



Електротехніка і Електроомеханіка

Электротехника и Электромеханика

Electrical engineering & Electromechanics

2005'4



Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics

EIE Щоквартальний науково-практичний журнал **2005'4**

Держвидання

Свідоцтво Державного комітету інформаційної політики, телебачення та радіомовлення України
КВ № 6115 від 30.04.2002 р.

Видання засновано Національним технічним університетом "Харківський політехнічний інститут" у 2002 р.

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 кафедри вищої математики НТУ "ХПІ", Харків

Босв В.М. д.т.н., професор кафедри теоретичних основ електротехніки НТУ "ХПІ", Харків

Буткевич О.Ф. д.т.н., професор провідний науковий співробітник ІЕД НАНУ, Київ

Вороновський Г.К. д.т.н., професор кафедри електричних станцій НТУ "ХПІ", Харків

Гончаров Ю.П. д.т.н., професор кафедри промислової та біометричної 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 колегії)

Загірняк М.В. д.т.н., професор, ректор КДТУ, Кременчук

Кириленко О.В. д.т.н., професор, член-кореспондент НАНУ, заступник директора ІЕД НАНУ, Київ

Кравченко В.І. д.т.н., професор, директор НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ", Харків

Лупіков В.С. д.т.н., завідувач кафедри електричних апаратів НТУ "ХПІ", Харків (відповідальний секретар)

Маслій В.Г. д.т.н., професор кафедри електричного транспорту та тепловозобудування НТУ "ХПІ", Харків

Михайлов В.М. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків

Мілих В.І. д.т.н., професор, завідувач кафедри електричних машин НТУ "ХПІ", Харків

Набока Б.Г. д.т.н., професор кафедри електроізоляційної і кабельної техніки НТУ "ХПІ", Харків

Намітоков К.К. д.т.н., професор, завідувач кафедри світлотехніки і джерел світла ХНАМГ, Харків

Омельяненко В.І. д.т.н., професор, завідувач кафедри електричного транспорту та тепловозобудування НТУ "ХПІ", Харків

Панасенко М.В. д.т.н., професор кафедри електричного транспорту та тепловозобудування НТУ "ХПІ", Харків

Подольцев О.Д. д.т.н., провідний 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, керівник відділення ІЕД НАНУ, Київ

Рудаков В.В. д.т.н., професор, завідувач кафедри інженерної електрофізики 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 РЕДКОЛЕГІЇ

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Фрунзе, 21, м. Харків, 61002.

Тел. (057) 707-62-81. E-mail: eie@kpi.kharkov.ua

ЗМІСТ

Електротехніка: Визначні події. Славетні імена

Баранов М.И.	Оливер Хевисайд и его вклад в мировую сокровищницу науки	5
--------------	--	---

Електричні машини та апарати

Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С.	Исследование индукционно-динамического двигателя, возбуждаемого от низковольтного емкостного накопителя	15
--	---	----

Голенков Г.М., Бондар Р.П.	Використання вібробуджувача з індукційним лінійним двигуном для проходки горизонтальних свердловин	22
-------------------------------	--	----

Петрушин В.С.	Современное состояние и перспективы производства регулируемых асинхронных двигателей	25
---------------	--	----

Ставинский А.А., Ставинский Р.А., Плахтырь О.О.	Способы обеспечения специальных требований к силовому электрооборудованию на основе трансформаторов и трансформаторных преобразователей с пространственной структурой активной части	30
---	--	----

Чабан А.	Особливості ψ - та A – моделей асинхронного мотора у фазних координатах	37
----------	--	----

Теоретична електротехніка

Беспрозванных А.В.	Гигроскопическое увлажнение телефонного кабеля с полиэтиленовой оболочкой	40
--------------------	---	----

Завгородній В.Д.	Квантово–механічна модель давачів кута індукційного типу (Частина 6. Безконтактні давачі обмеженого кута повороту)	45
------------------	--	----

Лупиков В.С., Крюкова Н.В., Машнев А.Е., Петров С.В., Пелевин Д.Е., Шубцов В.Е.	Улучшение однородности магнитного поля в рабочей области магнитоизмерительного стенда	51
--	---	----

Павленко Т.П.	Квантово-механический расчет тока термоэлектронной эмиссии	54
---------------	--	----

Пелевин Д.Е.	Магнитный момент совокупности электромагнитов компенсаторов магнитного поля	57
--------------	---	----

Себко В.П., Беззапонная В.М.	О диффузии затухающих магнитных полей в металлическую камеру	61
---------------------------------	--	----

Тимченко Н.А., Чернай В.Ф., Асмолова Л.В.	Моделирование процессов в стабилизаторе мощности	64
---	--	----

Хворост М.В., Гончаров Ю.П., Панасенко М.В., Замаруєв В.В., Чумак В.А., Панасенко Н.М., Хворост В.Ю., Нікулін В.С.	Види комутації та енергетичні характеристики в електричних колах з ключовими елементами	67
---	---	----

Електричний транспорт

Костин Н.А., Мищенко Т.Н., Гилевич О.И.	Стохастические переходные электромагнитные процессы в силовых цепях электровозов при резком изменении напряжения на токоприёмнике	73
---	---	----

Зміст освіти за напрямами підготовки "Електротехніка" і "Електроμηханіка"

Бусел Н.П., Михальцов А.П., Мурга В.В.	Повышение эффективности лабораторно-практических занятий по электротехнике за счет компьютеризации универсального лабораторного оборудования	79
--	--	----

Інформація

Gurevich V.	Electromagnetic terrorism: new hazards	81
Мясников В.Е.	О классах электрической безопасности электротехнических изделий	84

Ювілеї

Любчик М.А.	К 85-летию со дня рождения	86
-------------	----------------------------	----

Список авторів		87
-----------------------	--	----

Abstracts		88
------------------	--	----

Вимоги до оформлення статей і інформаційних матеріалів у науково-практичному журналі «Електротехніка і електроμηханіка»		90
--	--	----

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал "Електротехніка і Електроμηханіка" – підписне видання. Звертаємо вашу увагу, що починаючи з 2006 року журнал буде виходити шість разів на рік. Вартість підписки 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. Підписний індекс: 01216.

Постановою Президії ВАК України від 15.01.03 № 1-08/5 науково-практичний журнал "Електротехніка і Електроμηханіка" внесено до Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук. Журнал зареєстровано як фаховий з № 1 за 2002 рік.

ОЛИВЕР ХЕВИСАЙД И ЕГО ВКЛАД В МИРОВУЮ СОКРОВИЩНИЦУ НАУКИ

Баранов М.И., д.т.н.

НИПКИ "Молния" Национального технического университета

"Харьковский политехнический институт"

Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47, НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ"

тел. (057) 707-68-41, факс (057) 707-61-33, E-mail: nipkimolnija@kpi.kharkov.ua

Наведено короткий нарис про наукову діяльність визначного англійського фізика Хевісайда, який мав важливу роль у розвитку класичної електродинаміки, операційного обчислення та теорії провідного та без провідного електрозв'язку.

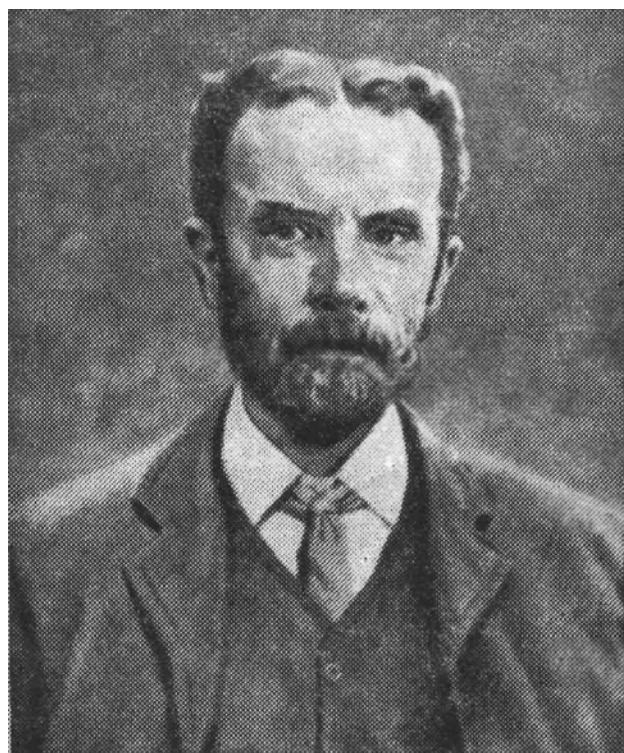
Приведен краткий очерк о научной деятельности выдающегося английского физика Хевисайда, сыгравшего важную роль в развитии классической электродинамики, операционного исчисления и теории проводной и беспроводной электросвязи.

К 155-летию со дня рождения выдающегося физика Оливера Хевисайда посвящается.

ности, своей футбольной командой, имеющей высокий спортивный рейтинг в Европе).

ВВЕДЕНИЕ

Оливер Хевисайд родился 18 мая 1850 года в г. Лондоне в семье английского художника. В связи с тем, что его семья была не богатой он смог закончить в 1866 году только неполную общедоступную среднюю школу (*Elementary School*) [1]. На продолжение дальнейшего образования в частной школе и получение затем Оливером высшего образования денег у его родителей не было. Поэтому Оливер с 1866 по 1868 годы занимался дома, самостоятельно изучая естественные науки и иностранные языки. Все то, что сделал и чего достиг в будущем О. Хевисайд в области электродинамики, математики и электротехники – это результат его усердного и постоянного самообразования на протяжении всей долгой жизни. Автору на память почему-то сразу "приходят" слова из сегодняшней жизни, касающиеся известного девиза Болонского процесса в новой европейской системе образования граждан нашего континента: "*Обучение человека в течение всей его жизни*" [2]. Уже одним этим О. Хевисайд резко выделяется из плеяды выдающихся ученых мира. В детстве Оливер, как и многие подростки, неплохо рисовал. Отец пытался обучить его своему ремеслу и возлагал на него определенные надежды. Однако интересы сына уже в юношеском возрасте быстро обратились от искусства к науке об электричестве. Этому, возможно, есть одно вероятное объяснение: Оливер приходился родственником известному английскому физика Чарльзу Уитстону, автору многих исследований по акустике, оптике, электричеству и магнетизму. С именем этого физика, в частности, связан известный прибор для измерения омического сопротивления электроэлементов–мостик Уитстона, использующий мостовую электросхему и метод сравнения с мерой измеряемой величины [3]. Кроме того, Ч. Уитстон был одним из основателей в Англии практической телеграфии, что, по-видимому, имело свое определенное влияние на будущие научные интересы О. Хевисайда. По крайней мере, в начале его творческого пути. С 1870 по 1874 годы Оливер проработал оператором-телеграфистом в г. Ньюкасле (этот английский город сейчас нам известен, в част-



Оливер Хевисайд (1850г.–1925г.)

(С портрета художника Френсиса Ходжа, написанного в 1945 году с небольшой фотографии Оливера)

Проводные линии связи того времени имели небольшую пропускную способность, составляющую порядка сотни слов в одну минуту. В этом опытным путем убеждался и сам Оливер, определяя в этот период своей трудовой деятельности электрические характеристики проложенных его телеграфной компанией кабельных линий связи. Забегая несколько вперед, отметим, что примерно через 20 лет (к 1894 году) О. Хевисайдом была разработана полная теория распространения электрического сигнала по кабельной линии связи, позволившая повысить ее пропускную способность во много раз. В 1874 году О. Хевисайд оставляет работу оператора-телеграфиста в г. Ньюкасле и возвращается в г. Лондон. В это время для него еще совсем молодого и целеустремленного ра-

ботника на первый план выступают отчетливо проявляющиеся научные интересы. В дальнейшем постараемся вкратце, исходя из литературных возможностей и научного "багажа" знаний автора, а также известных научно-исторических данных по рассматриваемым нами областям физики, дать объективное и непредвзятое представление о малоизвестном для нас О. Хевисайде как об ученом, так и о человеке.

