // Успехи физических наук. – 2004. – Том 174. – Вып. № 1. – С. 107-109.
11. Юферов В.Б., Муфель Е.В., Ткачев В.И. и др. О некоторых особенностях плазменных разрядов над поверхностью воды // Вісник НТУ "ХПІ". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2009.– №41.– С. 155-162.
12. Баранов М.И., Бочаров В.А., Зябко Ю.П. и др. Высоковольтные сильноточные искровые коммутаторы для генераторов импульсных напряжений и токов // Технічна електродинаміка. – 2003. – № 3. – С. 41-47.
13. Баранов М.И., Кoliushko G.M., Kравченко В.И. и др. Генератор тока искусственной молнии для натурных испытаний технических объектов // Приборы и техника эксперимента. – 2008. – № 3. – С. 81-85.
14. Баранов М.И., Зин'ковський В.М., Зябко Ю.П. и др. Некоторые новые электротехнологические возможности высоковольтной импульсной техники НИПКИ "Молния" НТУ "ХПІ" // Вісник НТУ "ХПІ". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка та електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2012. – № 21. – С. 3-10.
15. Баранов М.И. Термоэлектронная эмиссия из металла при нагреве и электрическом взрыве проводников под воздействием больших импульсных токов // Технічна електродинаміка. – 2008. – № 3. – С. 3-8.
16. Патент України на корисну модель №74850. Спосіб отримання в повітряній атмосфері плазмоїдів штучної кульової блискавки / Баранов М.І. Заявка № 201205642 від 08.05.2012, опубл. 12.11.2012, Бюл. №21.

Bibliography (transliterated): 1. Smirnov B.M. Fizika sharovoj molnii // Uspehi fizicheskikh nauk. – 1990.– Tom 160. – Vyp. №4. – S. 1-45. 2. Stahanov I.P. O fizicheskoi prirode sharovoj molnii.– M.: Nauchnyj mir, 1996. – 264 s. 3. Shakirzyanov F.N. 'Elektromagnitnaya model' sharovoj molnii // 'Elektrichestvo'. – 1999. – № 10. – S. 74-77. 4. Nikitin A.I. Obrazovanie sharovoj molnii pri razvitiu lineinoj molnii // 'Elektrichestvo'. – 2000. – № 3. – S. 16-23. 5. Nikitin A.I. Ustoichivost' i predel'noe energosoderzhanie avtonomnoj sharovoj molnii // 'Elektrichestvo'. – 2004. – № 3. – S. 29-36. 6. Baranov M.I. 'Elektrofizicheskaya priroda sharovoj molnii // 'Elektrichestvo'. – 2009. – № 9. – S. 15-25. 7. Baranov M.I. 'Elektricheskaya korona v mikrodipol'noj modeli sharovoj molnii // 'Elektrichestvo'. – 2010. – № 1. – S. 23-28. 8. Baranov M.I. Raschetnaya ocenka temperatury v mikrodipol'noj modeli sharovoj molnii // 'Elektrichestvo'. – 2010. – № 6. – S. 15-20. 9. Baranov M.I. Usovremenstvovanie mikrodipol'noj modeli sharovoj molnii i 'elektrodinamicheskoe razvitiye teorii 'etogo yavleniya // Elektrotehnika i elektromehanika. – 2013. – № 3. – S. 42-50. 10. Egorov A.I., Stepanov S.I., Shabanov G.D. Demonstraciya sharovoj molnii v laboratorii // Uspehi fizicheskikh nauk. – 2004. – Tom 174. – Vyp. № 1. – S. 107-109. 11. Yuferov V.B., Mufel' E.V., Tkachev V.I. i dr. O nekotoryh osobennostyakh plazmennyh razryadov nad poverhnost'yu vody // Visnik NTU "HPI". Zbirnik naukovih prac'. Tematichniy vypusk: Problemy udoskonalennja elektrichnih mashin i aparativ. - Harkiv: NTU "HPI". – 2009.– №41.– S. 155-162. 12. Baranov M.I., Bocharov V.A., Zyabko Yu.P. i dr. Vysokovol'tnye sil'notochnye iskrovye kommutatory dlya generatorov impul'snyh napryazhenij i tokov // Tehnichna elektrodinamika. – 2003. – № 3. – S. 41-47. 13. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I. i dr. Generator toka iskusstvennoj molnii dlya naturnyh ispytanij tehnickikh ob'ektorov // Pribory i tekhnika 'eksperimenta. – 2008. – № 3. – S. 81-85. 14. Baranov M.I., Zin'kovskij V.M., Zyabko Yu.P. i dr. Nekotorye novye 'elektrotehnologicheskie vozmozhnosti vysokovol'tnoj impul'snoj tekhniki NIPKI "Molnija" NTU "HPI" // Visnik NTU "HPI". Zbirnik naukovih prac'. Tematichniy vypusk: Tekhnika ta elektrofizika visokih naprug. - Harkiv: NTU "HPI". – 2012. – № 21. – S. 3-10. 15. Baranov M.I. Termo'elektronnaya 'emissiya iz metalla pri nagreve i 'elektricheskem vzryve provodnikov pod vozdejstviem bol'shih impul'snyh tokov // Tehnichna elektrodinamika. – 2008. – № 3. – S. 3-8. 16. Patent Ukrayini na korisnu model' №74850. Sposob otrimannya v povitriyanii atmosferi plazmoividiv shtuchnoi kul'ovoii bliskavki / Baranov M.I. Zayavka № 201205642 vid 08.05.2012, opubl. 12.11.2012, Byul. №21.

Поступила 11.01.2013

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., с.н.с.

НИПКИ "Молния"

Національного технічного університета

"Харківський політехнічний інститут".

61013, Харків, ул. Шевченко, 47

тел. (057) 7076841, e-mail: eft@kpi.kharkov.ua

Baranov M.I.

Some results of experimental research on artificial ball lightning low-energy plasmoids in a high-voltage laboratory. First results of experimental laboratory-scale reproduction of spheroidal low-energy plasmoids of an artificial ball lightning are given. The data obtained indicate a possibility in principle of reliable generation of such plasmoids in the air atmosphere via the discharge circuit of a high-voltage installation comprising a curved arc discharge channel between a graphite electrode and technical water surface. The artificial 0.3-m-diameter ball lightning plasmoid lifetime was less than 0.6 s in the experiments conducted.

Key words – artificial ball lightning, plasmoids, experimental research.

ВОЗДУШНЫЕ РАЗРЯДНИКИ АТМОСФЕРНОГО ДАВЛЕНИЯ ДЛЯ РАБОТЫ В РЕЖИМЕ С ВЫСОКОЙ ЧАСТОТОЙ КОММУТАЦИИ

Наведено результати дослідження двох конструкцій малогабаритних багатопроміжкових розрядників у режимі з високою частотою комутації. Експериментально визначені величина поодиноких розрядних проміжків в них, що дорівнює 0,3 мм, та максимальна частота комутації, що складає 27000 розрядів за секунду при довготривалій стійкій роботі розрядників. Показано, що обострення фронту імпульсів дозволяє в 1,3–1,8 рази збільшити робочу напруженість електричного поля в реакторі з імпульсним коронним розрядом.

Приведены результаты исследований двух конструкций малогабаритных многозазорных разрядников в режиме с высокой частотой коммутации. Экспериментально установлены рациональная величина одиночных разрядных промежутков в них, равная 0,3 мм, и максимальная частота коммутации, составившая 27000 разрядов в секунду при долговременной устойчивой работе разрядников. Показано, что обострение фронта импульсов позволяет в 1,3–1,8 раза увеличить рабочую напряженность электрического поля в реакторе с импульсным коронным разрядом.

Известно, что частота коммутации в рельсовых воздушных многозазорных разрядниках (МЗР) атмосферного давления с зазорами 2÷5 мм на напряжение примерно 100 кВ и ток порядка 10 кА достигает 400 имп/с [1]. Исследования разрядников с одночными зазорами величиной 2 мм в воздухе при атмосферном давлении [2] при коммутируемых токах около 1 кА показали возможность их использования до частот коммутации примерно 19000 разрядов в секунду, однако при этом рабочее напряжение падает до 23 % первоначального пробивного. Еще более высокие частоты коммутации – до 100 разрядов в секунду получены при использовании одночных зазоров 0,1÷0,4 мм в воздухе атмосферного давления при амплитудах импульсов 1,5 кВ и токах до 2 мА [3].

Таким образом, прослеживается следующая тенденция: с уменьшением амплитуды коммутируемых токов и одновременным уменьшением длины разрядного промежутка (РП) возрастают предельно возможные частоты коммутации.

Также известно, например [4], что время восстановления электрической прочности (ВЭП) одночного разрядного промежутка больше, чем у нескольких разрядных промежутков с общей длиной, равной длине одночного промежутка.

В связи с изложенным представляется целесообразным определить максимальную частоту коммутации в воздухе при атмосферном давлении для зазоров 0,05÷1 мм в конструкции МЗР на напряжение (2÷20) кВ и токи 10÷100 А. Это может найти применение при обострении фронта импульсов в электротехнологических установках при формировании импульсного коронного разряда (ИКР).

Целью работы является определение максимальной частоты коммутации и рациональной конструкции воздушных многозазорных разрядников атмосферного давления с субмиллиметровыми единичными зазорами для электротехнологических применений.

СРАВНЕНИЕ ДВУХ КОНСТРУКЦИЙ МАЛОГАБАРИТНЫХ МНОГОЗАЗОРНЫХ РАЗРЯДНИКОВ

Возможности применения ИКР с расширенной зоной ионизации отчасти показаны в [5] и постоянно расширяются [6]. Представляется важным исследование частотной применимости в генераторах ИКР воздушных при атмосферном давлении рельсовых МЗР с субмиллиметровыми зазорами. Использование возду-

ха в качестве рабочей среды позволяет упростить конструкцию разрядников и удешевить их эксплуатацию, что важно для технологических установок. Сравнительно небольшие амплитуды импульсов тока (десятки ампер) ИКР позволяют применять для обострения фронтов импульсов разрядники небольших габаритов. В процессе разработки установок для генерации ИКР с помощью обостренных импульсов напряжения были опробованы две конструкции обостряющих малогабаритных МЗР: с цилиндрическими и пластинчатыми электродами [7].

Рельсовый МЗР с пластинчатыми электродами предложен автором в [7]. Конструкция 7-зазорного такого МЗР приведена на рис. 1.

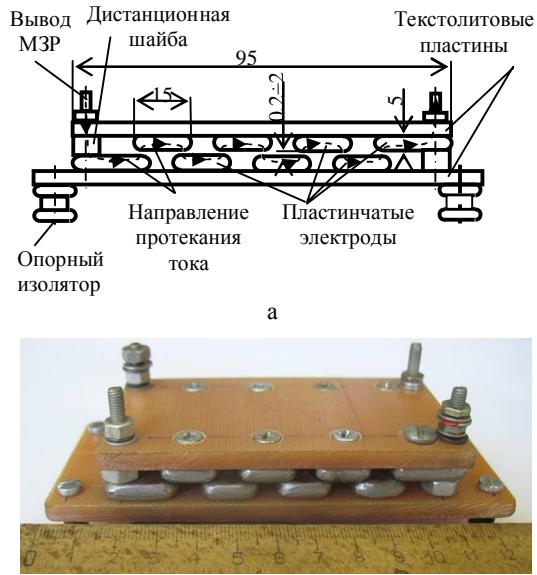


Рис. 1. Малогабаритный рельсовый 7-зазорный разрядник с пластинчатыми электродами: а – эскиз разрядника (пунктирной линией со стрелками показано направление протекания тока в разряднике); б – его фотография

Электроды разрядника представляют собой стальные (Ст. 3) пластины с размерами 50×15×5 мм (крайние электроды, являющиеся местами подключения, имеют размеры – 50×20×5 мм). Радиус скругления всех граней пластин равен 2,5 мм. Электроды привинчены (в ряд) параллельно друг другу к текстолитовым пластинам так, что расстояние по воздуху между длин-

© Л.С. Евдошенко

ными (50 мм) сторонами электродов равняется примерно 5 мм, а по поверхности текстолитовых пластин равняется примерно 10 мм вследствие скругления граней электродов. Текстолитовые пластины являются несущими корпусными деталями МЗР. Таким образом, при величине РП < 2 мм после подачи высокого напряжения на МЗР обеспечивается поочередный пробой между противоположными электродами на разных текстолитовых пластинах, а не вдоль поверхности ряда электродов, закрепленных на одной текстолитовой пластине. Регулировка величины РП в диапазоне 0,05÷2 мм осуществляется путем замены 4-х дистанционных шайб разной толщины.

После приложения высокого напряжения к МЗР ультрафиолетовое излучение от искры первого пробившегося РП подсвечивает остальные промежутки, находящиеся на одной линии. Это вызывает фотоионизацию их, что способствует в конечном итоге уменьшению времени задержки срабатывания МЗР, повышает стабильность его срабатывания.

Габаритные размеры МЗР с пластинчатыми электродами 125×52×30 мм.

Конструкция 8-ми зazorного рельсового малогабаритного МЗР с цилиндрическими электродами приведена на рис. 2.

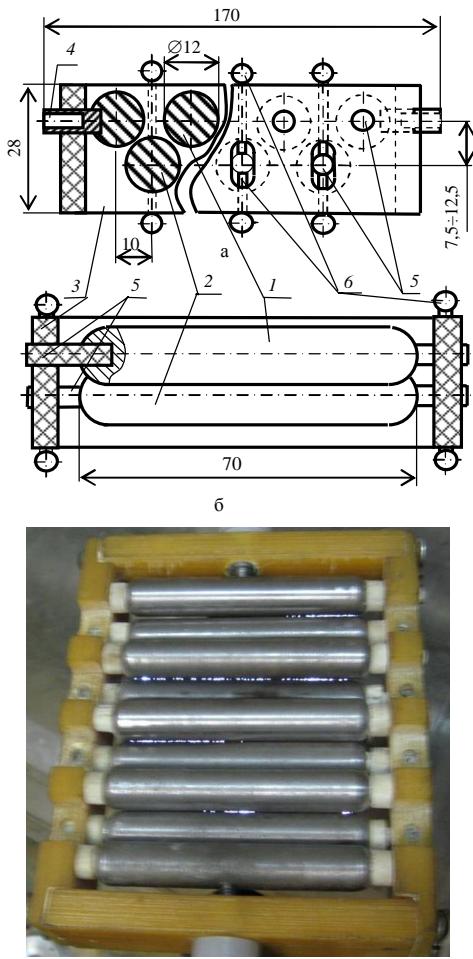


Рис. 2. Многозазорный разрядник с цилиндрическими электродами. Вид разрядника в проекции на плоскость:
а – параллельную направлению развития разряда;
б – перпендикулярную направлению развития разряда;
в – фотография разрядника во время работы, где видно, что разряды перемещаются вдоль всей длины электродов

Неподвижные цилиндрические электроды 1 размещены в ряд параллельно друг другу так, что их оси лежат в одной плоскости. Подвижные электроды 2 располагаются параллельно электродам 1 в другой плоскости, параллельной первой. Проекция на эту плоскость осей электродов 2 делит расстояние между электродами 1 пополам. Все электроды посредством диэлектрических вставок 5 закреплены в текстолитовом рамочном корпусе 3, причем электроды 2 с возможностью поступательного параллельного перемещения относительно электродов 1 в пазах корпуса. Это перемещение – и соответственно регулировку РП в диапазоне 0,05÷2,0 мм – обеспечивают попарно винты 6. В крайние неподвижные электроды ввинчены выводы 4 разрядника. Диаметр электродов 12 мм, длина – 70 мм. Кроме крайних электродов (к которым крепятся выводы 4) остальные электроды как подвижные, так и неподвижные выполнены с возможностью осевого вращения. Габаритные размеры рельсового малогабаритного МЗР с цилиндрическими электродами 170×100×50 мм.

Цель экспериментов заключалась в определении электрических и эксплуатационных характеристик МЗР с пластинчатыми и цилиндрическими электродами. Для этого оба МЗР по очереди испытывали в одинаковых условиях. Для полной сопоставимости результатов один зазор в 8-зазорном МЗР был закорочен, чтобы в обоих МЗР было одинаковое количество зазоров.

С определенными сложностями пришлось столкнуться при изготовлении МЗР с пластинчатыми электродами. При выбранной толщине пластин-электродов 5 мм оказалось проще выполнить скругление граней вручную, чем на станочном оборудовании. Ручная работа же занимает неоправданно много времени. При регулировке (изменении) величин РП также возникают некоторые неудобства – требуется целый набор дистанционных шайб разной толщины.

Таких сложностей не возникает при изготовлении и регулировке МЗР с цилиндрическими электродами, хотя при изготовлении требуется особая точность при выполнении мест крепления электродов в корпусе для обеспечения высокой точности и однократного вдоль всей длины электродов зазора РП.

Измерение статического пробивного напряжения показало следующее. При одинаковых зазорах по 0,2 мм в обоих МЗР статическое пробивное напряжение для разрядника с пластинчатыми электродами равнялось 4,9÷5,1 кВ, а для разрядника с цилиндрическими электродами – 6,6÷6,8 кВ. Такое различие, вероятно, можно объяснить большей однородностью электрического поля в РП МЗР с цилиндрическими электродами (радиус электродов 6 мм) по сравнению с МЗР с пластинчатыми электродами (радиус скругления электродов 2,5 мм). Радиус скругления электродов в МЗР с пластинчатыми электродами можно увеличить при увеличении толщины пластин-электродов. Однако тогда в соответствии с конструкцией этого разрядника пришлось бы увеличить и ширину электродов в направлении протекания тока, что приводит к неоправданному увеличению длины МЗР, а следовательно, его индуктивности.

В экспериментах исследовалось влияние величины одиночного РП на работу МЗР. Величина РП изменялась от 0,05 до 0,5 мм дискретно с шагом 0,05 мм. Амплитуда разрядного импульса тока составляла около 7,6 А. Достигнутые максимальные частоты коммутации

МЗР иллюстрируются графиками на рис. 3, где 1 – для МЗР с цилиндрическими электродами при продувке; 2 – для того же МЗР без продувки; 3 – для МЗР с пластинчатыми электродами при продувке. Экспериментально установлено, что длительная стабильная работа МЗР обеих конструкций наблюдалась при зазорах 0,25 и 0,3 мм. При зазорах менее 0,2 мм в обоих рассматриваемых МЗР через 4÷7 минут нарушалась стабильность работы разрядника: наблюдалось попадание разрядов в одну точку на рабочей поверхности электрода (пылинка, неровности), зазоры не восстанавливались после каждого поданного импульса, резко уменьшалась амплитуда импульса напряжения на нагрузке. При увеличении зазоров свыше 0,5 мм с увеличением частоты следования импульсов также ухудшалась стабильность работы МЗР: наблюдались либо пропуски в срабатывании МЗР, либо он не восстанавливался к приходу следующего импульса. При величинах зазоров 0,5 мм наблюдалось удлинение фронта обостренных импульсов в 2÷2,2 раза по сравнению с зазорами 0,2÷0,3 мм. Поэтому дальнейшие эксперименты по генерации ИКР проводились преимущественно при величине зазоров в МЗР 0,3 мм.

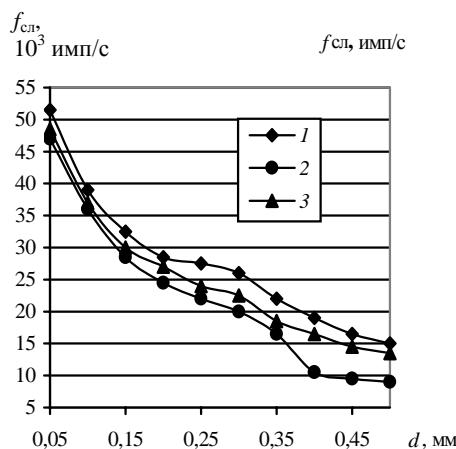


Рис. 3. Зависимости максимальной частоты следования импульсов от величины зазоров в МЗР

Использование обдува вентилятором (ВН-2) МЗР с цилиндрическими электродами позволило увеличить максимальную частоту коммутации примерно на 9 % при зазорах 0,05 мм, на 23 % – при 0,3 мм и на 36 % – при 0,5 мм. Причем с помощью МЗР с цилиндрическими электродами удавалось обеспечить стабильную работу при больших частотах, чем с помощью МЗР с пластинчатыми электродами. Вероятно, это можно объяснить лучшими условиями охлаждения электродов в МЗР с цилиндрическими электродами (большая поверхность электродов подвержена обдуву, большая масса самих электродов), вследствие чего восстановление электрической прочности (ВЭП) РП происходило быстрее.