1. ПЕРВЫЕ ШАГИ ОЛИВЕРА В НАУКЕ

О. Хевисайд еще в 1868 году, за два года до поступления на работу в телеграфную компанию г. Ньюкасла, в доме своего отца оборудовал физическую лабораторию и занялся экспериментами по электричеству. Его первая научная работа, опубликованная в 1872 году в солидном английском журнале *"Philosophical Magazine"*, была посвящена уточненному измерению электрического сопротивления проводников в схеме типа мостика Уитстона [1]. Заметим, что выдающийся английский физик Джеймс Клерк Максвелл в своей итоговой двухтомной книге *"Трактат об электричестве и магнетизме"* [4] (см. том I, главу "Измерение электрического сопротивления", §351) ссылается на данные экспериментальные результаты О. Хевисайда. Причем, последний оказался единственным специалистом по электромагнетизму, кого Д.К. Максвелл упоминает в указанном фундаментальном трактате. Эти научные достижения О. Хевисайда являются, пожалуй, самым малым из того, что он сделал в теории электричества и магнетизма. В домашней лаборатории О. Хевисайд проводил также и опыты по исследованию и улучшению микрофонов различных конструкций [5]. В период с 1873 по 1876 годы им был проведен комплекс теоретических и экспериментальных работ по дуплексной телеграфии. До этих работ Оливера передача электрических сообщений по телеграфной линии осуществлялась симплексным методом, то есть поочередно то в одном, то в другом направлениях. О. Хевисайд в 1873 году теоретически и практически показал, что по одной и той же телеграфной линии можно одновременно вести как передачу одного сообщения, так и прием другого, то есть использовать дуплексный метод [1]. Заметим, что идея дуплексной телеграфии впервые была выдвинута в 1853 году английским доктором Джинглом. Однако из-за возникших технических трудностей при физической реализации этой идеи к ней практически 20 лет никто не обращался. Следует указать то, что для того времени дуплексная линия связи, созданная на основе идей О. Хевисайда, была важным техническим решением, вдвое увеличивающим объем передаваемой по линии информации. В 1876 году О. Хевисайд получает известность в кругах специалистов электросвязи и в этом же году избирается членом авторитетного совета Общества телеграфных инженеров Англии. В 1881 году О. Хевисайд, не посетивший ни одного заседания этого совета и не плативший членских взносов, был исключен из его списков [1,6]. В это время он всецело был поглощен разносторонними научными электрофизическими интересами, а все другие занятия казались ему пустой тратой времени.

2. РАЗВИТИЕ ХЕВИСАЙДОМ ОПЕРАЦИОННОГО ИСЧИСЛЕНИЯ

В 1862 году наш соотечественник, российский математик украинского происхождения М.Е. Ващенко-Захарченко в своей книге *"Символическое исчисление и приложение его к интегрированию линейных дифференциальных уравнений"* показал, что линейные дифференциальные уравнения с постоянными коэффициентами могут быть проинтегрированы с помощью операторного метода – интегрального преобразования П.С. Лапласа [7-9]. Как известно, этот математический метод состоит в том, что посредством определенных преобразований от исходного дифференциального уравнения, содержащего неизвестную и изменяющуюся во времени t функцию, переходят к вспомогательному алгебраическому уравнению, справедливому в так называемом пространстве изображений и допускающему получение относительно быстрого решения. Затем, с помощью последнего и обратного интегрального преобразования находят в так называемом пространстве оригиналов временное решение искомого дифференциального уравнения. Согласно имеющимся историческим данным О. Хевисайду был известен операторный метод известного французского математика и физика П.С. Лапласа (прямое и обратное интегральное преобразование по Дж.Р. Карсону появилось в конце активной научной и трудовой деятельности О. Хевисайда [1]). В свое время вышеупомянутый известный английский математик Дж.Р. Карсон обратил внимание специалистов на то, что интегральное преобразование П.С. Лапласа составляет основу операционного исчисления как О. Хевисайда, так и им самим предложенного преобразования [1]. Справочно заметим, что Дж.Р. Карсон в 1926 году ввел в операционное исчисление теорему свертки, которой не было у О. Хевисайда. Кроме того, во второй половине XIX века уже было известно и то, что переходные процессы в линейных электрических цепях с постоянными параметрами как раз и описываются указанными выше дифференциальными уравнениями [9,10]. Учитывая это обстоятельство, О. Хевисайд существенно развил, усовершенствовал и первым применил этот математический метод для практических расчетов переходных процессов в электрических цепях. Отметим, что при этом разработанный подход О. Хевисайда использовал без строгого математического обоснования и доказательства, что нередко ставилось ему в вину. К этому следует добавить то, что последнее было позже сделано другими учеными, работавшими после Оливера Хевисайда в области операционного исчисления (в частности, известным английским математиком Т. Бромвичем, который в 1916 году строго обосновал операционное исчисление О. Хевисайда с помощью того же интегрального преобразования П.С. Лапласа) [1,11]. Кстати, Т. Бромвич, разработавший свой метод контурных интегралов, в конце концов, пришел к тому выводу, что при вычислениях специалистами удобнее все же для более быстрого и легкого получения требуемого решения научно-технической задачи использовать именно подвергнутый в свое время в Англии строгой критике известных кембриджских математиков опе-

раторный метод О. Хевисайда в его первоначальном виде [1]. Несмотря на все трудности, операционное исчисление О. Хевисайда нашло свое практическое использование и применяется при анализе процессов в электрических цепях в некоторых случаях и поныне [9,10]. Хотя со временем операционное исчисление О. Хевисайда вытеснялось и все интенсивнее вытесняется более общим и строгим, с математической точки зрения, интегральным преобразованием П.С. Лапласа. Несмотря на это, нам, благодарным потомкам этого гениального английского "самородка" и ученым-последователям, работающим в той или иной области физики, следует воздать должное О. Хевисайду за его значительный вклад в развитие операторного метода и расширение практических приложений этого удобного математического метода, а также за его исключительную человеческую стойкость. При этом нам не следует забывать и тех разного рода возникавших у нашего героя затруднений (от личностной неприязни до многолетнего блокирования его научных публикаций) и того просто не понимания, даже со стороны физиков и математиков, которые существенно усложняли и без того тяжелую жизнь О. Хевисайда и на долгие годы помешали уверенно занять этому методу достойное место в расчетном арсенале научно-технических работников, специализирующихся в области электродинамики и электротехники. Перейдем теперь к краткому описанию основных достижений О. Хевисайда в области теории линейных электрических цепей, рассчитываемых операторным методом.

Для общности рассмотрения вначале представим себе линейную электрическую цепь, находящуюся в равновесии (токи и электрические заряды в ее элементах тождественно равны нулю). Для данной цепи одной из основных электротехнических задач является отыскание мгновенных значений тока $i(t)$ и напряжения $u(t)$ в ее электрических элементах при приложении к ней (цепи) некоторой электродвижущей силы (ЭДС) $E(t)$ в момент времени $t = 0$. Применительно к расчету такой электрической цепи О. Хевисайдом была введена изображенная на Рис.1 простейшая временная функция $1(t)$ – единичная ступенчатая функция ("единичная функция Хевисайда") [1,11]. Согласно определению единичная функция $1(t)$ имеет следующие численные значения [8,11]:

$$1(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ 1 & \text{при } t \geq 0. \end{cases} \quad (1)$$

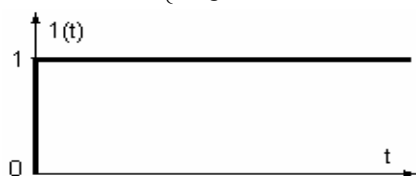


Рис.1. Единичная ступенчатая функция $1(t)$

Далее, используя понятие единичной ступенчатой функции $1(t)$, О. Хевисайд впервые применил очередное новое понятие – переходной реакции $A(t)$ электрической цепи на воздействие единичной функ-

ции $1(t)$. Зная переходную реакцию $A(t)$ электрической цепи, О. Хевисайд предложил при воздействии на рассматриваемую цепь произвольно изменяющейся во времени t функции ЭДС $E(t)$ мгновенное значение тока $i(t)$ в ней находить по одному из следующих выражений [11]:

$$i(t) = E(0) \cdot A(t) + \int_0^t A(t-\tau) \cdot E'(\tau) d\tau; \quad (2)$$

$$i(t) = E(0) \cdot A(t) + \int_0^t A(\tau) \cdot E'(t-\tau) d\tau, \quad (3)$$

где $E(0) = E(t) \Big|_{t=0}$; $A(t-\tau) = A(t) \Big|_{t=t-\tau}$;
 $E'(\tau) = \frac{dE(t)}{dt} \Big|_{t=\tau}$; $E'(t-\tau) = \frac{dE(t)}{dt} \Big|_{t=t-\tau}$.

Формулы (2) и (3) показывают, что при известной (заданной) функции воздействующего переменного напряжения $E(t)$ знание переходной реакции $A(t)$ электрической цепи вполне достаточно для вычисления в ней значений переменного тока $i(t)$ от действия на исследуемую электрическую цепь различных ЭДС $E(t)$ переменного или постоянного во времени t характера. Применяя в дальнейшем свое операционное исчисление, базирующееся все же на интегральном преобразовании П.С. Лапласа (объективности ради надо подчеркнуть, что как показывает проведенный автором беглый анализ некоторых литературных источников того времени герой нашего очерка весьма слабо работал с научно-технической литературой и порой просто не учитывал важных работ своих предшественников в соответствующих областях знаний), О. Хевисайд показал, что рассматриваемая нами переходная реакция $A(t)$ исследуемой цепи связана с обобщенным или операторным сопротивлением $Z(p)$ указанной выше электрической цепи следующим уравнением [11]:

$$Z^{-1}(p) = p \int_0^{\infty} e^{-pt} A(t) dt, \quad (4)$$

где p – комплексная переменная (в современной терминологии это оператор Лапласа), имеющая в системе СИ размерность, равную c^{-1} ; t – вещественная переменная, c .

Из (4) видно, что переходная реакция $A(t)$ имеет размерность $1/\text{Ом}$ и в нашем случае физически представляет собой переходную проводимость $Y(t)$ электрической цепи [8,11]. В этой связи выражения (2) и (3) О. Хевисайда для тока $i(t)$ соответствуют современному и общепринятому сейчас в теоретической электротехнике названию интеграла Дюамеля или интеграла наложения [8]. Кроме того, из (4), согласно интегральному преобразованию П.С. Лапласа, следует:

$$A(t) \longrightarrow 1/p \cdot Z(p). \quad (5)$$

Заметим, что в соответствии с интегральным преобразованием Хевисайда– Карсона в отличие от (5) $A(t) \longrightarrow 1/Z(p)$. Таким образом, определив сравнительно легко операторное сопротивление $Z(p)$ для электрической цепи, согласно О. Хевисайду с помощью (5) или записанного в предыдущем предложении соответствия между $A(t)$ и $Z(p)$ и методов его операционного исчисления (фактически обратного интегрального преобразования П.С. Лапласа) можно определить и переходную реакцию $A(t)$ данной цепи на воздействие единичной функции $1(t)$, а затем с помощью (2) или (3) найти в ней ток $i(t)$ от действия на цепь различных ЭДС $E(t)$. Такой подход в определении значений тока $i(t)$ в электрической цепи, испытывающей воздействие произвольной ЭДС $E(t)$, был новым и эффективным методом решения электротехнических задач. Он и поныне с успехом используется в задачах электротехники, электродинамики и электрофизики [8-11].

Развивая понятие единичной функции $1(t)$, О. Хевисайд в 1899 году для расчета электрических цепей импульсной техники ввел понятие единичной импульсной функции $\delta(t)$, определяемой следующим образом [1,12]: $\delta(t) = \infty$ при $t=0$ и $\delta(t)=0$ при $t \neq 0$,

причем $\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = 1$. Из данного определения для

"единичной импульсной функции Хевисайда" $\delta(t)$ [1,12] вытекает, что $\delta(t) = d[1(t)]/dt$. Заметим, что заново введенная в 1926 году без ссылки на О. Хевисайда великим английским физиком-теоретиком П.А. Дираком дельта-функция, по существу аналогичная функции $\delta(t)$, так и осталась в истории физики под названием "дельта функция Дирака" [13]. Справедливости ради отметим, что согласно историческим материалам те работы О. Хевисайда, где им применялась единичная импульсная функция $\delta(t)$, остались Полю Дираку неизвестными (подобное стечение обстоятельств в научной деятельности таких двух английских "гигантов творческой мысли" вызывает у нас только большое удивление и сожаление) [1].

В интегральном преобразовании Пьера Лапласа наибольшую трудность, как известно, составляет отыскание оригинала функции $h(t)$ по ее известному операторному изображению $H(p)$. Для случая, когда операторное изображение $H(p)$ искомой функции $h(t)$ представляет собой рациональную дробь, где ее числитель $f(p)$ и знаменатель $p \cdot F(p)$ являются полиномами оператора Лапласа p , причем, если $F(p)$ – полином m -ой степени и имеющий лишь некрратные простые корни a_n и не равные нулю, а $f(p)$ – любой полином более низкой по сравнению с полиномом $F(p)$ степени, О. Хевисайдом для оригинала $h(t) \longrightarrow H(p) = f(p)/p \cdot F(p)$ было получено сле-

дующее выражение, вошедшее в историю математики и электротехники как "теорема разложения Хевисайда" [9,11]:

$$h(t) = f(0) F^{-1}(0) + \sum_{n=1}^m f(a_n) e^{a_n t} \left[a_n F'(a_n) \right]^{-1}, \quad (6)$$

где $F'(a_n) = \left. \frac{dF(p)}{dp} \right|_{p=a_n}$; $a_1, a_2, \dots, a_n, \dots, a_m$ –

корни уравнения $F(p) = 0$.