Следует также отметить, что в МЗР с цилиндрическими электродами легче получить формирование разрядов вдоль всей длины электродов, чем в МЗР с пластинчатыми электродами. Вероятно, это объясняется большей неоднородностью электрического поля в РП и сложностью обеспечения одинаковости зазоров в МЗР с пластинчатыми электродами. На рис. 2 в видны разрядные искры вдоль всей длины электродов в одном из четырех видимых РП (остальные четыре РП не видны, т.к. закрыты соседними электродами).

Возможность осевого вращения цилиндрических электродов обеспечивает больший ресурс МЗР с цилиндрическими электродами по сравнению с МЗР с пластинчатыми электродами, поскольку можно обеспечить равномерный износ всей цилиндрической поверхности путем периодических поворотов электродов на определенный угол по мере их износа. Расчетный ресурс МЗР с цилиндрическими электродами равняется $1,06 \cdot 10^{10}$ разрядов.

Сравнение упомянутых МЗР показало, что по основным характеристикам: обеспечению многократности разряда, условиям охлаждения, величине напряжения самопробоя, удобству эксплуатации и ресурсу МЗР с цилиндрическими электродами имеет преимущество перед МЗР с пластинчатыми электродами. Последний обладает одним преимуществом – малым временем задержки срабатывания, что несущественно для разрядника, работающего на самопроцессе с большой частотой в технологической установке.

МНОГОЗАЗОРНЫЕ РАЗРЯДНИКИ В УСТАНОВКАХ ДЛЯ ОБРАБОТКИ ГАЗООБРАЗНЫХ ВЫБРОСОВ

Целью исследований при создании установок было получение максимальной напряженности электрического поля в электродной системе для получения ИКР высокой технологической эффективности.

В НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" за последние годы создан целый ряд установок для обработки газовых отходов с использованием ИКР [8]. Упрощенная электрическая схема этих установок представлена на рис. 4.

Для увеличения рабочей напряженности электрического поля в обрабатывающей электродной системе путем обострения фронта импульса напряжения в выходном контуре установки был применен 8-зазорный ИР с цилиндрическими электродами.

В серии экспериментов при разном количестве зазоров в разряднике (от 4 до 8 зазоров) амплитуда напряжения генератора устанавливалась таким образом, что амплитуда напряжения в электродной системе была близка к амплитуде перехода ИКР в искровой разряд (в соответствии с изменением количества зазоров в МЗР изменялся и рабочий промежуток в электродной системе – между коронирующими кромками высоковольтного электрода и поверхностью заземленного электрода). Использование МЗР позволило укоротить фронт импульсов с 6,4 мкс до 230÷250 нс. При этом длительность самого импульса уменьшилась с 22÷24 мкс до 13÷16 мкс. Частота следования импульсов равнялась 5500÷7000 имп/с. Измеренные емкостным делителем напряжения амплитуды импульсов в электродной системе в случае обострения были, по крайней мере, в 1,3 раза больше (см. рис. 5), чем в случае без обострения (зазоры МЗР в этом случае были закорочены с помощью полосок медной фольги по всей длине электродов), при одинаковой амплитуде низковольтных импульсов. На рис. 5,б наложены осциллограммы трех разных обостренных импульсов. Наименьшая амплитуда этих импульсов примерно в 1,5 раза превышает амплитуду необостренного импульса, а наибольшая – в 1,8 раза. Таким образом, обострение фронта импульсов позволило в 1,3÷1,8 раза повысить напряженность обрабатывающего поля в реакторе.

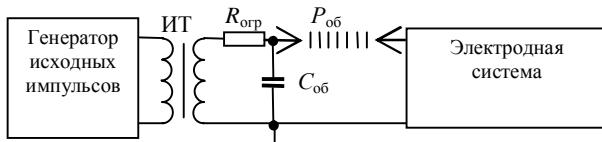


Рис. 4. Упрощенная схема установок для получения ИКР (ИТ – импульсный трансформатор, $P_{обр}$ – многозазорный обостряющий разрядник, $C_{обр}$ – обостряющая емкость, $R_{обр}$ – высоковольтный токоограничивающий резистор)

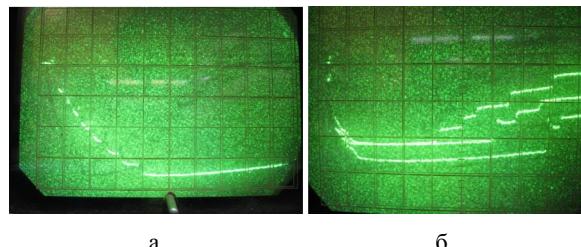


Рис. 5. Осциллограммы импульсов напряжения на электродной системе: *a* – без обострения, разрешение по оси ординат 2,5 кВ/дел; *б* – с обострением, разрешение по оси ординат 5 кВ/дел. Временное разрешение осциллограмм 2 мкс/дел

В другой серии опытов при фиксированной амплитуде напряжения выходного импульса 170 В низковольтного генератора и потребляемого генератором тока 0,35 А из питающей сети были измерены импульсы разрядного тока в электродной системе с помощью шунта. В случае с обострением амплитуда импульса тока составила около 12 А, что в 60 раз превышает амплитуду импульса тока в случае без обострения – 0,2 А.

Следует отметить, что при достижении такого значения амплитуды импульсов напряжения на электродной системе, когда возможен переход ИКР в искровой разряд, в случае обострения в РП электродной системы значительно реже формируется искровой разряд, чем при отсутствии обострения. Причем, в случае обострения искровой разряд не носит необратимого характера (в РП возобновляется генерация ИКР) вследствие отделения обостряющего разрядного контура от импульсного трансформатора многозазорным разрядником.

Благодаря увеличению рабочей напряженности электрического поля в электродной системе возможно увеличение энергии генерируемых в ИКР частиц, в частности электронов, часть из которых может превышать энергию 10 эВ. Поэтому новой возможностью метода очистки газовых выбросов с использованием ИКР, по сравнению с известными методами, является возможность диссоциации молекул нежелательных газовых примесей (например, SO_2 , CO_2 и др.) прямым электронным ударом во всей зоне ионизации благодаря существенному превышению электронной температуры над температурой атомов и ионов.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРЕДЕЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ КОММУТАЦИИ МНОГОЗАЗОРНОГО РАЗРЯДНИКА

При устойчивой работе МЗР максимальная достигнутая частота коммутации в генераторе по схеме на рис. 6 составила $f_{\text{ср}} \approx 27000$ имп/с при амплитуде коммутируемого импульса тока около 60 А.

Реактор – нагрузка представлял собой коаксиальную электродную систему: внутренний высоковольтный электрод – в виде ряда тонких (толщиной 11 мкм) алюминиевых коронирующих дисков (с внешним диаметром 30 мм), размещенных на сталь-

ном стержне \varnothing 6 мм перпендикулярно к нему с шагом 20 мм; наружный заземленный электрод – охватывающая внутренний электрод алюминиевая труба с внутренним диаметром 40 мм. Задача согласования волнового сопротивления реактора с активным сопротивлением резисторов в наносекундном диапазоне времён не ставилась, поскольку это согласование приводит к неизбежной потере энергии в резисторах.

На рис. 6 использованы следующие обозначения: 1 – зарядное устройство; 2 – генератор низковольтных исходных импульсов; ИТ – импульсный трансформатор на ферритовом магнитопроводе; $C_{\text{соб.ИТ}}$ – собственная емкость высоковольтной вторичной обмотки, $C_{\text{соб.ИТ}} \approx 160$ пФ; C_h – нагрузочная емкость, $C_h = 200$ пФ (два параллельно включенных конденсатора КВИ-2 100 пФ 20 кВ); МЗР – многозазорный разрядник с единичными зазорами по 0,3 мм; L_h – нагрузочная индуктивность, намотана многопроволочным проводом типа ПВ-3 сечением 1 мм^2 на изолированном кольцевом ферритовом магнитопроводе МН 120×80×8. Количество витков в L_h равно $W_{L_h} = 100$; Р – реактор с ИКР. При использовании схемы на рис. 6 учитывалось то обстоятельство, что чем дальше после каждого импульса нарастает зарядное напряжение параллельно включенных емкостей ($C_{\text{соб.ИТ}} + C_h$) до пробивного на МЗР (т.е. чем больше пауза между импульсами), тем лучше (надежнее, до большего значения $U_{\text{пр}}$) восстанавливается электрическая прочность межэлектродных промежутков МЗР. При срабатывании МЗР вся запасенная в емкостях $C_{\text{соб.ИТ}}$ и C_h энергия выделяется в реакторе Р и индуктивности L_h .

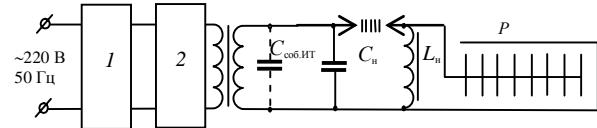


Рис. 6. Схема генератора микросекундных импульсов

Соответствующие этому режиму осциллограммы импульсов в реакторе с ИКР приведены на рис. 7.

При примерно одинаковом переносимом за импульс заряде (около 0,05 Кл) достигнутая частота 27000 имп/с на 29 % выше, чем достигаемая (19000 имп/с) в известных [18] экспериментах по коммутации 2-мм-вых воздушных атмосферного давления зазоров. При этом рабочее напряжение зазоров 0,3 мм равнялось примерно 0,5 $U_{\text{пр}}$ ($U_{\text{пр}}$ – первоначальное пробивное напряжение), а зазоров 2 мм равнялось 0,25 $U_{\text{пр}}$, что доказывает предпочтительность использования субмиллиметровых РП по сравнению с миллиметровыми для режимов с высокой частотой следования импульсов.

Предельная частота следования импульсов 27000 имп/с в МЗР получена при пробивном напряжении, составляющем примерно 50 % от напряжения самопроявления в режиме одиночных импульсов. Таким образом, при увеличении частоты коммутации МЗР мы уменьшили напряжение срабатывания разрядника. Однако, такое снижение напряжения срабатывания разрядника компенсируется в амплитуде импульса на нагрузке, что было показано выше при обострении фронта импульсов на реакторе с ИКР. Действительно, сравнивая осциллограммы на рис. 7, б и 7, г, мы видим, что амплитуда обостренного импульса почти в 2 раза превышает амплитуду необостренного импульса при одинаковых исходных низковольтных импульсах.

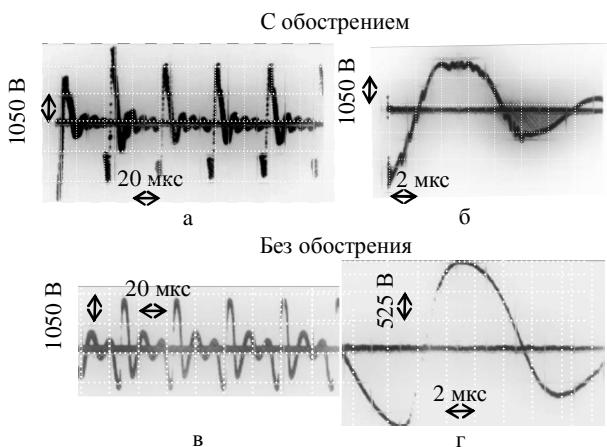


Рис. 7. Осциллограммы импульсов напряжения на реакторе с ИКР для генератора по схеме на рис. 6.

ВЫВОДЫ

1. При исследовании зависимости частоты коммутации воздушных атмосферного давления, работающих на самопробое, малогабаритных МЗР двух конструкций от величины РП в диапазоне от 0,05 до 0,5 мм с использованием продувки РП и без нее установлено, что МЗР может длительно стably работать при рациональной величине РП, равной $0,25 \pm 0,3$ мм.

2. Экспериментально установленная верхняя граница по частотной применимости воздушного атмосферного давления, работающего на самопробое, малогабаритного МЗР с РП 0,3 мм в генераторах ИКР равняется 27000 имп/с при достигаемой амплитуде разрядного тока 60 А.

3. Экспериментально установлено, что снижение пробивного напряжения МЗР компенсируется увеличением амплитуды в нагрузке вследствие обострения фронта импульса.

4. Обострение с помощью МЗР фронта импульсов, формирующих ИКР, при одинаковой амплитуде исходных низковольтных импульсов:

- обеспечило укорочение длительности фронта импульсов в десятки раз;
- позволило увеличить максимально возможную напряженность электрического поля в электродной системе, по крайней мере, в 1,3 раза, а, следовательно, и эффективность ИКР;
- позволило улучшить условия для предотвращения аварийных режимов (перехода ИКР в искровой разряд) вследствие отделения обостряющего разрядного контура от импульсного трансформатора многозазорным разрядником;
- обеспечило увеличение разрядного тока в 60 раз (с 0,2 до 12 А) в электродной системе при неизменном энергопотреблении из сети.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бойко Н.И. Высоковольтные искровые разрядники для технологических установок / Н.И. Бойко, А.В. Борцов, Л.С. Евдошенко [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 2001. – № 2. – С. 79-88.
 2. Ванюков М.П. Исследование процесса восстановления электрической прочности искрового промежутка при работе его в режиме повторных разрядов / М.П. Ванюков, В.И. Исаенко, Г.Н. Травлеев // Ж. техн. физ. – 1962. – Том XXXII. – № 6. – С. 746-752.
 3. Юрген Б. Исследование коммутирующих устройств на основе искровых промежутков с предельно высокой частотой коммутации и возможностей их применения: автореферат дисс. на соискание научн. степени канд. техн. наук: спец. 01.04.13 "Электрофизика, электрофизические установки" / Б. Юрген – СПб.: изд-во СПбГПУ. – 2003.
 4. Месяц Г.А. Импульсная энергетика и электроника / Г.А. Месяц. – М.: Наука, 2004. – 704 с.
 5. Бойко Н.И. Импульсный коронный разряд с расширенной зоной ионизации: физические основы получения и перспективные области применения / Н.И. Бойко, А.В. Борцов, Л.С. Евдошенко [и др.] // Електротехніка і електромеханіка. – 2004. – №3. – С. 98-104.
 6. Высокоинтенсивные физические факторы в биологии, медицине, сельском хозяйстве и экологии: труды междунар. конф. / под ред. В.Д. Селемира, Г.М. Спирова, В.И. Карапина. – Саров: РФЯЦ-ВНИИЭФ, 2009. – 282 с. – ил. – С. 252-255.
 7. Бойко Н.И. Частотные искровые разрядники / Н.И. Бойко, Л.С. Евдошенко, А.И. Зароченцев, В.М. Иванов // Вісник НТУ "ХПІ". – 2006. – №35. – С. 5-19.
 8. Озон и другие экологически чистые окислители: Наука и технологии: материалы 31-го Всеросс. семинара. (Москва, 2-3 июня 2010) / Химический факультет МГУ. – М.: МАКС Пресс, 2010. – 294 с.: ил. – С. 121-126.
- Bibliography (transliterated):**
1. Bojko N.I. Vysokovol'tnye iskrovye razryadniki dlya tehnologicheskikh ustavok / N.I. Bojko, A.V. Borcov, L.S. Evdoshenko [i dr.] // Pribory i tekhnika 'eksperimenta. - 2001. - № 2. - S. 79-88.
 2. Vanyukov M.P. Issledovanie processa vosstanovleniya elektricheskoy prochnosti iskrovogo promezhutka pri rabote ego v rezhime povtornykh razryadov / M.P. Vanyukov, V.I. Isaenko, G.N. Travleev // Zh. tehn. fiz. - 1962. - Tom XXXII. - № 6. - S. 746-752.
 3. Yurgen B. Issledovanie kommutiruyushchih ustroystv na osnove iskrovyh promezhutkov s predel'no vysokoj chastotoj kommutacii i vozmozhnostej ih primeneniya: avtoreferat diss. na soiskanie nauchn. stepeni kand. tehn. nauk: spec. 01.04.13 "Elektrofizika, elektrofizicheskie ustavoki" / B. Yurgen - SPb.: izd-vo SPbGPU. - 2003.
 4. Mesyac G.A. Impul'snaya energetika i elektronika / G.A. Mesyac. - M.: Nauka, 2004. - 704 s. 5. Bojko N.I. Impul'snyi koronnyi razryad s rasshirennoj zonoj ionizacii: fizicheskie osnovy poluchenija i perspektivnye oblasti primeneniya / N.I. Bojko, A.V. Borcov, L.S. Evdoshenko [i dr.] // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2004. - №3. - S. 98-104.
 6. Vysokointensivnye fizicheskie faktory biologii, medicine, sel'skom hozyajstvem i ekologij: trudy mezhdunar. konf. / pod red. V.D. Selemira, G.M. Spirova, V.I. Karelina. - Sarov: RFYaC-VNIIEF, 2009. - 282 s. - il. - C. 252-255.
 7. Bojko N.I. Chastotnye iskrovye razryadniki / N.I. Bojko, L.S. Evdoshenko, A.I. Zarochencev, V.M. Ivanov // Visnik NTU "HPI". - 2006. - №35. - S. 5-19.
 8. Ozon i drugie ekologicheski chistye okisliteli: Nauka i tekhnologii: materialy 31-go Vseross. seminara. (Moskva, 2-3 iyunya 2010) / Himicheskij fakul'tet MGU. - M.: MAKS Press, 2010. - 294 s.: il. - S. 121-126.

Поступила 22.04.2013

Евдошенко Леонид Свиридович, с.н.с.,
НИПКИ "Молния"

Національний технічний університет
"Харківський політехнічний інститут"
61013, Харків, ул. Шевченко, 47
тел. (057) 7076183, e-mail: eft@kpi.kharkov.ua

Yevdoshenko L.S.

Air atmospheric-pressure dischargers for operation in high-frequency switching mode.

Operation of two designs of compact multigap dischargers has been investigated in a high-frequency switching mode. It is experimentally revealed that the rational length of single discharge gaps in the designs is 0.3 mm, and the maximum switching frequency is 27000 discharges per second under long-term stable operation of the dischargers. It is shown that in pulsed corona discharge reactors, the pulse front sharpening results in increasing the operating electric field strength by 1.3 – 1.8 times.

Key words – air spark discharger, multigap discharger, high-frequency switching.

ЗАХОДИ МОДЕРНІЗАЦІЇ Р-Q ТЕОРІЇ МИТТЕВОЇ ПОТУЖНОСТІ ДЛЯ РОБОТИ В УМОВАХ НЕСИНУСОЇДНОЇ НЕСИМЕТРИЧНОЇ СИСТЕМИ НАПРУГ

В роботі проаналізовано два методи модернізації математичного апарату р-к теорії миттєвої потужності для пристрій активної фільтрації струму мережі. Обидва методи модернізації мають однакову сутність при різних способах практичної реалізації. Розглянуті концепції модернізації р-к теорії дозволяють виправити недолік некоректного визначення струму компенсації при несиметричній та несинусоїдній системі напруг живлення.

В работе проанализированы два метода модернизации математического аппарата р-к теории мгновенной мощности для устройств активной фильтрации тока сети. Оба метода модернизации имеют одинаковую сущность при разных способах их технической реализации. Рассмотренные концепции модернизации позволяют исправить недостаток р-к теории, возникающий в условиях несимметричной и несинусоидальной системы питающего напряжения.

ПРОБЛЕМА ТА ЇЇ ЗВ'ЯЗОК З НАУКОВИМИ ТА ПРАКТИЧНИМИ ЗАВДАННЯМИ

Інтелектуальну частину приладів активної корекції енергетичного потоку можна розділити на наступні основні складові: визначення струму корекції та його формування (керування силовими ключами). Стосовно визначення струму корекції, доволі розповсюджено є р-к теорія миттєвої потужності, запропонована в [1], та її похідні. Ця теорія має ряд недоліків, на які вказують роботи [3-5]. Сутність критики вищезазначеної теорії можна звести до фактів некоректного визначення складових потужності мережі при несиметрії та несинусоїдності напруги живлення. В такому разі активний фільтр генерує у мережу неправильний струм корекції. Симетрування фазних струмів у такому випадку є неможливим.

АНАЛІЗ ДОСЛІДЖЕНЬ ТА ПУБЛІКАЦІЙ

Для вирішення зазначененої проблеми більшість науковців пропонують власні математичні апарати визначення складових потужності [3], які у свою чергу теж не позбавлені недоліків. Вдале технічне рішення щодо застосування р-к теорії для пристрій компенсації, які працюють в умовах "неідеальної" напруги живлення, запропоновано в [6]. Аналогічна до вищезазначеного методу корекція математичного апарату для роботи в умовах несиметрії напруг згадується в [9].