Для сравнения заметим, что в современной электротехнической редакции теорема разложения, например, для простейшей рациональной дроби вида $h(t) \longrightarrow H(p) = N(p)/M(p)$, когда уравнение $M(p) = 0$ имеет один нулевой корень и не имеет кратных корней и корней, равных корням уравнения $N(p) = 0$, принимает такой весьма схожий по форме записи с (6) вид [8]:

$$h(t) = N(0) \left[M'(0) \right]^{-1} + \sum_{k=2}^n N(p_k) e^{p_k t} \left[M'(p_k) \right]^{-1}, \quad (7)$$

где $p_1 = 0, p_2, p_3, \dots, p_k, \dots, p_n$ – корни уравнения

$$M(p) = 0; \quad M'(p_k) = \left. \frac{dM(p)}{dp} \right|_{p=p_k}$$

С учетом даже тех изложенных выше весьма кратких научных данных из области операторного метода можно говорить о том, что О. Хевисайдом было существенно развито операционное исчисление, эффективно используемое и сейчас при решении линейных дифференциальных уравнений математической физики [8,10]. Этот математический метод в дальнейшем нашел также свое широкое применение и в технике при решении разнообразных физических задач, в частности, в теории стационарной и нестационарной теплопроводности и диффузии электромагнитного поля в проводящие среды [11], в задачах электротехники [10,14], в теории распространения радиоволн [15], при изучении переходных процессов в проводных линиях связи и линиях электропередачи [9], а также при исследовании волновых процессов в высоковольтных длинных формирующих и воздушных полосковых линиях, генерирующих мощные электромагнитные поля для испытания на электромагнитную стойкость различных технических средств [16,17].

3. СИСТЕМАТИЗАЦИЯ, РАЗВИТИЕ И ПРИМЕНЕНИЕ ХЕВИСАЙДОМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ТЕОРИИ МАКСВЕЛЛА

В 1873 году О. Хевисайд поверхностно ознакомился с вышедшей из печати в двух томах указанной нами ранее итоговой книгой Д.К. Максвелла [4]. Этот трактат по электромагнетизму поразил его и определил всю его дальнейшую жизнь. Так как О. Хевисайд в школе изучал лишь элементарную математику, то ему понадобилось несколько лет упорной работы для того, чтобы подробно разобраться в этой действительно сложно написанной фундаментальной книге Д.К. Максвелла. Вероятно, желание изучить теорию электромагнитного поля Д.К. Максвелла и заставило

О. Хевисайда уйти в 1874 году из вышеупомянутой телеграфной компании. К этому следует добавить то, что после этого случая он до конца своей жизни так больше ни на какую другую работу официально и не устраивался [1,5]. Отметим, что новая теория электромагнетизма, основанная на физических воззрениях гениального английского физика Майкла Фарадея, Д.К. Максвеллом создавалась в период с 1855 по 1865 годы [18,19]. Несмотря на то, что все основные уравнения его электродинамики содержались в ряде опубликованных им в этот период научных статей, главную роль в дальнейшей судьбе этой теории, относящейся к теории "близкодействия", играла обобщающая двухтомная книга "Трактат об электричестве и магнетизме" [4]. По ней, главным образом, и знакомились последующие поколения физиков с теорией поля Д.К. Максвелла. Практически до 1883 года мировые физические школы не поддерживали своими научными трудами данную теорию Д.К. Максвелла. Эту теорию тогда научный мир, по-видимому, просто не понимал [1,19].

С 1883 года положение с теорией Д.К. Максвелла начинает меняться в лучшую для науки сторону: в этом году профессор Дублинского университета (Ирландия) Д.Ф. Фицджеральд вычислил электромагнитную энергию излучения простейшего излучателя – кругового витка с током, изменяющимся по гармоническому закону [1,18]. Энергия оказалась прямо пропорциональной четвертой степени частоты тока. Поэтому для осуществления опытов по излучению и изучению электромагнитных волн от этого витка в последнем требовалось создавать переменный ток как можно большей частоты. Д.Ф. Фицджеральд предложил для этой цели использовать разряд предвременно заряженного высоковольтного конденсатора через электрическую цепь с малым сопротивлением. Следует заметить, что эта теоретическая работа Д.Ф. Фицджеральдом была выполнена практически за три года до начала в 1886 году знаменитых опытов выдающегося немецкого физика Генриха Герца, приведших его к открытию в 1888 году электромагнитных волн [18]. Кроме того, в 1883 году известный английский физик Д.Г. Пойнтинг решил электродинамическую задачу об энергии, переносимой электромагнитным полем и опубликовал ее лишь в 1885 году в научных трудах английского Королевского общества [13,18]. Важно отметить, что подобная задача, применительно к движению энергии в твердых упругих телах, была в 1874 году (как видим, задолго и независимо от Д.Г. Пойнтинга) теоретически рассмотрена, решена и опубликована русским физиком Н.А. Умовым [13]. Недаром в настоящее время вектор плотности мощности потока электромагнитной энергии \vec{S} носит название вектора Умова-Пойнтинга [20].

В 1885 году О. Хевисайд начал цикл своих исследований по систематизации электромагнитной теории Д.К. Максвелла и ее практическому применению к решению прикладных задач в области электрических и магнитных явлений. В первый же год своей работы им также независимо от Д.Г. Пойнтинга было введено понятие потока электромагнитной энергии

[1,21]. В разработке этого понятия он пошел дальше Д.Г. Пойнтинга и рассмотрел ряд практически важных случаев для электротехники (например, выделение тепла в проводнике при прохождении по нему электрического тока). Для указанного случая О. Хевисайд впервые показал, что тепло в проводнике выделяется за счет потока энергии электромагнитного поля, втекающего снаружи (из окружающего проводник пространства) внутрь проводника через его боковую поверхность [1,21]. Далее О. Хевисайд рассмотрел распределение переменного электрического тока в проводнике и аналитически показал, что это распределение по поперечному сечению проводника носит неравномерный характер. По его мнению: "...Величина тока растет по мере удаления от середины сечения проводника и по мере приближения к его поверхности" [1,21]. Причем, как указывал О. Хевисайд: "...Чем быстрее меняется во времени t электрический ток, тем сильнее он прижимается к поверхности проводника" [1,21]. Позднее это явление получило название "skin-effect": скин-эффекта или поверхностного эффекта [20]. В наше время в связи с интенсивным развитием техники больших импульсных токов, сильных электрических и магнитных полей этому как линейному, так и нелинейному эффекту в переходном режиме уделяется повышенное внимание [22-24]. При углубленном изучении этого электромагнитного явления нынешним исследователям не следует забывать того факта, что у истоков его открытия и начала изучения первым стояло имя Оливера Хевисайда.

Занимаясь электромагнитной теорией Д.К. Максвелла и ее приложением к движущимся телам, О. Хевисайд первым в 1889 году без подробного вывода получил выражение для электродинамической силы, действующей на заряженную частицу, движущуюся в магнитном поле [25]. Интересно отметить, что это же выражение позднее в 1892 году было получено знаменитым голландским физиком-теоретиком Г.А. Лоренцем, которое в истории физики так и осталось под названием "силы Лоренца" [1,13].

В середине XIX столетия телеграф и телефон прочно вошли в жизнь общества передовых стран мира. В 1858 году был успешно проложен первый трансатлантический кабель связи. Теория передачи электрического сигнала по кабелю при ряде упрощающих допущений была еще в 1855 году разработана выдающимся английским физиком У. Томсоном (Кельвином) [1,13]. Согласно этой теории телефонная связь без искажений была возможна лишь на малых расстояниях. О. Хевисайда заинтересовала эта проблема и он начал подробные и углубленные теоретические исследования распространения электрического сигнала вдоль проводной линии. Вскоре им была уточнена теория У. Томсона (Кельвина) по распространению электромагнитных волн в телеграфной и телефонной линиях связи. Для читателя важно отметить, что при этом О. Хевисайд кроме электрической емкости C_0 и активного сопротивления R_0 на единицу длины линии впервые дополнительно учел погонную индуктивность L_0 и погонную проводимость

утечки G_0 линии [1,21]. С учетом такого подхода и исходя из уравнений Д.К. Максвелла, О. Хевисайд первым вывел волновое (телеграфное) уравнение, описывающее распространение электромагнитных волн по кабелю связи. На основании данного телеграфного уравнения он получил ряд его точных аналитических решений для практически важных случаев технической реализации и реально встречающихся на практике режимов работы проводной линии связи. При этом им были рассмотрены и вопросы трансформации сигналов в неоднородных линиях, отражения сигналов от конца линии, излучение энергии от конца линии связи в открытое воздушное пространство и многое другое [12].

В 1887 году О. Хевисайд расчетным путем показал, что если для указанных выше погонных параметров линии связи выполняется соотношение вида $R_0 \cdot C_0 = L_0 \cdot G_0$, то электромагнитные волны всех частот будут распространяться вдоль кабеля связи с одинаковой фазовой скоростью и с одинаковым затуханием, то есть без изменения своей формы. Оценив электрические параметры основных реально действующих в мире линий связи, О. Хевисайд пришел к выводу о том, что для этих линий произведение $L_0 \cdot G_0$ оказывается намного меньшим, чем это необходимо для связи без искажений. После анализа полученных данных он делает заключение: "...Условие связи по проводной линии без искажений можно выполнить в случае существенного увеличения индуктивности линии" [21]. Для технической реализации этой идеи были разные пути. Одним из них явилось сформулированное в 1893 году предложение О. Хевисайда о включении в линию связи сосредоточенных индуктивных катушек на определенных и равных расстояниях друг от друга [1,21]. Проведенные в 1899 году экспериментальные исследования профессора Колумбийского университета (США) М. Пьюпина, создавшего первую опытную линию связи, нагруженную по указанной выше идее О. Хевисайда с увеличением индуктивности линии, полностью подтвердили теорию последнего по распространению электромагнитных волн вдоль проводных линий связи. Эти исследования О. Хевисайда и их результаты в целом заметно продвинули во всем мире важное дело телеграфии и телефонии на большие расстояния. Здесь надо заметить, что соответствующие патенты на изобретения М. Пьюпин получил единолично, хотя в своих работах он приоритет идеям по неискажающим линиям связи отдавал О. Хевисайду [1,26]. Соответственно и всеми материальными выгодами от получения этих патентов М. Пьюпин тоже воспользовался единолично, продав их американской компании "American Telephone and Telegraph Company" [1]. Который раз подтвердились слова О. Хевисайда о самом себе, связанные с тем, что: "...Он является филантропом и его задача – приносить пользу людям, даже тем, кто получает от этого выгоду" [1].

Относительно важности этих работ О. Хевисайда по отношению к нашему времени отметим, что современные телефонные кабельные линии связи на большие расстояния не нагружаются индуктивными

катушками. Связано это с тем, что в них сейчас применяются токи высокой несущей частоты, которые модулируются по амплитуде или фазе звуковыми колебаниями человеческой речи. Для высокой несущей частоты нет надобности в индуктивной нагрузке. Однако для телефонных кабельных линий сравнительно небольшой протяженности установка генераторов высокой несущей частоты становится мерой экономически невыгодной и в этих случаях по-прежнему используются эквидистантно расположенные катушки индуктивности [1,21]. После короткого ознакомления с всемирной историей развития телеграфной и телефонной электросвязи становится понятным, что "триумф телефона" в современном человеческом обществе был в решающей степени обеспечен новыми идеями и теоретическими разработками О. Хевисайда, смело реализованными в практику менеджерами и инженерно-техническими работниками соответствующих компаний и служащими правительственных учреждений разных стран мира.

Математические основы новой теории поля Д.К. Максвеллом по существу изложены в его указанном выше трактате в 9 главе под названием "Основные уравнения электромагнитного поля" [4]. Здесь Д.К. Максвелл в число основных уравнений поля включил ряд определений и некоторые частные законы. В итоге у него получилось 12 электродинамических уравнений, составляющих основу новой теории электромагнитного поля. Здесь уместно привести следующее образное высказывание ранее упомянутого нами авторитетного ирландского физика Д.Ф. Фицджеральда, выдвинувшегося благодаря своим теоретическим работам в первые ряды физиков конца XIX века: "...Трактат Максвелла загроможден следами его блестящих линий нападения, его укрепленных лагерей и его битв" [18]. Очистить новую теорию электромагнетизма от этих "загромождающих строительных лесов" предстояло преемникам Д.К. Максвелла – Оливеру Хевисайду и Генриху Герцу. Последние успешно справились с возложенной на них судьбой исторической миссией и практически независимо друг от друга после многолетних трудов 12 уравнений электродинамики Д.К. Максвелла свели к четырем – основным и самым главным уравнениям, которыми весь научный мир пользуется и поныне [19,20]. По известному меткому высказыванию также нами упомянутого выше физика-теоретика Г.А. Лоренца "...ясный и концентрированный вид уравнениям Максвелла придал Хевисайд и Герц" [1,27]. Для полноты научной "картины" тех лет и оценки широты научных интересов нашего героя отметим тот немаловажный факт, что О. Хевисайдом при рассмотрении процессов поглощения и излучения физическим телом электромагнитных волн было получено такое же классическое соотношение между массой тела m и его энергией E , как и выведенное позже в 1905 году великим немецким физиком-теоретиком Альбертом Эйнштейном [1,13]: $E = m \cdot c^2$, где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в вакууме.

4. ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ПРЕДСКАЗАНИЕ ХЕВИСАЙДОМ ЭФФЕКТА ВАВИЛОВА– ЧЕРЕНКОВА

В 1900 году О. Хевисайд вновь возвратился к своим "старым" научным работам, начатым в 1888 году и связанным с теоретическими исследованиями электромагнитного поля излучения движущихся источников (зарядов). Эти исследования составили основу его очередного третьего тома книги "Электромагнитная теория" [28]. Здесь им было рассмотрено электромагнитное излучение, возникающее в том случае, когда скорость источника (заряда) u меньше или больше скорости света v в той или иной сплошной среде. На основе анализа полученных расчетных результатов он пришел к выводу о том, что: "...Любое заряженное тело, скорость u которого превосходит скорость света v в среде, становится источником излучения электромагнитных волн" [1,28]. О. Хевисайдом отдельно был изучен случай, когда источником поля является движущийся точечный заряд. Следует подчеркнуть, что при этом расчеты электромагнитного поля как при $u < v$ (досветовой случай), так и при $u > v$ (сверхсветовой случай) были выполнены аналитическим путем при помощи разработанного О. Хевисайдом операционного исчисления. Данные расчеты показали, что при $u > v$ (скорость заряда превышает скорость света в среде) поле электромагнитного излучения принимает форму конуса с вершиной у движущегося заряда. Причем, этот конус "тянется" за зарядом, движущимся со сверхсветовой скоростью u . В рассматриваемом случае половина угла при вершине конуса с осью OZ , ограничивающего область поля излучения при сверхсветовом движении заряда вдоль оси OZ , согласно вычислениям О. Хевисайда будет определяться следующим простым соотношением [1,28]:

$$\sin \alpha = v/u, \quad (8)$$

где α – угол между осью OZ и образующей вышеуказанного конуса электромагнитного излучения.

Рассмотренное и подробно изученное к началу XX века О. Хевисайдом электромагнитное излучение сверхсветового заряда, движущегося в сплошной среде, нашло свою физическую реализацию в эффекте, экспериментально обнаруженном в 1934 году при движении быстрых электронов в чистых жидкостях советскими физиками С.И. Вавиловым и П.А. Черенковым и теоретически объясненным в 1937 году на основе максвелловской электродинамики отечественными физиками-теоретиками И.Е. Таммом и И.М. Франком [29-32]. При этом, как сравнительно недавно было установлено [30], полученные нашими учеными как опытные, так и расчетные результаты, в основном, соответствовали формуле (8) О. Хевисайда, введенной последним в 1889 году. Трудно удержаться от мысли, что "...О. Хевисайду *и в очередной раз не повезло*" [1]. За эти работы указанные советские ученые в 1946 году были удостоены Государственной премии СССР, а в 1958 году им была присуждена Нобелевская премия по физике. Теперь мы твердо знаем, что истоки этих признанных мировым научным сообществом работ восходят к соответствующим опубликованным работам английского физика О. Хевисайда [28,30], теоретически выполненным им на десятки лет ранее других ученых и на которые долгие годы не обращали внимания как в СССР, так и за рубежом. И что поразительно – как эти, так и другие важные научные исследования О. Хевисайда и их результаты были преданы забвению, прежде всего, в самой Англии. К приведенному нами выше добавим то, что эффект Вавилова-Черенкова [29-32] нашел свое важное практическое применение в ядерной физике, физике космических лучей и в других смежных областях экспериментальной физики.

5. ИНТУИТИВНОЕ ПРЕДСКАЗАНИЕ ХЕВИСАЙДОМ СУЩЕСТВОВАНИЯ В АТМОСФЕРЕ ЗЕМЛИ ИОНОСФЕРЫ

После открытия в 1888 году Г.Р. Герцем электромагнитных волн О. Хевисайд активно заинтересовался проблемой их распространения в воздушной атмосфере, вдоль грунта и морской поверхности Земли. К этому времени на "повестку дня" встал вопрос дальнейшей радиосвязи или как ее называл О. Хевисайд – "беспроволочной телеграфии" [1]. Кроме того, в 1899 году уже упомянутый нами физик Д.Ф. Фицджеральд дополнительно привлек внимание О. Хевисайда к проблеме дифракции радиоволн вокруг проводящей земной поверхности. Расчетные оценки, выполненные О. Хевисайдом по дифракции электромагнитных волн вокруг Земли на основе операционного исчисления, показали, что для устойчивого обеспечения дальних радиопередач одной дифракции радиоволн проводящей Землей не достаточно. В 1902 году О. Хевисайд, изложив основы проводной электросвязи и показав как проводники линии "ведут" электромагнитную волну вдоль нее, относительно распространения радиоволн вдоль Земли написал [1,28]: "...*Нечто подобное имеет место и в беспроволочной телеграфии. Морская вода имеет вполне достаточную проводимость для того, чтобы вести себя как проводник по отношению к волнам Герца. Земля также имеет проводимость, хотя и меньшую, чем морская вода. Поэтому волны Герца приспособляются к поверхности моря точно так же, как они следуют вдоль проводов. Главные волны следуют кривизне Земли и не уходят от нее. Есть и другое соображение. Возможно, что существует достаточно проводящий слой в верхней атмосфере Земли. Если это так, то волны будут захвачены этим слоем в той или иной степени. Тогда, с одной стороны, волну будет "вести" море, а с другой стороны, – этот верхний слой Земли*". В приведенном высказывании О. Хевисайда содержится возможное объяснение дальнейшей радиосвязи. К тому времени (1902 год), когда О. Хевисайд писал эти строки, уже были в 1901 году проведены первые успешные опыты по радиосвязи через Атлантический океан между Европой и Америкой. Заметим, что О. Хевисайд не занимался практической радиосвязью. Но он с большим интересом следил за работами инженеров Британского телеграфного ведомства и известного итальянского радиоинженера Гумельмо Маркони, заявившего в 1896 году и получившего в 1897 году патент Англии на изобретение "Усовершен-

ствование в передаче электрических импульсов и сигналов и в аппаратуре для этого" [13]. Здесь нам надо обратить внимание читателя на то, что данный патент Г. Маркони был выдан спустя более двух лет после публичной демонстрации нашим соотечественником, выдающимся русским ученым А.С. Поповым своего прибора для генерации и регистрации электрических колебаний [13,33]. К большому сожалению, наш физик-экспериментатор А.С. Попов своего изобретения ни в России, ни в других странах не патентовал. Он лишь ограничился о нем газетным сообщением 7 мая 1895 года в г. Петербурге и научной журнальной публикацией в 1896 году [33]. Поэтому научный приоритет А.С. Попова и соответственно России в изобретении радио бесспорен, но с юридической стороны английский патент Г. Маркони был первым правовым актом, закрепляющим иностранное авторство изобретателя радио.

Таким образом, согласно предположению О. Хевисайда в случае существования над Землей слоя, отражающего радиоволны, становилась возможной радиосвязь между двумя любыми точками земной поверхности. Отметим, что практически одновременно с О. Хевисайдом и независимо от последнего предположение о существовании высоко над Землей проводящего ионизированного слоя было сделано и американским ученым Кеннели [1]. В 1924 году это предположение О. Хевисайда и Кеннели благодаря опытам Эпплтона и Барнета получило прямое экспериментальное подтверждение: опытным путем на высоте примерно 90км над Землей была обнаружена атмосферная сферическая область, отражающая радиоволны. Эта отражающая область в дальнейшем получила название "слой Хевисайда– Кеннели" [1]. Позднее, в 1926 году тем же Эдуардом Эпплтоном на высоте примерно 200км над земной поверхностью была обнаружена вторая отражающая радиоволны сферическая область. Характерной особенностью новых экспериментов было то, что во втором случае Э. Эпплтон использовал радиоволны с меньшей длиной λ электромагнитной волны, чем в первых опытах. Благодаря этому приему примененные им волны "пронизали" первый ионизированный атмосферный слой и, отразившись с преломлением от второго проводящего атмосферного слоя, частично вернулись на Землю. О важности этих работ свидетельствует тот факт, что в 1947 году Э. Эпплтону за исследования свойств ионизированных слоев атмосферы Земли была присуждена Нобелевская премия по физике [1]. Согласно современным представлениям данные ионизированные атмосферные сферические области над Землей образуются из-за ряда энергетических воздействий (например, ультрафиолетовой части спектра солнечного излучения, потоков заряженных элементарных частиц от Солнца, космического излучения и других факторов) на верхние слои земной атмосферы, приводящих к образованию ионизированных слоев, способных проводить электрический ток [1,15]. А, как известно, проводящая среда может как поглощать, так и отражать электромагнитные волны. Этим и обусловлено, по-видимому, и отражение радиоволн от "слоя Хевисайда– Кеннели", постепенно выходящего из упот-

ребления и называемого сейчас, как правило, "ионосферой". В настоящее время изучению характеристик и свойств ионосферы Земли, определяющей не только радиосвязь, но и целый ряд геофизических и геомагнитных явлений, во всем мире уделяется большое внимание. Здесь нам следует подчеркнуть, что данной проблематикой в рамках комплекса радиофизических исследований, выполняемых в интересах НАН Украины и Министерства образования и науки Украины, успешно занимается и созданный на базе соответствующего конструкторского бюро в 1991 году при НТУ "ХПИ" научно-исследовательский институт "Ионосферы", ставший со своим уникальным радиофизическим оборудованием в 2002 году объектом Национального достояния Украины.

6. ОСОБЕННОСТИ ЛИЧНОСТИ И ОБРАЗА ЖИЗНИ ХЕВИСАЙДА

Историки науки и техники отмечают, что О. Хевисайд был гордым, исключительно добрым, щедрым и очень любезным в общении человеком [1]. Это был человек великой воли, превозмогавшей его плохое здоровье. Он любил птиц за их пение и сам играл на золотой арфе. Поэтому, наверное, можно говорить о том, что это был человек "музыкальной" натуры. О. Хевисайд был простым и застенчивым человеком, склонным к уединению. У О. Хевисайда был самолюбивый и независимый характер. Даже от своих родственников он очень неохотно принимал материальную или иную помощь. Его биограф Р. Эппльард приводит такие слова о том, как внешне выглядел О. Хевисайд в молодые годы [1,5]: "...Он был несколько ниже среднего роста, рыхловатым, сдержанным, остроумным человеком, обладающим властным характером". Очевидцы, лично знавшие О. Хевисайда, отмечают [1,6]: "...В 1876 году это был молодой человек приятной наружности, тщательно одетый, с блестящими глазами, красивым цветом лица и светло-каштановыми волосами". Еще с молодости у О. Хевисайда было резко негативное отношение к фотографированию. Поэтому для потомков его личный архив содержал лишь крайне ограниченное число фото с ним, запечатлевших этого уникального исследователя электрофизических явлений. Все научные, а точнее физические интересы О. Хевисайда до конца его жизни были связаны с классической электродинамикой, теоретической электротехникой и радиофизикой. Однажды уже пожилому О. Хевисайду один из его знакомых сказал: "...Вам надо было жениться, мистер Хевисайд" [1]. На что он ответил: "Если бы я женился, что бы тогда стало с моей работой?" [1]. Он был убежденным холостяком. Современники О. Хевисайда отмечали, что: "...Образ жизни О. Хевисайда составлял разительный и трогательный контраст с его силой мысли" [1,6]. Он был приверженцем жизни отшельника. Жил он очень скромно на небольшие гонорары за публикации своих научных статей и книг. Поэтому жил О. Хевисайд практически один и в значительной бедности. Несмотря на все это, он был оптимистом и мало обращал внимания на свой неустроенный быт. Гордость О. Хевисайда не позволяла его друзьям и знакомым улучшить бытовые ус-

ловия его жизни. В 1896 году, принимая во внимание его работы по теории электричества, ему была назначена пожизненная королевская пенсия Англии (*Civil List Pension*) в размере 120 фунтов стерлингов в год. После этого жить и работать О. Хевисайду стало значительно легче.

Всем нам хорошо известно следующее образное изречение про науку: *"Наука есть удовлетворение собственного любопытства за казенный счет"* [1]. Это своеобразное с юмористическим оттенком определение науки приписывают известному советскому физика Л.А. Арцимовичу [1,13]. Применительно к О. Хевисайду это определение науки "не работает". Для О. Хевисайда наука и его научная творческая работа была чем-то большим, чем стремление удовлетворить свое любопытство. За свой титанический труд он получал лишь гроши. О. Хевисайду, отличавшимся полным отсутствием тщеславия, до самой старости не изменяло чувство юмора. Он слыл хорошим рассказчиком анекдотов. Иногда О. Хевисайд был язвитель и резок в формулировках относительно поведения тех отнюдь не рядовых в научном мире лиц – "ученых мужей", которые упорно и без достаточного на то основания не признавали его новаторские научные результаты, "рождаемые" ученым в муках и так трудно "отдаваемые" людям матушкой природой.

В мае 1950 года на торжественном собрании в г. Лондоне, организованном Английским Институтом инженеров-электриков в честь 100-летия со дня рождения Оливера Хевисайда, профессор математики Эдинбургского университета (Англия) Эдмунд Уиттекер, являвшийся одним из крупнейших математиков того времени, в своем выступлении, касаясь бытовых условий жизни юбиляра, отметил следующее: *"...Если подумать о том, какие большие деньги тратятся на развитие образования и научно-исследовательские работы, то может показаться удивительным, что такой ученый как О. Хевисайд – ученый первого ранга должен был существовать в таких ужасных условиях. Это пример того, что как часто гениальные люди не вписываются в общественное устройство"* [1,34]. Думаю, что это высказывание известного английского математика Э. Уиттекера не потеряло своей актуальности и для нашего времени. О. Хевисайд, как один из своеобразнейших людей в истории мировой науки, никогда и нигде не участвовал в научных заседаниях, но вел активную переписку с рядом известных ученых своего времени (например, Д.Ф. Фицджеральдом, О. Лоджем, Ж. Бетено, Дж. Силом, Ф. Гиллом и другими). Вице-президент Французского общества электриков Жозеф Бетено, говоря в свое время о жизненном феномене О. Хевисайда, отмечал, что: *"...Это достойный восхищения пример жизни, целиком посвященный науке, пример столь редкий в истории человечества"* [35]. Умер О. Хевисайд 3 февраля 1925 года на 75-ом году жизни в г. Торки (Англия). До конца своей жизни он сохранил ясность мысли и способность шутить [36].

На мемориальной доске (Рис.2), установленной Английским Институтом инженеров-электриков в память об Оливере Хевисайде в холле помещения муниципалитета г. Торки, имеются такие замечатель-

ные слова: *"...В память Оливера Хевисайда, члена Королевского общества, почетного члена Института, гениального математика, чьи пионерские исследования в электромагнитной теории внесли великий вклад в науку и в развитие электрической связи"* [1].

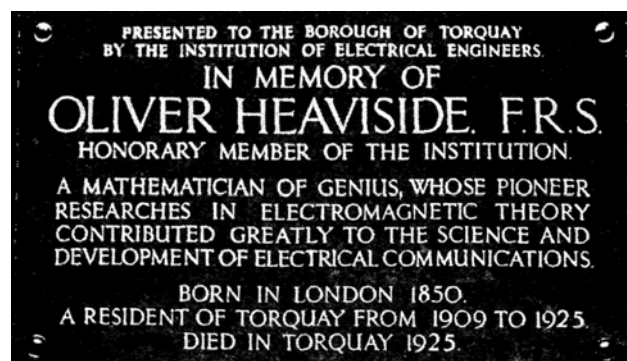


Рис. 2. Мемориальная доска в честь О. Хевисайда, установленная в здании муниципалитета г. Торки (Англия) [1]

* * *

Время научной деятельности О. Хевисайда пришлось на период быстрого развития науки и техники, в том числе электротехники и мировой физики и, в частности, ее таких разделов как электродинамика, электрофизика и радиофизика. Это время было временем многочисленных открытий и изобретений человечества, временем ломки старых физических воззрений, временем введения новых физических понятий и создания новых электрофизических теорий, в том числе и теории электромагнитного поля Д.К. Максвелла. О. Хевисайд был активным участником этой созидательной научной работы, связанной с разработкой фундаментальных проблем электричества и магнетизма. Вклад О. Хевисайда в решение проблемных задач электродинамики был значительным [12,21,25,28]. Не менее значимы для науки его работы по разработке теорий проводной и беспроводной электрической связи [12,21], развитию математического аппарата и новых областей применения операционного и векторного исчисления [1,11,13], а также операторной алгебры – правила действий над операторами. Методы операторной алгебры, разработанные О. Хевисайдом, имеют не меньшее значение, чем существенно развитое и практически созданное им операционное исчисление [1,34]. Знаками научного признания О. Хевисайда стали: его избрание в 1891 году членом Королевского общества (Академии наук) Англии; в 1899 году он стал почетным членом Американской Академии искусств и наук; в 1908 году его избрание почетным членом Английского Института инженеров-электриков (*IIEE*); в 1919 году он становится почетным членом Американского Института инженеров-электриков (*AIEE*); в 1921 году Английский Институт инженеров-электриков наградил его своей высшей и первой за номером наградой – медалью Фарадея, присуждаемой за выдающиеся заслуги в области электричества. В приветствии авторитетного и известного всему научному миру Английского Института инженеров-электриков при вручении Оливеру Хевисайду указанной медали было сказано: *"...Как*

теперь, так и в будущем имя Хевисайда будет стоять в одном ряду с именами великих основателей науки прикладного электричества" [1,6]. Прошедшие после ухода из жизни О. Хевисайда годы показали, что его научные достижения сохранили свою ценность и для современного этапа развития человечества, а предложенные им физические идеи и математические методы сейчас активно развиваются и применяются на практике в различных областях научно-технической деятельности мирового сообщества.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Болотовский Б.М. Оливер Хевисайд. 1850-1925/ Отв. ред. акад. В.Л. Гинзбург.-М.: Наука, 1985.-260с.
- [2] Степко М.Ф., Клименко Б.В., Тобажнянский Л.Л. Болонський процес і навчання впродовж життя.-Харків: НТУ "ХПИ", 2004.-112с.
- [3] Коренева Т.В. Толковый словарь по метрологии, измерительной технике и управлению качеством. Основные термины.-М.: Русский язык, 1990.-464с.
- [4] Maxwell J.C. A Treatise on Electricity and Magnetism. Vol. I-II, Clarendon Press, Oxford, 1873.-1011p.
- [5] Appleyard R. Oliver Heaviside. Pioneers of electrical communications.-London: Macmillan and Company, 1930.-p.211-260.
- [6] Lee G. Oliver Heaviside-the man.-In.: The Heaviside centenary volume.-London: IEE, 1950.-p.10.
- [7] Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов.-М.: Наука, 1986.-544с.
- [8] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники: Учебник для вузов. Т.1.-Л.: Энергоиздат, 1981.-536с.
- [9] Конторович М.И. Операционное исчисление и нестационарные явления в электрических цепях.-Л.:М.: Госиздат, 1949.-215с.
- [10] Гинзбург С.Г. Методы решения задач по переходным процессам в электрических цепях.-М.: Советское радио, 1954.-252с.
- [11] Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров/ Пер. с франц. под общей ред. К.С. Шифрина.-М.: Наука, 1965.-780с.
- [12] Heaviside O. Electromagnetic theory.-London: The Electrician Company. Vol. II, 1899.-547p.
- [13] Кудрявцев П.С. Курс истории физики.-М.: Просвещение, 1974.-312с.
- [14] Левинштейн М.Л. Операционное исчисление в задачах электротехники.-Л.: Энергия, 1972.-360с.
- [15] Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн.-М.: Наука, 1989.-544с.
- [16] Баранов М.И., Кузнецов С.А. Анализ разряда коаксиальной формирующей линии на основе разложения решения в ряд Фурье// Электричество.-1992.-№8.-С.15-23.
- [17] Баранов М.И., Кузнецов С.А. Приближенный расчет нестационарных процессов при разряде коаксиальной формирующей линии на многопроводную воздушную линию// Электричество.-1992.-№12.-С.14-22.
- [18] Григорьян А.Т., Вяльцев А.Н. Генрих Герц. 1857-1894.-М.: Наука, 1968.-309с.
- [19] Баранов М.И. Джеймс Клерк Максвелл и теория электромагнитного поля// Електротехніка і електромеханіка.-2005.-№1.-С.5-7.
- [20] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники: Учебник для вузов. Т.2.-Л.: Энергоиздат, 1981.-416с.
- [21] Heaviside O. Electromagnetic theory.-London: The Electrician Company. Vol. I, 1893.-466p.
- [22] Баранов М.И., Белый И.В., Хищенко Л.Т. Поверхностный эффект и распределение электродинамических усилий в цилиндрических токопроводах коаксиальной системы с импульсным током// Электричество.-1976.-№10.-С.1-8.
- [23] Баранов М.И. Поверхностный эффект в полем проводящем изотропном цилиндре с аксиальным импульсным магнитным полем// Технічна електродинаміка.-1999.-№2.-С.3-6.
- [24] Михайлов В.М. Импульсные электромагнитные поля.-Харьков: Вища школа, 1979.-140с.
- [25] Heaviside O. Electrical papers.-London: Macmillan. Vol. II, 1892.-587p.
- [26] Pupin M.I. Transactions of the American IEE.-1900.-Vol. 17.-p.450.
- [27] Лоренц Г.А. Теория электронов и ее применение к явлениям света и теплового излучения.-М.: Гостехиздат, 1956.-472с.
- [28] Heaviside O. Electromagnetic theory.-London: The Electrician Company. Vol. III, 1912.-519p.
- [29] Гинзбург В.Л. Об эффекте Вавилова-Черенкова и аномальном эффекте Доплера в среде, в которой фазовая скорость волн больше скорости света в вакууме// Журнал экспериментальной и теоретической физики.-1972.-Т.62.-вып.1.-С.173-175.
- [30] Тяпкин А.А. О первом теоретическом предсказании излучения, открытого Вавиловым и Черенковым// Успехи физических наук.-1974.-Т.112.-вып.4.-С.735.
- [31] Франк И.М. О когерентном излучении быстрого электрона в среде.-В кн.: Проблемы теоретической физики. Памяти Игоря Евгеньевича Тамма. М.: Наука, 1972.-С.350.
- [32] Франк И.М. Развитие представлений о природе излучения Вавилова-Черенкова// Успехи физических наук.-1984.-Т.143.-вып.1.-С.111-127.
- [33] Попов А.С. Прибор для обнаружения и регистрирования электрических колебаний// Журнал русского физико-химического общества. Серия физическая.-1896.-Т.28.-С.1-14.
- [34] Whittaker E.T. Address at the Heaviside centenary meeting.-In.: The Heaviside centenary volume.-London: IEE, 1950.-p.7.
- [35] Bethenod J. Bull. Society. Franc. Electricians.-1925.-Vol. 5.-p.232.
- [36] Карцев В.П. Приключения великих уравнений.-М.: Знание, 1978.-224с.

Поступила 23.06.2005

ИССЛЕДОВАНИЕ ИНДУКЦИОННО-ДИНАМИЧЕСКОГО ДВИГАТЕЛЯ, ВОЗБУЖДАЕМОГО ОТ НИЗКОВОЛЬТНОГО ЕМКОСТНОГО НАКОПИТЕЛЯ

Болух В.Ф., д.т.н., проф., Марков А.М., Лучук В.Ф., к.т.н., Щукин И.С., к.т.н., доц.
 Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
 Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", каф. "Общая электротехника" и "Электрические машины"
 тел. (057) 70-76-427, E-mail: bolukh@kpi.kharkov.ua, tech@tetra.kharkiv.com.

Запропоновані критерії оцінки ефективності індукційно-динамічного двигуна при роботі в різних режимах. Досліджена робота двигуна при збудженні від ємнісного накопичувача, що забезпечує різну форму імпульсу струму індуктора. Визначено, що використання низьковольтного джерела значної ємності доцільно при малій кількості витків індуктора і значному поперечному перетину його струмопровідної шини. Виготовлена і експериментально випробувана конструкція двигуна, що призначений для пробивання жорстких магнітних дисків.

Предложены критерии оценки эффективности индукционно-динамического двигателя при работе в различных режимах. Исследована работа двигателя при возбуждении от емкостного накопителя, обеспечивающего различную форму импульса тока индуктора. Установлено, что использование низковольтного источника значительной емкости целесообразно при малом числе витков индуктора и большом сечении его токопроводящей шины. Изготовлена и экспериментально испытана конструкция двигателя, предназначенного для пробивания жестких магнитных дисков.

ВВЕДЕНИЕ

В современной электромеханике наблюдается тенденция создания специализированных электродвигателей и электромеханических устройств, выполняющие возложенные на них функции в особых условиях с максимальной эффективностью. Одним из таких функциональных устройств является индукционно-динамический двигатель (ИДД), который обеспечивает максимальную кинетическую энергию для линейно перемещаемого исполнительного элемента на коротком рабочем участке или максимальное ударное электродинамическое воздействие на исследуемый объект [1, 2].

Особенностями ИДД являются:

- импульсный режим работы со значительной скважностью рабочих импульсов;
- кратковременный рабочий период с высокими электромагнитными и динамическими нагрузками;
- существенное изменение магнитной связи между неподвижным индуктором и ускоряемым якорем в процессе рабочего периода;
- отсутствие специального магнитопровода, наружного экрана и др.

КПД традиционных ИДД при рабочем периоде, как правило, не превышает 10-15%, что требует выбора соответствующих параметров для гармоничного сочетания быстродействующих электрических, магнитных, механических и тепловых характеристик. Традиционные индукционно-динамические двигатели возбуждаются, как правило, от импульсного емкостного накопителя, характеризующегося относительно малой емкостью C (~100 мкФ) и высоким напряжением U_0 (~5...10 кВ и выше) [3]. Однако в целом ряде технических систем прикладного назначения такие высокие напряжения нежелательны.