ПОСТАНОВКА ЗАВДАННЯ

Проаналізувати ідею модернізації р-к теорії для виявлення струму корекції в умовах несинусоїдної несиметричної напруги живлення, представлена в [6] та [9]. На основі попереднього аналізу модернізувати існуючу р-к теорію миттєвої потужності для задач керування активним фільтром гармонік струму в умовах несинусоїдної несиметричної напруги живлення.

ВИКЛАДЕННЯ МАТЕРІАЛУ ТА РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ

Р-к теорія визначає сукупність миттєвих потужностей трипровідних та чотирипровідних з нульовим проводом мереж у часовому просторі. Основою р-к теорії є так зване перетворення Кларка, яке дозволяє перейти від системи координат А-В-С до ортогональної нерухомої системи координат α - β . Після переходу до нової системи координат розраховуються складові миттєвої потужності. Нижче представлені перетворення Кларка для трифазної чотирипровідної системи напруг та струмів.

$$\begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix}, \quad (1)$$

де u_0 , u_α , u_β – миттєві значення напруги нульового провідника, проекцій узагальненого вектору напруги на вісі α та β відповідно; u_A , u_B , u_C – миттєві значення напруг фаз А, В, С відповідно; $[C]$ – матриця прямого перетворення системи координат А-В-С до системи координат α - β ;

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}, \quad (3)$$

де i_0 , i_α , i_β – миттєві значення струмів нульового проводу, проекцій узагальненого вектору струму на вісі α та β відповідно; i_A , i_B , i_C – миттєві значення струмів фаз А, В, С відповідно.

У випадку трифазної трипровідної мережі струм i_0 відсутній.

Миттєву активну та реактивну потужності системи визначають, як [1]:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_0 & 0 & 0 \\ 0 & u_\alpha & u_\beta \\ 0 & -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad (4)$$

де p_0 – миттєва потужність нульової послідовності; p – миттєва активна потужність; q – миттєва реактивна потужність.

Миттєва активна на реактивна потужність розкладаються на постійну та осцилюючу складові [2]:

$$p = P + \tilde{p}, \quad (5)$$

де P – постійна складова миттєвої активної потужності; \tilde{p} – осцилююча складова миттєвої активної потужності.

$$q = Q + \tilde{q}, \quad (6)$$

де Q – постійна складова миттєвої реактивної потужності; \tilde{q} – осцилююча складова миттєвої реактивної потужності.

Значення P та Q є інтегральними значеннями миттєвих активної та реактивної потужностей.

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T p \cdot dt, \quad (7)$$

де T – період напруги живлення;

$$Q = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T q \cdot dt. \quad (8)$$

Осцилюючі значення знаходять з виразів (5) та (6), маючи інтегральні значення P та Q , знайдені у виразах (7) та (8). Необхідно зауважити, що в дискретних цифрових системах значення інтегралів обчислюється, зазвичай, через ковзаюче середнє.

Дослідження показують, що корисно складовою є тільки складова $P[2]$, та у більшості випадків, усі інші складові потужності \tilde{p} , Q , \tilde{q} необхідно компенсувати. Струм, що повинен генерувати активний фільтр, знаходиться через зворотні перетворення Кларка:

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \end{bmatrix} = \frac{1}{u_a^2 + u_b^2} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha & -u_\beta \\ u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} - p_0 \\ q \end{bmatrix}, \quad (9)$$

де i_{ca} , i_{cb} – скореговані проекції узагальненого вектору струмі в ортональних координатах α - β відповідно.

$$\begin{bmatrix} i_{cA} \\ i_{cB} \\ i_{cC} \end{bmatrix} = [C]^T \cdot \begin{bmatrix} -i_0 \\ i_{ca} \\ i_{cb} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

де i_{cA} , i_{cB} , i_{cC} – струми активного фільтру у фазах А, В, С.

Факти неправильного визначення складових потужності мережі при несиметрії та несинусоїдності напруги живлення розглянуті в [3-5]. Сутність недоліку математичного апарату р- q теорії полягає в тому, що матриці перетворення координат А-В-С в α - β та α - β в А-В-С не враховують несиметрію напруг (струмів). Спроба врахувати несиметрію через складову u_0 (i_0) є неефективною у більшості випадків.

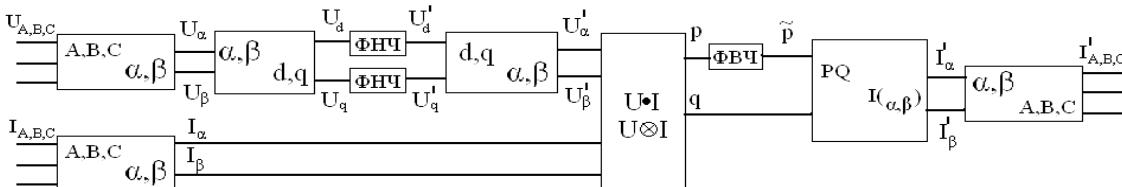


Рис. 1. Структурна визначення струму корекції мережі, запропонована в [6]

Для аналізу вище приведеної техніки корекції, необхідно записати узагальнений вектор напруги через системи прямої, зворотної та нульової послідовностей, за відомими із теоретичних основ електротехніки виразами [8]. В такому разі система напруг через симетричні складові набуде вигляду:

$$\begin{cases} \mathbf{U}_A = \mathbf{U}_{fA} + \mathbf{U}_{rA} + \mathbf{U}_0 \\ \mathbf{U}_B = \mathbf{U}_{fB} + \mathbf{U}_{rB} + \mathbf{U}_0 \\ \mathbf{U}_C = \mathbf{U}_{fC} + \mathbf{U}_{rC} + \mathbf{U}_0, \end{cases} \quad (17)$$

де \mathbf{U}_A , \mathbf{U}_B , \mathbf{U}_C – вектори напруги фаз А, В, С; \mathbf{U}_{fA} , \mathbf{U}_{fB} , \mathbf{U}_{fC} – вектори фазних напруг А, В, С системи прямої послідовності; \mathbf{U}_{rA} , \mathbf{U}_{rB} , \mathbf{U}_{rC} – вектори фазних напруг А, В, С системи зворотної послідовності; \mathbf{U}_0 – вектор нульової послідовності.

Тоді, узагальнений вектор напруги:

Рішення, запропоноване в [6], полягає в додатковому перетворенні проекцій вектора напруги u_α та u_β до системи координат d-q, що обертається з частотою першої гармоніки мережі ω_1 .

$$\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_1, \quad (11)$$

де f_1 – частота першої гармоніки напруги мережі.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = [\theta] \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}, \quad (12)$$

де u_d , u_q – проекції узагальненого вектору напруги в системі координат d-q, що обертається; $[\theta]$ – матриця прямого перетворення системи координат α - β до системи координат d-q;

$$[\theta] = \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 \cdot t) & \sin(\omega_1 \cdot t) \\ -\sin(\omega_1 \cdot t) & \cos(\omega_1 \cdot t) \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Далі, до отриманих значень проекцій вектора напруги u_d та u_q застосовують низькочастотну фільтрацію, залишаючи постійні складові, та перетворюють до нерухомої системи координат α - β .

$$u_d^* = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_d dt, \quad (14)$$

де u_d^* – постійна складова проекції u_d .

$$u_q^* = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_q dt, \quad (15)$$

де u_q^* – постійна складова проекції u_q .

$$\begin{bmatrix} u_\alpha^* \\ u_\beta^* \end{bmatrix} = [\theta]^T \cdot \begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \end{bmatrix}, \quad (16)$$

де u_α^* та u_β^* – скореговані проекції узагальненого вектору напруги на вісі α та β відповідно.

Нижче (рис. 1) представлена структурна схема математичного апарату, що визначає струм корекції, який має генерувати в мережу активний фільтр [6].

$$\mathbf{U} = \frac{2}{3} \cdot (\mathbf{U}_A + a \cdot \mathbf{U}_B + a^2 \cdot \mathbf{U}_C), \quad (18)$$

де \mathbf{U} – узагальнений вектор напруги; a – оператор трифазної системи;

$$a = e^{\frac{2}{3}\pi \cdot j}. \quad (19)$$

Розкладши кожен з векторів фазної напруги на симетричні складові, (18) можна переписати в іншій формі:

$$\begin{aligned} \mathbf{U} = \frac{2}{3} \cdot & [(\mathbf{U}_{fA} + \mathbf{U}_{rA} + \mathbf{U}_0) + a \cdot (\mathbf{U}_{fB} + \mathbf{U}_{rB} + \mathbf{U}_0) + \\ & + a^2 \cdot (\mathbf{U}_{fC} + \mathbf{U}_{rC} + \mathbf{U}_0)] = \frac{2}{3} \cdot [(\mathbf{U}_{fA} + \mathbf{U}_{rA}) + a \cdot (\mathbf{U}_{fB} + \mathbf{U}_{rB}) + \\ & + a^2 \cdot (\mathbf{U}_{fC} + \mathbf{U}_{rC}) + \mathbf{U}_0(1 + a + a^2)] = \mathbf{U}_f + \mathbf{U}_r, \end{aligned} \quad (20)$$

де \mathbf{U}_f , \mathbf{U}_r – вектори напруг прямої та зворотної послідовностей.

Із (20) видно, що узагальнений вектор напруги при будь-якому виді несиметрії завжди буде містити тільки складові прямої та зворотної послідовностей [7].

Перетворення узагальненого вектору напруги до системи координат d-q, що обертається, виглядатиме, як [7]:

$$\mathbf{U}^{(dq)} = \mathbf{U}^{(\alpha\beta)} \cdot e^{-j\omega t}, \quad (21)$$

де $\mathbf{U}_f^{(dq)}$, $\mathbf{U}_r^{(\alpha\beta)}$ – узагальнені вектори напруги в d-q та $\alpha\beta$ координатах відповідно.

Враховуючи (19) отримаємо:

$$\mathbf{U}^{(dq)} = [\mathbf{U}_f^{(\alpha\beta)} + \mathbf{U}_r^{(\alpha\beta)}] \cdot e^{-j\omega t}, \quad (22)$$

де $\mathbf{U}_f^{(\alpha\beta)}$, $\mathbf{U}_r^{(\alpha\beta)}$ – вектори прямої та зворотної послідовностей в $\alpha\beta$ координатах відповідно.