Рассмотрим эффективность электродвигателя, предназначенного для пробивания отверстий в исследуемом объекте, от низковольтного (менее 0,4 кВ) накопителя значительной емкости при различных формах импульса тока индуктора.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИДД

ИДД включает неподвижный индуктор 1, намотанный из медной шины и закрепленный на неметаллическом основании 2, и подвижный якорь 3, выполненный в виде массивного медного диска, который соединен с немагнитным ударным элементом 4 (рис.1). Последний взаимодействует с бойком 5, который соединен с центральным направляющим штырем 6 и установлен напротив деформируемого объекта 7. Упругие элементы 8 обеспечивают исходное состояние якоря 3 – плотное прижатие к индуктору 1.

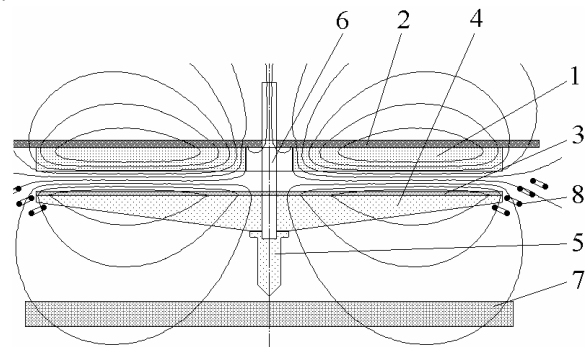


Рис.1

Поскольку при работе электродвигателя в массивном (одновитковом) якорю возникает существенная неравномерность распределения индуцированного тока, воспользуемся методикой, при которой якорь заменяется совокупностью элементарных короткозамкнутых токовых контуров, а индуктор представляется первичным контуром, подсоединенным к системе возбуждения. Электрические процессы ИДД описываются системой дифференциальных уравнений:

$$R_0(T_0) \cdot i_0 + L_0 \cdot \frac{di_0}{dt} + \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_0 \cdot dt + M_{01}(z) \cdot \frac{di_1}{dt} + \dots + M_{0k}(z) \times \frac{di_k}{dt} + V(t) \cdot \left(i_1 \cdot \frac{dM_{01}}{dz} + \dots + i_k \cdot \frac{dM_{0k}}{dz} \right) = U_0 ;$$

$$R_1(T_1) \cdot i_1 + L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M_{01}(z) \cdot \frac{di_0}{dt} + M_{12} \cdot \frac{di_2}{dt} + \dots + M_{1k} \cdot \frac{di_k}{dt} + V(t) \left(i_0 \cdot \frac{dM_{01}}{dz} + i_2 \cdot \frac{dM_{12}}{dz} + \dots + i_k \cdot \frac{dM_{1k}}{dz} \right) = 0;$$

$$R_k(T_k) \cdot i_k + L_k \cdot \frac{di_k}{dt} + M_{0k}(z) \cdot \frac{di_0}{dt} + M_{1k} \cdot \frac{di_1}{dt} + \dots + M_{k-1k} \times \times \frac{di_{k-1}}{dt} + V(t) \left(i_0 \cdot \frac{dM_{0k}}{dz} + i_1 \cdot \frac{dM_{1k}}{dz} + \dots + i_{k-1} \cdot \frac{dM_{k-1k}}{dz} \right) = 0,$$

где i_0, L_0, R_0 – соответственно ток, индуктивность и сопротивление индуктора; $i_{1..k}, L_{1..k}, R_{1..k}$ – соответственно ток, индуктивность и сопротивление элементарного короткозамкнутого $1...k$ -го контура массивного якоря, перемещающегося со скоростью $V(t)$ вдоль оси z относительно индуктора; M_{kp} – взаимная индуктивность между соответствующими токовыми элементами двигателя ($k \neq p$); $T_0...T_k$ – температура $0...k$ -го активного элемента; C, U_0 – емкость и зарядное напряжение емкостного накопителя.

Скорость якоря с исполнительным элементом (ударный элемент с бойком) можно представить в виде рекуррентного соотношения:

$$V(t_{n+1}) = V(t_n) + \frac{t_{n+1} - t_n}{P + m_2} \cdot i_0(t_n) \cdot \sum_k i_k(t_n) \cdot \frac{dM_{0k}}{dz} - K_P \times \times \Delta Z(t_n) - K_T \cdot V(t_n) - 0,125 \cdot \pi \cdot \gamma_a \cdot \beta_a \cdot D_{2m}^2 \cdot V^2(t_n),$$

где m_2, P – масса якоря и исполнительного элемента, соответственно; K_P – коэффициент упругости пружины; $\Delta Z(t)$ – величина перемещения; K_T – коэффициент динамического трения; γ_a – плотность среды перемещения; β_a – коэффициент аэродинамического сопротивления; D_{2m} – максимальный диаметр якоря (исполнительного элемента).

Для определения температуры, изменяемой во времени в течение рабочего процесса и распределенной по сечению индуктора и якоря, используется нелинейное уравнение теплопроводности в цилиндрической системе координат

$$c^*(T) \cdot \gamma \frac{\partial T}{\partial t} = \lambda_w(T) \cdot \left(\frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + j^2(t) \cdot k_z \cdot \rho(T),$$

где $c^*(T)$ – усредненная удельная теплоемкость; γ – усредненная плотность материала; $j(t)$ – плотность тока; $\lambda_w(T)$ – коэффициент теплопроводности; k_z – коэффициент заполнения индуктора; $\rho(T)$ – удельное сопротивление.

КРИТЕРИИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИДД

Эффективность работы ИДД оценим при помощи:

- критерия, учитывающего кинетическую энергию и потери в активных элементах:

$$\eta_1(t) = \frac{(m_2 + P) \cdot V^2(t)}{(m_2 + P) \cdot V^2(t) + 2 \sum_{n=1}^2 \int_0^{t_p} \sum_k i_k^2(t) \cdot R_k(T_k) dt},$$

- критерия, учитывающего энергию источника и кинетическую энергию:

$$\eta_2(t) = (m_2 + P) \cdot C^{-1} \cdot V^2(t) \cdot U_0^{-2},$$

- импульса аксиальной составляющей электродинамической силы, действующей на подвижный якорь:

$$\gamma_f = \int_0^{t_p} f_z(t) \cdot dt,$$

где $f_z(t) = i_0(t_n) \cdot \sum_k i_k(t_n) \cdot \frac{dM_{0k}}{dz}$ – величина электродинамической силы.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИДД ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ФОРМАХ ИМПУЛЬСА ТОКА ВОЗБУЖДЕНИЯ

Рассмотрим индукционно-динамический электродвигатель, возбуждаемый от низковольтного ($U_0=390$ В) емкостного накопителя при значительной его емкости ($C=4000$ мкФ). Индуктор двигателя намотан в один ряд из медной шины сечением 5×2 мм², якорь выполнен в виде медного диска толщиной 1 мм. Наружный диаметр активных элементов двигателя составляет 100 мм.

Низкое напряжение и высокую емкость источника обеспечивают компактные электролитические (полярные) конденсаторы, где в последнее время наблюдается значительный прогресс. Так, например, конденсаторы ULTRACAP фирмы EPCOS при напряжении 56 В обеспечивают емкость 210 Ф [4]. Отметим также, что электролитические конденсаторы значительно компактнее соответствующих импульсных конденсаторов, что позволяет уменьшить размеры ИДД в целом. Поскольку электролитические конденсаторы не допускают изменения полярности напряжения, то возбуждение индуктора ИДД должно осуществляться однополярным аperiodическим импульсом. Однако эффективность работы двигателя при таком режиме возбуждения не очевидна и требует дополнительного рассмотрения.

С использованием расчетной методики [5] оценим работу ИДД по предложенным критериям при возбуждении от емкостного накопителя, обеспечивающего аperiodический импульс, по отношению к режиму 1 (однополупериодный однополярный импульс тока с изменением полярности напряжения источника) и режиму 2 (полный разряд источника на индуктор, при котором возникает колебательно-затухающий процесс), реализуемых с использованием импульсных конденсаторов.

Так как эффективность ИДД во многом зависит от приложенной нагрузки (массы исполнительного элемента), рассмотрим три варианта нагрузки: малая ($P_1=0,15$ кг), средняя ($P_2=1,0$ кг) и высокая ($P_3 \gg P_2$). В последнем варианте двигатель работает практически в заторможенном режиме.

На рис.2 показан характер изменения плотности тока в проводнике неподвижного индуктора j_1 и усредненной по сечению плотности тока в якоря j_2 при малой нагрузке (а) и большой нагрузке (б).

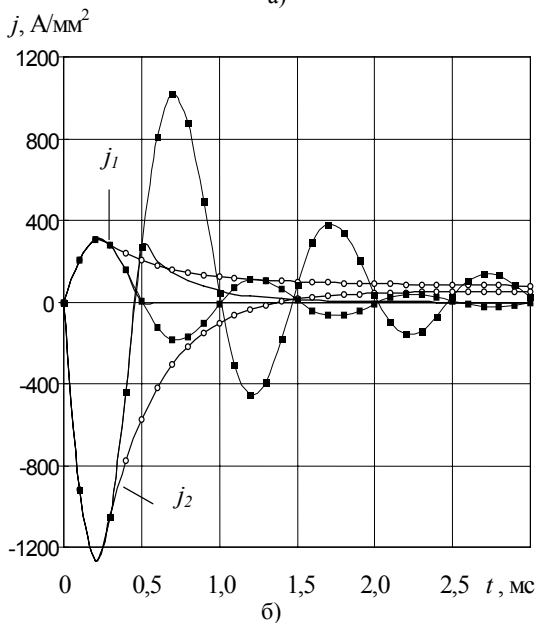
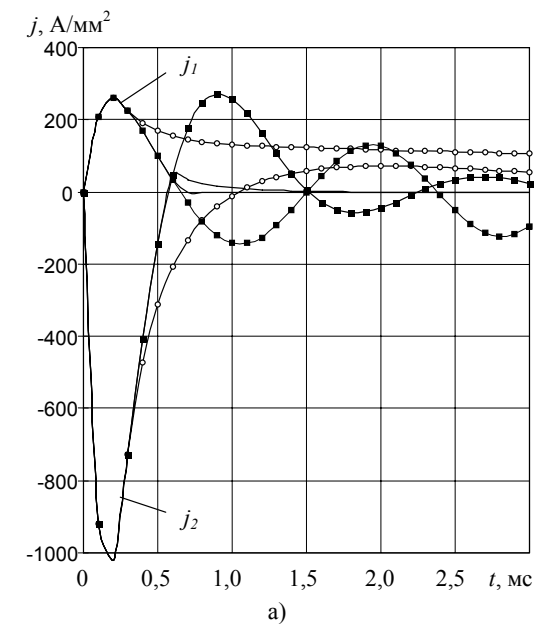


Рис.2

Здесь линиями без меток показаны параметры в режиме 1, линиями с квадратными метками - в режиме 2 и линиями с круглыми полыми метками - при возбуждении аперiodическими импульсами (режим 3).

На основании представленных данных можно отметить, что в зависимости от нагрузки и режима возбуждения существенно меняются величина и характер токов индуктора и якоря. С увеличением ускоряемой нагрузки возрастает амплитуда первичного и индуцированного токов. Особенно возрастает амплитуда второго и последующего импульсов индуцированного тока в якоре.

Однако из-за неравномерности распределения индуцированного тока по сечению якоря подвергается неравномерной силовой нагрузке. На рис.3 показаны распределения аксиальной f_z и радиальной f_r составляющих электродинамических сил, действующих на заторможенный якорь с наружным радиусом r_{ex} в различные моменты времени.

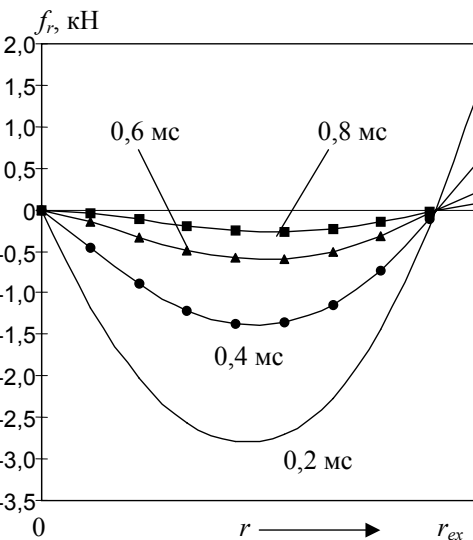
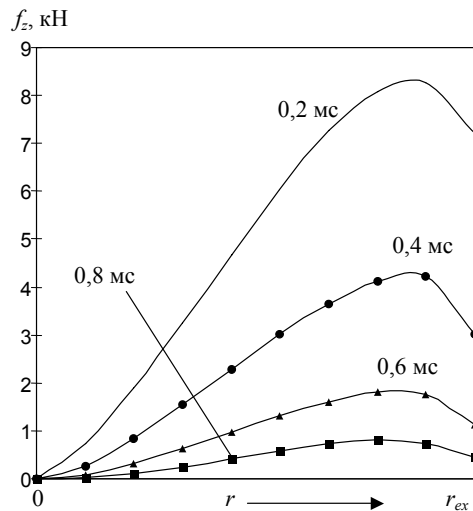


Рис.3

Аксиальные электродинамические силы значительно превосходят радиальные, причем максимальная их величина приходится на внешние участки якоря. Такое соотношение объясняется и характером результирующего магнитного поля в активной зоне ИДД (на рис.1 показано распределения поля в момент максимума электродинамических сил, действующих на ускоряемый якорь).