Вираз (22), записаний через експоненціальну форму:

$$\mathbf{U}^{(dq)} = [\mathbf{U}_{fm}^{(\alpha\beta)} \cdot e^{j(\omega t + \delta_f)} + \mathbf{U}_{rm}^{(\alpha\beta)} \cdot e^{-j(\omega t + \delta_r)}] \cdot e^{-j\omega t}, \quad (23)$$

де $\mathbf{U}_{fm}^{(\alpha\beta)}$, $\mathbf{U}_{rm}^{(\alpha\beta)}$ – амплітуди векторів прямої та зворотної послідовностей в $\alpha\beta$ координатах відповідно; δ_f , δ_r – кути зсуву векторів прямої та зворотної послідовностей відносно початку d-q системи координат.

Перетворивши попередній вираз:

$$\mathbf{U}^{(dq)} = \mathbf{U}_{fm}^{(\alpha\beta)} \cdot e^{j\delta_f} + \mathbf{U}_{rm}^{(\alpha\beta)} \cdot e^{-j(2\omega t + \delta_r)}. \quad (24)$$

Перша та друга складові відповідають проекціям узагальненого вектору напруги на вісі d та q:

$$\begin{cases} u_d = \mathbf{U}_{fm}^{(\alpha\beta)} \cdot \cos(\delta_f) + \mathbf{U}_{rm}^{(\alpha\beta)} \cdot \cos(2\omega_1 t + \delta_r) \\ u_q = \mathbf{U}_{fm}^{(\alpha\beta)} \cdot \sin(\delta_f) - \mathbf{U}_{rm}^{(\alpha\beta)} \cdot \sin(2\omega_1 t + \delta_r) \end{cases}. \quad (25)$$

Отже, для корекції несиметричної системи живлення необхідно видалити осцилюючі складові системи рівнянь (25). Таким чином, скорегована несиметрична система буде виглядати як симетрична система напруг:

$$\begin{cases} u_d = \mathbf{U}_{fm}^{(\alpha\beta)} \cdot \cos(\delta_f) \\ u_q = \mathbf{U}_{fm}^{(\alpha\beta)} \cdot \sin(\delta_f) \end{cases}. \quad (26)$$

Проекції узагальненого скорегованого вектора в системі координат $\alpha\beta$ запишуться через зворотне перетворення Парка (16), враховуючи (26):

$$\begin{cases} u_a^* = \mathbf{U}_{fm}^{(\alpha\beta)} \cdot \cos(\delta_f) \cdot \cos(\omega_1 t) - \\ - \mathbf{U}_{fm}^{(\alpha\beta)} \cdot \sin(\delta_f) \cdot \sin(\omega_1 t); \\ u_b^* = \mathbf{U}_{fm}^{(\alpha\beta)} \cdot \cos(\delta_f) \cdot \sin(\omega_1 t) - \\ - \mathbf{U}_{fm}^{(\alpha\beta)} \cdot \sin(\delta_f) \cdot \cos(\omega_1 t). \end{cases} \quad (27)$$

У такому випадку доцільно кут δ_f прийняти рівним нулю, використовуючи наступний аргумент: за умови ідеальної трифазної системи напруги живлення проекції її узагальненого вектора в координатній площині $\alpha\beta$ зсунуті на кут 90° (ортогональні). Тому, при перетворенні проекцій вектора із системи $\alpha\beta$ до системи d-q можна чітко зв'язати початок координат системи d-q віссю a. У такому разі кут δ_f дорівнює нулю. За наявності несиметрії напруг, проекції вектора \mathbf{U}_a та \mathbf{U}_b не ортогональні. Відповідно під час вибору нульової фази обертової системи координат d-q, яка співпадає з віссю a кут δ_f може мати відмінне від нуля значення. В поданій роботі пропонується зв'язати початок d-q системи координат з нульовою

фазою вектору \mathbf{U}_f для будь-яких станів системи напруги живлення.

Іншими словами проблему можна сформулювати так: "За наявності зсувів векторів фазних напруг, що не дорівнюють 120° , який вектор брати за точку відліку?".

Отже, (27) запишеться:

$$\begin{cases} u_\alpha^* = \mathbf{U}_{fm}^{(\alpha\beta)} \cdot \cos(\omega_1 t) \\ u_\beta^* = \mathbf{U}_{fm}^{(\alpha\beta)} \cdot \sin(\omega_1 t) \end{cases}. \quad (28)$$

Таким чином, несиметрична система векторів:

$$\begin{cases} \mathbf{U}_A = k_A \cdot \mathbf{U}_m \cdot e^{j\varphi_A} \\ \mathbf{U}_B = k_B \cdot \mathbf{U}_m \cdot e^{j(\frac{2}{3}\pi + \varphi_B)} \\ \mathbf{U}_C = k_C \cdot \mathbf{U}_m \cdot e^{j(\frac{4}{3}\pi + \varphi_C)} \end{cases}, \quad (29)$$

де k_A , k_B , k_C – коефіцієнти несиметрії амплітуд векторів напруги фаз A, B, C відповідно; \mathbf{U}_m – амплітуда фазної напруги A, B, C; φ_A , φ_B , φ_C – кути зсуву фаз A, B, C, що характеризують несиметрію відповідно.

Задача корекції зводиться до визначення вектора прямої послідовності трифазної системи[9], який можна знайти, як [8]:

$$\mathbf{U}_{correct} = \frac{\mathbf{U}_A + \mathbf{U}_B \cdot e^{\frac{4}{3}\pi j} + \mathbf{U}_C \cdot e^{\frac{2}{3}\pi j}}{3}. \quad (30)$$

Зазначений вектор $\mathbf{U}_{correct}$ у системі координат $\alpha\beta$ матиме вигляд:

$$\begin{cases} u_\alpha^* = \text{Im}(\mathbf{U}_{correct}) \\ u_\beta^* = \text{Re}(\mathbf{U}_{correct}) \end{cases}. \quad (31)$$

Отже, перший крок вдосконаленої системи: визначення проекцій узагальненого вектора напруги $\mathbf{U}_{correct}$ на вісі $\alpha\beta$ (30). Цей захід вдало виконує дискретне перетворення Фур'є.

$$\begin{cases} u_\alpha^* = \frac{\text{Im}(\mathbf{U}_A^{(d)}) + \text{Im}(\mathbf{U}_B^{(d)}) + \text{Im}(\mathbf{U}_C^{(d)})}{3} \\ u_\beta^* = \frac{\text{Re}(\mathbf{U}_A^{(d)}) + \text{Re}(\mathbf{U}_B^{(d)}) + \text{Re}(\mathbf{U}_C^{(d)})}{3} \end{cases}, \quad (32)$$

де $\mathbf{U}_A^{(d)}$, $\mathbf{U}_B^{(d)}$, $\mathbf{U}_C^{(d)}$ – дискретні комплексні представлення векторів фазних напруг.

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_A^{(d)} = & \sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) + \\ & + j \cdot \sum_{n=0}^{N-1} u_A(n) \cdot \sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right), \end{aligned} \quad (33)$$

де $u_A(n)$ – поточне значення дискретного виміру; N – кількість кроків дискретизації за один період; n – порядковий номер дискретного виміру.

Значення $\mathbf{U}_B^{(d)}$, $\mathbf{U}_C^{(d)}$ обраховуються аналогічно. Для зручності обрахування в дискретному вигляді значення косинусів та синусів замінюються на складові (обертові коефіцієнти) $W_{RE}[i]$ та $W_{IM}[i]$, що є константами та зберігаються в таблицях пам'яті цифрового обчислюючого пристрою. Спроектувавши вектор $\mathbf{U}_{correct}$ на вісі $\alpha\beta$:

$$\begin{cases} X_\alpha[i] := \frac{1}{3} \cdot (u_A[i] \cdot W_{IM}[i] + u_B[i] \cdot W_{IM}[i + \frac{1}{3}N] + \\ + u_C[i] \cdot W_{IM}[i + \frac{2}{3}N]); \\ X_\beta[i] := \frac{1}{3} \cdot (u_A[i] \cdot W_{RE}[i] + u_B[i] \cdot W_{RE}[i + \frac{1}{3}N] + \\ + u_C[i] \cdot W_{RE}[i + \frac{2}{3}N]) \end{cases}, \quad (34)$$

де i – порядковий номер поточного виміру в межах одного періоду напруги живлення; $W_{RE}[i]$, $W_{IM}[i]$ – поточне значення обертового косинусного та синусного коефіцієнтів відповідно; $X_\alpha[i]$, $X_\beta[i]$ – проміжні значення для обрахунку проекцій узагальненого вектору напруги.

$$\begin{cases} u_\alpha^* := u_\alpha - X_\alpha[i-N] + X_\alpha[i] \\ u_\beta^* := u_\beta - X_\beta[i-N] + X_\beta[i] \end{cases}, \quad (35)$$

де $X_\alpha[i-N]$, $X_\beta[i-N]$ – минулі за період проміжні значення для обрахунку проекцій узагальненого вектору напруги.

Наступним кроком визначається постійна складова активної потужності (7) за формулою:

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T (u_A \cdot i_A + u_B \cdot i_B + u_C \cdot i_C) \cdot dt. \quad (36)$$

На практиці вище приведений вираз (36) зручно обчислювати через "ковзаюче середнє":

$$p[i] := u_A[i] \cdot i_A[i] + u_B[i] \cdot i_B[i] + u_C[i] \cdot i_C[i]. \quad (37)$$

$$P := P - \frac{p[i-N]}{N} + \frac{p[i]}{N}, \quad (38)$$

де $p[i-N]$ – минуле за період значення миттєвої потужності; $p[i]$ – поточне значення миттєвої потужності на i -му кроці дискретизації.

Далі значення струму, що має генерувати активний фільтр, обраховується як і в оригінальній p-q теорії:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{(u_\beta^*)^2 + (u_\alpha^*)^2} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha^* & -u_\beta^* \\ u_\beta^* & u_\alpha^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (39)$$

$$\begin{bmatrix} i_{cA} \\ i_{cB} \\ i_{cC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} - [C]^T \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix}. \quad (40)$$

Миттєвий коефіцієнт потужності k_p системи обирається за таким виразом:

$$k_p = \frac{u_A \cdot i_A + u_B \cdot i_B + u_C \cdot i_C}{\sqrt{u_A^2 + u_B^2 + u_C^2} \cdot \sqrt{i_A^2 + i_B^2 + i_C^2}}. \quad (41)$$

Для прикладу взято несиметричну несинусоїдну трифазну три провідну систему живлення, до якої підключено нелінійний споживач, що є генератором вищих гармонік струму та споживачем реактивної потужності в її класичному розумінні (рис. 2).