Величины и характер аксиальных электродинамических усилий, обеспечивающих полезную работу ИДД, во многом зависят от режима возбуждения и ускоряемой нагрузки. На рис.4 показаны эти силы, действующие на якорь при небольшой (кривые 1) и высокой (кривые 2) нагрузках и работе ИДД в режиме 2 (жирные линии) и режиме 3 (тонкие линии).

На основании представленных зависимостей можно сделать вывод о целесообразности работы ИДД в режиме 2 при высокой нагрузке (незначительное перемещение якоря) и в режиме 1 – при малой нагрузке (значительное перемещение якоря в течение рабочего цикла).

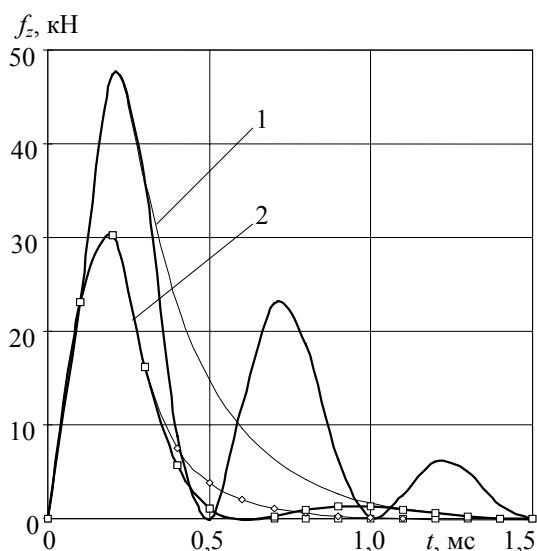


Рис.4

Однако, исходя из характера изменения аксиальных электродинамических сил, сложно сделать заключение о целесообразности работы двигателя в *режиме 3* с аperiodическими импульсами возбуждения.

Показать особенности работы ИДД при различных режимах возбуждения позволяет динамика изменения критериев эффективности при работе с малой (P_1) и средней (P_2) ускоряемыми нагрузками (рис.5). Ориентируясь на значение критерия η_1 , учитывающего кинетическую энергию и потери в активных элементах к концу рабочего периода, можно сделать вывод о целесообразности работы ИДД в *режиме 1* (жирные линии) при малой нагрузке и в *режиме 2* (крестообразные метки) при повышенной нагрузке. Работа ИДД в *режиме 3* (круглые метки) при этом самая неэффективная.

Однако если исходить из критерия η_2 , учитывающего отношение кинетической энергии к электрической энергии источника, то при ускорении легкой нагрузки *режим 3* является наиболее предпочтительным. Наименьшую эффективность ИДД при любой нагрузке в соответствии с этим критерием демонстрирует *режим 1*.

Фактически критерии η_1 и η_2 характеризуют различные стороны энергетических процессов, возникающих в ИДД при его работе. Демонстрацией этого может служить рис.6, где представлены энергетические диаграммы электродвигателей, работающий в *режимах 1* и *3* с малой и средней нагрузками, к концу рабочего цикла (3 мс). На диаграммах показаны: 1 – кинетическая энергия W_{kin} ; 2 – остаточная энергия в емкостном накопителе W_c ; 3 – энергия потерь в индукторе W_1 ; 4 – энергия потерь в якоре W_2 ; 5 – энергия магнитного поля W_{mag} .

При работе в *режиме 3* с малой (а) и средней (в) ускоряемыми нагрузками значительная часть энергии сохраняется в виде магнитного поля, вызванного наличием токов в индукторе и якоре.

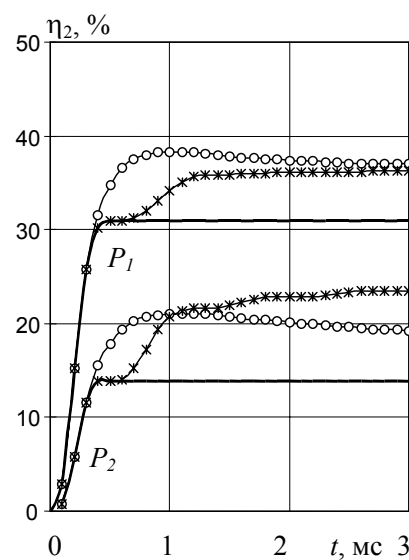
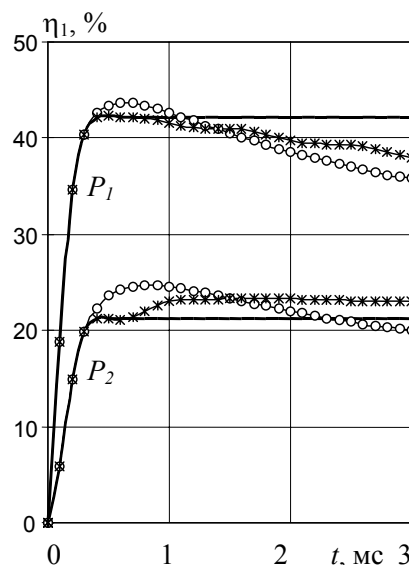


Рис.5

При работе в *режиме 2* с малой (б) и средней (г) нагрузками значительная часть энергии расходуется в виде потерь якоря, вызывая его повышенный нагрев.

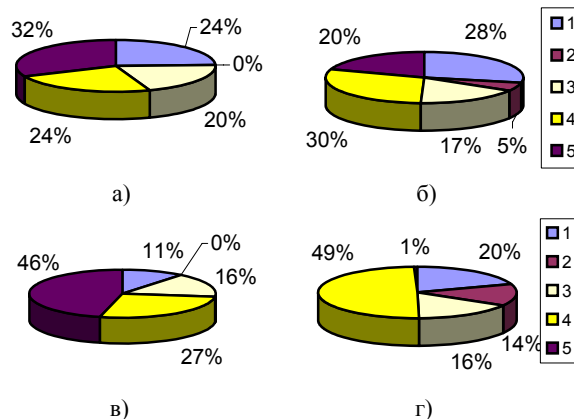


Рис.6

Более полно оценить эффективность работы ИДД с аperiodическими импульсами возбуждения позволяют данные табл.1, где представлены относительные параметры двигателя в *режиме 3* по отноше-

нию к аналогичным данным, полученным при работе в режимах 1 и 2. Здесь θ_1, θ_2 – усредненные превышения температуры, соответственно индуктора и якоря, в конце рабочего периода.

Таблица 1

Параметр	По отношению к режиму 1			По отношению к режиму 2		
	Нагрузка			Нагрузка		
	P_1	P_2	P_3	P_1	P_2	P_3
V^*	1,09	1,17	-	1,01	0,90	-
θ_1^*	2,90	2,52	2,46	1,42	1,47	1,55
θ_2^*	1,10	1,18	1,25	0,98	0,82	0,65
γ_f^*	1,09	1,17	1,42	1,01	0,90	0,81
η_1^*	0,85	0,94	-	0,94	0,87	-
η_2^*	1,19	1,39	-	1,02	0,82	-

В целом, на основе проведенных исследований можно сделать вывод о целесообразности работы ИДД при аperiodических импульсах возбуждения при малом напряжении и высокой емкости источника.

ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ИДД

Для того чтобы сделать вывод о целесообразности работы индукционно-динамического двигателя при пониженном напряжении и высокой емкости источника при аperiodических импульсах возбуждения, необходимо выбрать оптимальные параметры индуктора. Рассмотрим ИДД, у которого индуктор намотан в один ряд плоской медной шиной. Исследуем влияние числа витков N_1 медной шины, а значит и ее толщины h_1 , и емкости C источника одинаковой энергии ($W_0=500$ Дж), а значит и различного напряжения U_0 , используя предложенные выше критерии эффективности ИДД.

На рис.7 показаны распределения критериев эффективности ИДД при работе со средней (P_2) нагрузкой в диапазоне изменяемых параметров:

$$500 \leq C \leq 5500 \text{ мкФ}, \quad 1414 \leq U_0 \leq 426 \text{ В};$$

$$10 \leq N_1 \leq 20 \text{ шт}, \quad 4,3 \leq h_1 \leq 2,0 \text{ мм}.$$

На основе представленных результатов можно сделать следующий вывод: использование низковольтного источника значительной емкости целесообразно только при соответствующих параметрах индуктора – малом числе витков индуктора и большом сечении его токопроводящей шины. Так, при малом числе витков ($N_1=10$) индуктора для рассматриваемого ИДД при понижении напряжения и соответствующего увеличении емкости источника критерии эффективности возрастают, а при большом числе витков ($N_1=20$) эта тенденция меняется на противоположную. При этом для ИДД с числом витков, находящимся в указанном диапазоне, существует максимум критериев, расположенные внутри указанных диапазонов параметров емкостного накопителя. Необходимо также отметить важное свойство ИДД: распределения всех рассматриваемых критериев практически идентичны и имеют одинаковые тенденции изменения от параметров индуктора и емкостного накопителя, что важно при конструировании электродвигателя.

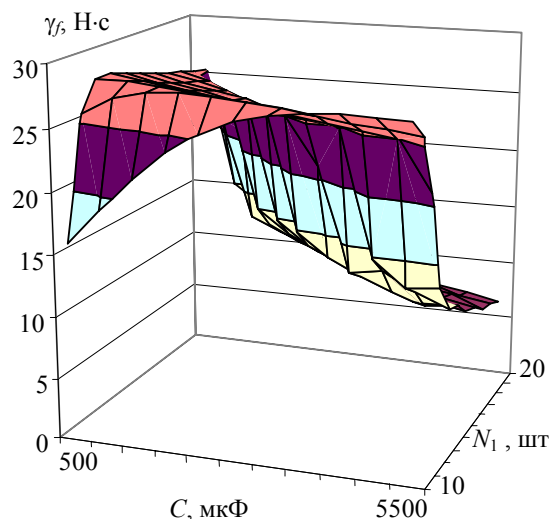
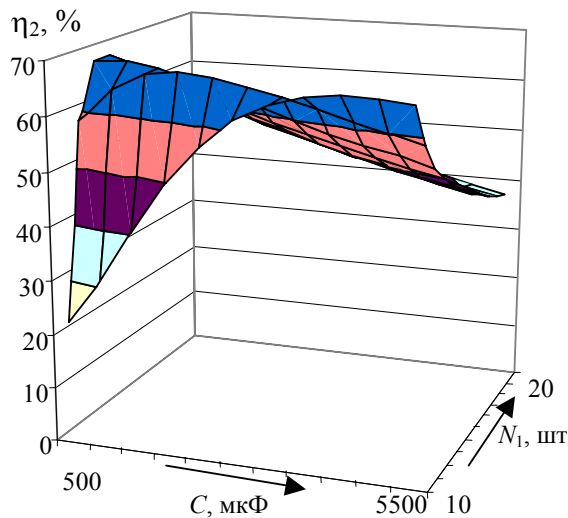
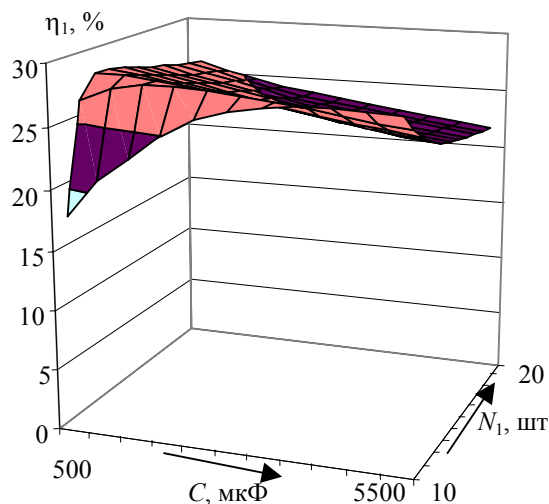


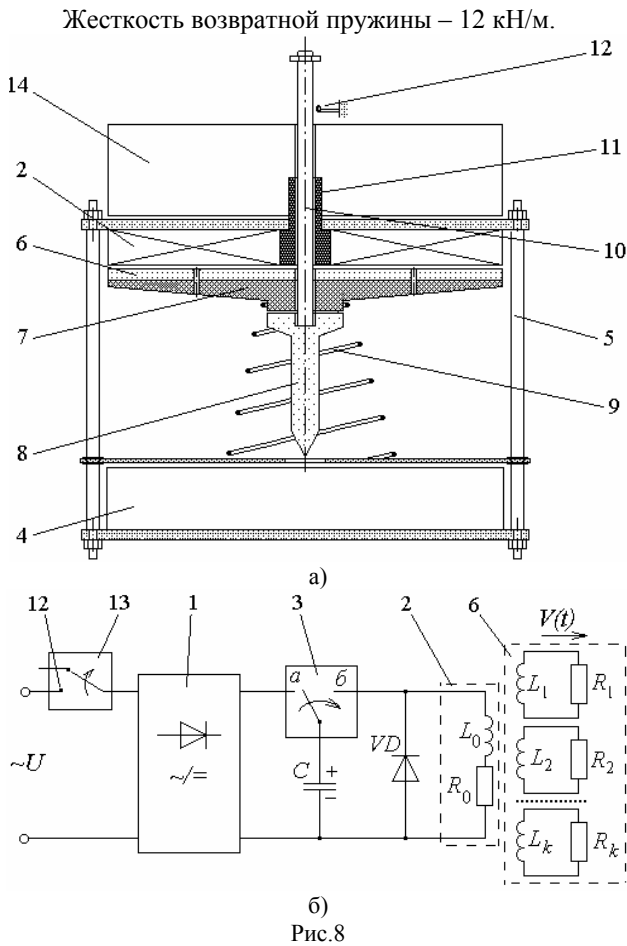
Рис.7

ПАРАМЕТРЫ И КОНСТРУКЦИЯ ИДД

На основе проведенных исследований с учетом конструктивных особенностей был разработан и экспериментально исследован ИДД, параметры которого представлены в табл.2, схематическое устройство – на рис.8,а, а электрическая схема замещения – на рис.8,б.