На рис. 3, а видно струм, який генерує в мережу активний фільтр та форми фазних струмів (рис. 3, б) після корекції, які є симетричними та синусоїдними. Миттєвий коефіцієнт потужності системи (рис. 4, б) після корекції наближений до 1 та змінюється більш монотонно. Необхідно зауважити, що при генерації струму корекції, який забезпечує утворення синусоїдного симетричного струму в мережі живлення неможливо у повній мірі

компенсувати реактивну потужність (рис. 4, б).

В табл. 1 наведено приблизне порівняння обчислювальних затрат за один дискретний період обрахунку. Для порівняння обрані оригінальна p-q теорія, модифікація p-q теорії, запропонованої в [6], та алгоритм, представлений у даній роботі.

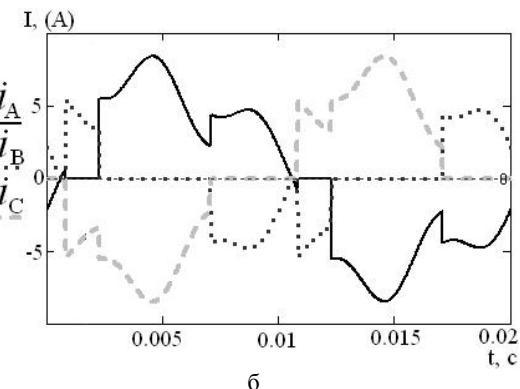
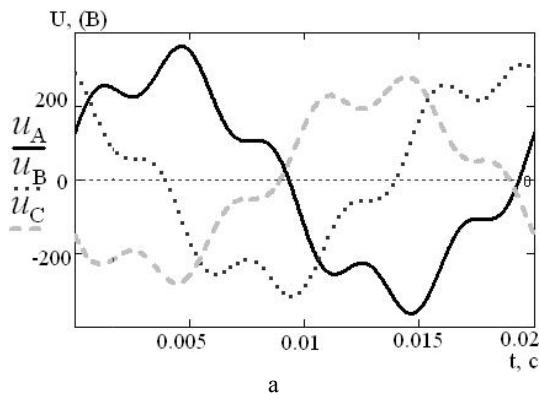


Рис. 2. Напруги та струми тестової несиметричної трифазної системи до корекції.

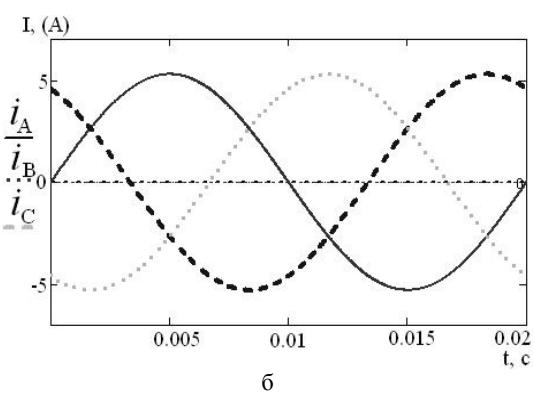
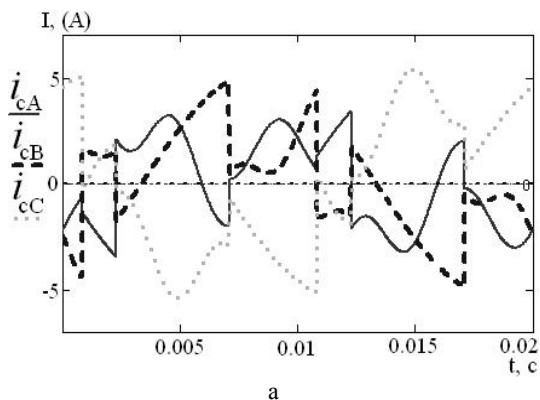


Рис. 3. Струм фільтру (а) та фазні струми мережі після корекції (б)

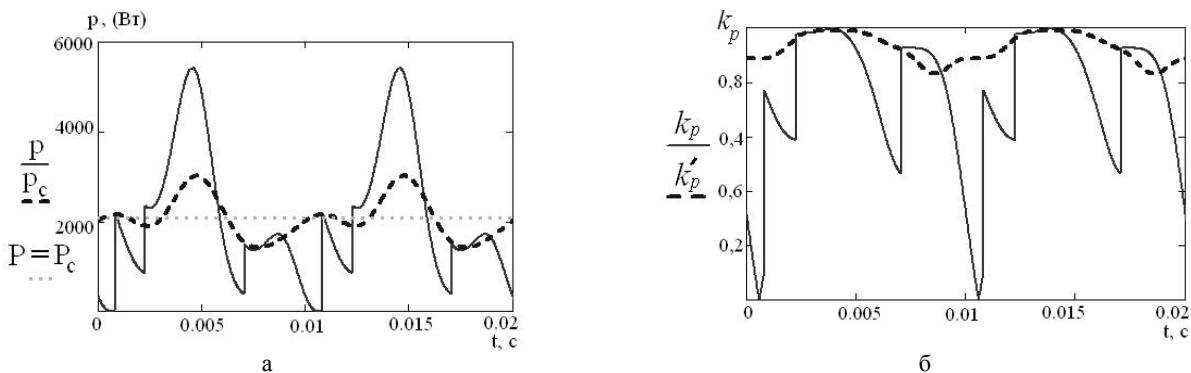


Рис. 4. Миттева потужність до (P) та після (P_c) корекції, її інтегральне значення P (а) та коефіцієнт потужності (б) до (k_p) та після (k'_p) корекції

Таблиця 1

Порівняння апаратних затрат трьох розглянутих алгоритмів

Дія \ Алгоритм	Оригінальна p-q теорія	Модифікація з d-q перетворенням [5]	Запропонований алгоритм
Складання	14	19	17
Множення	20	28	23
Наявність фільтрів та ФАПЧ	1 ФВЧ	1 ФВЧ, 2 ФНЧ + ФАПЧ	1 ФНЧ + ФАПЧ

ВИСНОВКИ

Проаналізовано ідею [6, 9], що дозволяють усунути недоліки p-q теорії, які виникають при роботі в умовах несинусоїдної несиметричної напруги живлення. На основі проведеного аналізу показано зв'язок "технічного" рішення [6] та математичного заходу [9] модернізації апарату p-q теорії. Запропоновано модифікацію вищезазначеної теорії, що вдало виконує функцію симетрування фазних струмів при несинусоїдній несиметричній напрузі живлення. Наведено приклад роботи використання скорегованого математичного апарату для трифазної три провідної несиметричної та несинусоїдної мережі живлення з нелінійним навантаженням. Обчислювальні затрати запропонованої модифікації є близькими до затрат оригінальної теорії.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. H. Akagi. Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits / H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae // IPEC'83 – Int. Power Electronics Conf. – 1983. – pp. 1375-1386.
2. H. Akagi. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning / H. Akagi, E.H. Watanabe, M. Aredes. – New York: Wiley, 2007. – 379 p.
3. L.S. Czarnecki. On some misinterpretations of the Instantaneous Reactive Power p-q Theory / L. S. Czarnecki // IEEE Trans. On Power Electronics Vol. 19. – 2004. – No. 3, pp. 828-836.
4. L.S. Czarnecki. Effects of supply voltage asymmetry on IRP p-q theory based switching compensator control / L.S. Czarnecki // Accepted in IET Power Electronics. – 2009.
5. L.M. Tolbert. Comparision of Time Based Nonactive Power Definitions for Active Filtering / L.M. Tolbert, T.G. Halbetler // Power Electronics Congress CIEP 2000. – 2000. – October 2000. – pp 73-79.
6. M. Kale Harmonics and reactive power compensation with shunt active power filter under non-ideal mains voltage / M. Kale, E. Ozdemir // Electric Power Syst. – 2005. – Res 77. – pp. 363-370.
7. Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями: учебное пособие / Усольцев А.А. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2006. – 94 с.
8. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники: Электрические цепи. Учеб. для студентов электротехнических, энергетических и приборостроительных специальностей вузов. – 9-е изд., перераб. и доп. / Л.А. Бессонов – М.: Высш. шк., 1996. – 638 с.
9. Колб А.А. Системы группового питания приводов с

ємкостными накопителями и параллельными активными фільтрами / А.А. Колб // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – 2011. – Вип. 03(79). – С. 404-407.

Bibliography (transliterated): 1. H. Akagi. Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits / H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae // IPEC'83 - Int. Power Electronics Conf. - 1983. - pp. 1375-1386. 2. H. Akagi. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning / H. Akagi, E.H. Watanabe, M. Aredes. - New York: Wiley, 2007. - 379 p. 3. L.S. Czarnecki. On some misinterpretations of the Instantaneous Reactive Power p-q Theory / L. S. Czarnecki // IEEE Trans. On Power Electronics Vol. 19. - 2004. - No. 3, pp. 828-836. 4. L.S. Czarnecki. Effects of supply voltage asymmetry on IRP p-q theory based switching compensator control / L.S. Czarnecki // Accepted in IET Power Electronics. - 2009. 5. L.M. Tolbert. Comparision of Time Based Nonactive Power Definitions for Active Filtering / L.M. Tolbert, T.G. Halbetler // Power Electronics Congress CIEP 2000. - 2000. - October 2000. - pp 73-79. 6. M. Kale Harmonics and reactive power compensation with shunt active power filter under non-ideal mains voltage / M. Kale, E. Ozdemir // Electric Power Syst. - 2005. - Res 77. - pp. 363-370. 7. Usol'cev A.A. Chastotnoe upravlenie asinchronnymi dvigatelyami: uchebnoe posobie / Usol'cev A.A. - SPb.: SPbGU ITMO, 2006. - 94 s. 8. Bessonov L.A. Teoreticheskie osnovy `elektrotehniki: `Elektricheskie celi. Ucheb. dlya studentov `elektrotehnicheskikh, `energeticheskikh i priborostroitel'nykh spetsial'nostej vuzov. - 9-e izd., pererab. i dop. / L.A. Bessonov - M.: Vyssh. shk., 1996. - 638 s. 9. Kolb A.A. Sistemy gruppovogo pitanija privodov s emkostnymi nakopitelyami i parallel'nymi aktivnymi fil'trami / A.A. Kolb // Elektrotehnichni ta komp'yuterni sistemi. - 2011. - Vip. 03(79). - S. 404-407.

Надійшла 20.05.2013

Сіноліцький Анатолій Пилипович, д.т.н., проф.

Кольсун В'ячеслав Анатолійович, к.т.н., доц.

Козлов Владислав Сергійович

ДВНЗ "Криворізький національний університет"

кафедра автоматизованого електропривода

50027, Кривий Рог, ул. XXII Партизанського, 11

тел. (0564) 090647

e-mail: kolsun_va@3g.ua, vskpost@yandex.ru

Sinolitsyy A.F., Kolsun V.A., Kozlov V.S.

Ways of p-q theory modernization for work in non-sinusoidal unbalanced voltage conditions.

Two different techniques of P-Q instantaneous power theory mathematical apparatus modernization for shunt active filters are analyzed. Both techniques are equal in nature while different in implementation. The modernization concepts introduced allow correcting imperfection of the P-Q theory under conditions of unbalanced and non-sinusoidal supply voltage systems.

Key words – energy saving technology, P-Q theory, instantaneous power, active filter, reactive power compensation, balancing currents.

ТИТКО ОЛЕКСІЙ ІВАНОВИЧ

(до 70-річчя з дня народження)

Виповнилося 70 років Олексію Івановичу Титко, доктору технічних наук, професору, члену-кореспонденту Національної академії наук України, завідувачу відділом моделювання машин змінного струму Інституту електродинаміки НАНУ.

Олексій Іванович народився 6 жовтня 1943 року. Все його свідоме життя пов'язане з Інститутом електродинаміки НАН України, де він почав працювати в 1965 році, після закінчення механіко-математичного факультету Київського державного університету ім. Т.Г. Шевченко, пройшовши шлях від інженера до доктора технічних наук (1988 р.), професора (1994 р.), завідувача одного з провідних відділів інституту.

О.І. Титко - видатний вчений в галузі енергетичного електромашинобудування та енергетики, є представником та продовжувачем наукової школи І.М. Постникова і Г.Г. Счастливого, він створив новий науковий напрямок з моделювання систем моніторингу енергетичного обладнання та систем ефективного генерування енергії на електростанціях.

О.І. Титко розвинув науковий напрямок комплексного моделювання електромагнітних, теплових та механічних процесів в електричних машинах змінного струму з використанням методів математичного і фізичного моделювання та постановки і проведення натурного експерименту. Досягнуті результати в області моделювання фізичних процесів являються основою створення системи автоматизованого проектування таких складних енергетичних об'єктів, як потужні турбогенератори, зокрема їх нестандартних кінцевих зон.

Наукові розробки О.І. Титко являють собою вагомий внесок у забезпечення експлуатаційної надійності енергетичних машин. Отримані ним наукові результати дозволили виявити нові чутливі і ефективні діагностичні ознаки технічного стану основних вузлів енергетичних машин та розробити нові способи діагностики та прогнозу, а також закласти наукові основи створення систем експлуатаційного моніторингу енергетичного обладнання (автоматизованого контролю, діагностики, прогнозу) на основі експертних систем та імітаційного моделювання процесів експлуатації і техобслуговування енергетичних об'єктів. Розроблені математичні моделі визначення оптимальної стратегії техобслуговування і модернізації енергетичного обладнання на основі методів динамічного програмування. Моделі прогнозу технічних і економічних процесів базуються як на традиційному експоненціальному законі, так і на експертних

системах, в т.ч. системах діагностики і прогнозу технічного стану електрообладнання.

Монографії О.І. Титко, які відображають результати його особистих досліджень і колективу, який він очолює, є одними із перших, що узагальнюють дослідження в галузі моделювання електромагнітних і теплових процесів в енергетичних електромашинах.

За цикл робіт, в основу яких покладена монографія, написана в співавторстві з академіком Г.Г. Счастливим, «Математичне і фізичне моделювання електромагнітних полів в електричних машинах змінного струму», в 1979 році О.І. Титко, Г.Г. Счастливому і В.Г. Данько присвоєна премія НАН України ім. І.Ф. Прокскури в галузі енергетики.

О.І. Титко постійно підтримує творчі зв'язки з підприємствами і організаціями електротехнічної та енергетичної галузей: ВО «Електроважмаш», Міненерго, Київенерго. Робота над вирішенням науково-технічних проблем забезпечила вагомі

практичні результати. Комплексне впровадження завершених розробок, яке здійснено колективами відділів Інституту електродинаміки НАН України і ВО «Електроважмаш» в співробітництві з експлуатаційниками, дозволило успішно розв'язати багато важливих для нашої країни задач підвищення надійності і навантажувальної здатності турбогенераторів потужності 200, 300 і 500 МВт. Ці роботи відзначенні в 1990 році Державною премією України в галузі науки і техніки, лауреатом якої став і О.І. Титко.

Результати наукової діяльності О.І. Титко викладені в 200 наукових працях, серед яких 4 монографії, 40 авторських свідоцтв на винаходи та патентів.

О.І. Титко багато часу відає науково-організаційній роботі. Три терміни поспіль він був членом Експертної ради ВАКу України з електротехніки та енергетики, є заступником голови спеціалізованої ради з захисту докторських дисертацій Д.26.187.03, членом ради Д.26.187.02, є співкерівником секції і семінару Наукової ради НАН України з комплексних проблем «Наукові основи електроенергетики».

О.І. Титко приймає активну участь у підготовці студентів в Національному технічному університеті України «КПІ», керує аспірантами і докторантами, підготував 6 кандидатів наук.

Друзі, колеги, учні Олексія Івановича щиро вітають його з ювілеєм, бажають йому доброго здоров'я та подальших успіхів у науковій роботі.

Редакційна колегія журналу "Електротехніка і Електромеханіка" приєднується до цих побажань і висловлює надію на подальшу плідну співпрацю з ювіляром.



НАМИТОКОВ КЕМАЛЬ КАДЫРОВИЧ

(к 90-летию со дня рождения)

В этом году исполнилась 90 лет Кемалю Кадыровичу Намитокову – заслуженному деятелю науки, доктору технических наук, профессору.

К.К. Намитоков известен в Украине и за рубежом как крупный ученый, талантливый инженер и изобретатель, видный педагог высшей школы. Он является автором более 400 опубликованных работ (в том числе 25 книг и брошюр), около 500 изобретений. Под его руководством выполнено более 60 кандидатских и докторских диссертаций. Около 40 лет он входит в состав ряда специализированных ученых советов, 10 лет был председателем одного из них. Признанием его авторитета как ученого является введение его в состав ученого совета Московского энергетического института, ряда других ученых советов, привлечение его к экспертизе диссертационных работ.

Начало инженерной деятельности К.К. Намитокова относится к периоду послевоенного восстановления электротехнической промышленности Украины. В 1951 году, после окончания физико-математического факультета Ростовского Госуниверситета, он был направлен на одно из ведущих предприятий электротехнической промышленности – Харьковский электромеханический завод (ХЭМЗ). Здесь он прошел большой производственный путь от инженера до начальника лаборатории, нашел применение своих знаний в решении актуальных инженерно-технических задач, представляющих интерес не только для завода, но и для всей отрасли. Эти проблемы касались разнообразных вопросов расчета, конструирования, технологии производства электрических машин и аппаратов, применения новых материалов, внедрения неразрушающих методов контроля, разработки электрофизических методов обработки и электротехнологических процессов, приборов контроля качества изделий и др. Им разработаны оригинальные методики и приборы для исследования коллекторно-щеточного аппарата машин постоянного тока, исследования осевых усилий на подпятниках вертикальных электродвигателей (электробуров и электронасосов), оптимизации усилий опрессовки статоров и роторов электрических машин, усилий резания металлов. Им внедрены в производственную практику ультразвуковые, гамма и рентгенографические методы обнаружения объемных дефектов, люминесцентные и магнитопорошковые методы контроля поверхностных дефектов, рентгеноструктурный и рентгеноспектральный анализ и др.

В 1959 году К.К. Намитоков в составе рабочей группы участвует в определении направлений деятельности созданного при заводе ХЭМЗ научно-исследовательского института НИИЭЛЕКТРО (впоследствии преобразованного во ВНИИЭлектроаппарат), куда он вскоре переводится и возглавляет последовательно физико-техническую лабораторию, отдел проблемных разрабо-



ток и затем отделение института. Его деятельность сыграла существенную роль в становлении ВНИИЭлектроаппарат, как ведущего научного центра СССР по низковольтному электроаппаратостроению. К числу фундаментальных работ выполненных им в этот период следует отнести исследование процессов формирования низковольтных электрических разрядов при ультрамикронных промежутках, явлений массопереноса в контактно-дугогасительных системах аппаратов, решение ряда физико-технических проблем электроэрозионных явлений и их приложений в технике, анализ электродинамических сил в аппаратах, характера распределения тока в зонах скачков сечений проводников и др. Кроме того, К.К. Намитковым был выполнен ряд работ, которые носят непосредственно практический характер. Им было предложено и реализовано множество оригинальных и высокоэффективных инженерных решений по созданию вакуумных контакторов, автоматических выключателей, предохранителей и других аппаратов, разработаны методы расчета и испытаний низковольтных аппаратов.

В этот период К.К. Намитоков активно участвует в разработке и реализации ряда научно-технических программ по сотрудничеству с зарубежными странами в рамках СЭВ. Он являлся руководителем научных программ, возглавляя делегации на международных встречах, выступал как эксперт по ряду крупных проектов.

Инженерная деятельность К.К. Намитокова была всегда связана с педагогической работой. Работая на заводе ХЭМЗ, он руководит практикой и дипломными работами студентов Харьковского и Киевского госуниверситетов, Харьковского политехнического института, преподает в ряде высших учебных заведений. С 1973 г. его научная и педагогическая деятельность неразрывно связана с Харьковским институтом инженеров коммунального строительства, преобразованным впоследствии в Харьковский национальный университет городского хозяйства, где он много лет возглавлял кафедру светотехники и источников света.

На протяжении многолетней плодотворной научной деятельности К.К. Намитоков оказал заметное влияние на формирование ряда направлений в области электрофизики, электротехнологий, электроаппаратостроения, светотехники, внеся выдающийся вклад в развитие инженерной науки.

К.К. Намитоков – участник боевых действий во время Великой отечественной войны, он награжден многими боевыми и трудовыми орденами и медалями, дипломами и грамотами.

Друзья, коллеги, многочисленные ученики желают юбиляру доброго здоровья, сохранения на долгие годы присущей ему энергии и творческой активности.

Редколлегия журнала «Электротехника и электромеханика» присоединяется к этим пожеланиям.