Таблица 2

Индуктор	
Наружный диаметр	– 100 мм
Внутренний диаметр	– 10 мм
Высота	– 10 мм
Число витков	– 46 (2 ряда)
Провод медный сечением	– 4,8×1,8 мм ²
Пропитка	– вакуумная на основе эпоксидного компаунда
Намотка	– в 2 ряда с двумя внешними выводами
Якорь	
Наружный диаметр	– 100 мм
Внутренний диаметр	– 4 мм
Высота	– 2,2 мм
Емкостной накопитель	
Емкость	– 3000 мкФ
Зарядное напряжение	– 390 В



ИДД содержит источник постоянного напряжения 1, индуктор 2, с активным сопротивлением R_0 и индуктивностью L_0 , электронный двухпозиционный ключ 3 и батарею полярных конденсаторов C , подключаемой двухпозиционным ключом попеременно к источнику постоянного напряжения (положение а) и к индуктору (положение б). Объект деформирования 4 и индуктор 2 жестко соединены между собой силовым каркасом 5. Якорь 6 жестко прикреплен к ударному элементу 7, который взаимодействует с под-

вижным бойком 8 и возвратной пружиной 9. Боек 8 соединен с направляющим штырем 10 при помощи резьбового соединения.

На конце направляющего штыря 10, выходящим из направляющего выступа 11 каркаса индуктора, размещены контакты 12 конечного переключателя 13, связывающего источник постоянного напряжения 1 с сетью питания $\sim U$. Концевой переключатель отключает двигатель от сети при перемещении бойка на заданную величину в глубь объекта 4. Батарея конденсаторов C шунтирована обратным диодом VD .

Источник постоянного напряжения 1, двухпозиционный ключ 3, концевой переключатель 13, батарея конденсаторов C и обратный диод VD размещены в компактном корпусе 14, размещенном над индуктором 2.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ ИДД

Вариант индукционно-динамического двигателя, предназначенного для пробивания жестких магнитных дисков, показан на рис.9 спереди (а) и сзади (б). Первый вариант соответствует исходному состоянию ИДД до включения в сеть, а второй вариант – состоянию после работы, при котором боек пробил отверстие в магнитном диске.

На рис.10 показаны токи индуктора в режиме холостого хода при отсутствии якоря (ХХ), в режиме нагрузки - ускорения якоря с исполнительным элементом (Н) и в режиме механического торможения якоря (МТ). В режиме ускорения осуществляется перемещение якоря на расстояние 20 мм. Рассчитанные (жирные линии) и измененные (тонкие линии) токи индуктора в целом имеют удовлетворительное совпадение, что подтверждает достоверность расчетной модели ИДД.

На основе расчетно-экспериментальных исследований установлены основные рабочие параметры ИДД, которые представлены в табл.3.

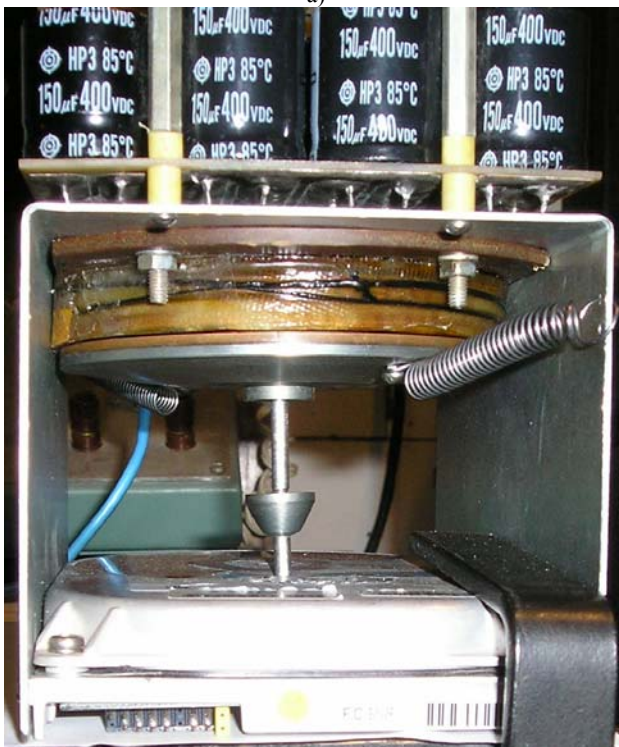
Таблица 3

Параметр	Режим работы ИДД		
	ХХ	Н	МТ
$i_{0\max}$, кА	2,3	2,5	3,2
$f_{z\max}$, кН	-	12,4	19,7
γ_f , Н·с	-	4,4	6,7
V , м/с	-	19,0	-
θ_1 , К	1,7	1,1	1,0
θ_2 , К	-	1,7	3,2

В рабочем режиме частота следования импульсов составляет 1,5 с при потреблении тока из сети менее 1 А. В зависимости от типа жестких магнитных дисков их пробивание осуществляется за 2-5 рабочих циклов, что во многом зависит от материала и конструкции наконечника бойка.



а)



б)
Рис.9

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разработана математическая модель и предложены критерии оценки эффективности ИДД при работе в различных режимах.
2. Исследована работа ИДД при возбуждении от емкостного накопителя, обеспечивающего в индукто-

ре аperiodический импульс тока, однополупериодный импульс тока с изменением полярности напряжения источника и при полном разряде источника, при котором реализуется колебательно-затухающий процесс. Показаны преимущества и недостатки электродвигателей при таких режимах возбуждения.

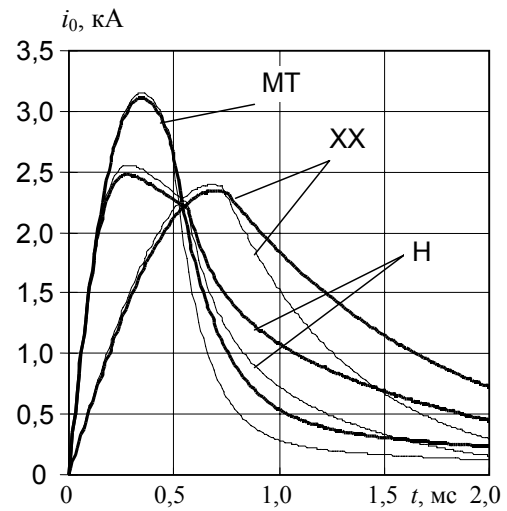


Рис.10

3. Установлено, что использование низковольтного источника значительной емкости целесообразно только при соответствующих параметрах индуктора – малом числе витков индуктора и большом сечении его токопроводящей шины. При этом предпочтительно использовать недорогие и компактные полярные электролитические конденсаторы.
4. Изготовлена и экспериментально испытана конструкция ИДД, предназначенного для пробивания жестких магнитных дисков.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] J.A.Andrews, J.R.Devine, "Armature design for coaxial induction launchers", *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 27, № 1, pp. 639-643, 1991.
- [2] Чемерис В.Т., Васьковский Ю.Н., Петровский В.П. и др. Физическое моделирование особенностей ускорения якоря в импульсном электромеханическом преобразователе индукционного типа // *Техн. электродинамика*. – 1986. – № 3. – С. 66-68.
- [3] Гальетов В.П., Иванов Е.П. Повышение эффективности электромагнитного индукционного ускорителя проводников // *Журнал прикладной механики и техн. физики*. – 1979. – № 4. – С. 105-108.
- [4] Полярные конденсаторы компании EPCOS. Меньше, прочнее, мощнее // *Chip News Украина*. – 2004. – № 10 (40). – С. 22-24.
- [5] Болнох В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Шукин И.С. Инженерная методика расчета рабочих характеристик электромеханических импульсных преобразователей индукционного типа // *Електротехніка і Електромеханіка*. – 2003. – № 4. – С. 5-10.

Поступила 08.07.2005

ВИКОРИСТАННЯ ВІБРОЗБУДЖУВАЧА З ІНДУКЦІЙНИМ ЛІНІЙНИМ ДВИГУНОМ ДЛЯ ПРОХОДКИ ГОРИЗОНТАЛЬНИХ СВЕРДЛОВИН

Голенков Г.М., к.т.н., доц., Бондар Р.П.

Київський національний університет будівництва і архітектури

Україна, 03037, Київ, пр. Повітрофлотський 31, КНУБА, кафедра "Електротехніки та електроприводу"

тел. (044) 241-55-65

Розглянуто питання, пов'язані із застосуванням різних методів безтраншейної проходки свердловин. Проведено аналіз існуючих конструкцій віброзбуджувачів. Запропоновано конструкцію індукційного лінійного віброзбуджувача й обґрунтовано теоретичні основи його роботи.

Рассмотрены вопросы, связанные с применением различных методов безтраншейной проходки скважин. Сделан анализ существующих конструкций виброзбуджителей. Предложена конструкция индукционного линейного виброзбуджителя и обоснованы теоретические основы его работы.

При прокладанні трубопроводів, інженерних мереж різного призначення під дорогами чи іншими перешкодами широко застосовуються два основних способи проведення робіт – відкритий і закритий.

Відкритий спосіб передбачає риття траншей, що пов'язане з руйнуванням дорожнього покриття, зупинками руху транспорту тощо. Усе це призводить до подорожчання виконуваних робіт і спричиняє певні незручності в умовах щільного міського руху.

Більш перспективними є закриті (безтраншейні) методи, які володіють низкою переваг: екологічна й економічна ефективність; відсутня необхідність екскавації значних об'ємів ґрунту; проведення робіт без зупинки руху наземного транспорту; відсутність витрат на відновлення пошкоджених ділянок доріг, скорочення кількості залученої до робіт важкої техніки і робочої сили.

Безтраншейну прокладку трубопроводів виконують, в основному, способами проколу, продавлювання й буріння, а при прокладенні колекторів і тунелів – щитовим і штольневим способами проходки.

Вибір способу прокладання залежить, насамперед, від діаметра й довжини трубопроводу, фізико-механічних і гідрогеологічних умов ґрунтів.

Аналіз існуючих машин для безтраншейної прокладки трубопроводів [1–8] показує, що застосування при прокладанні дорогої імпоротної техніки з використанням технології горизонтального направлено буріння (на жаль, аналогічного вітчизняного устаткування поки що немає) не завжди виправдане, а труднощі при спорудженні безтраншейних переходів методами проколу й продавлювання визначаються необхідністю прикладення значних статичних зусиль (150–4500 кН). В останньому випадку, крім того, виникає необхідність вилучення ґрунту з порожнини труби. Застосування вібраційної технології дозволяє значно зменшити зусилля вдавлювання і збільшити швидкість проходки.

В роботах Н.Я. Кіршенбаума і В.М. Мінаєва [1] обґрунтована можливість ефективного ударно-вібраційного занурення труб при горизонтальній проходці свердловин. Ця можливість пов'язана з умовами самостійного руху труби у напрямку прокладання (без прикладення зусиль вдавлювання). Для цього маши-

ну викладають безпосередньо на ґрунт, а не на спеціальні роликіві опори, як машини інших типів. У цьому випадку з'являється зовнішня сила (тертя труби об ґрунт). Імпульси сил, що виникають при роботі вібромолота, направлені протилежно і близькі за величиною, однак час дії, а отже, і сили, що діють, значно різняться. Якщо час удару складає тисячні долі секунди, то час дії зворотнього зусилля через пружини у багато разів більше (в 50–100 разів).

Отже, зусилля, що виникають при ударі вібромолота по трубі, у багато разів більше зусилля, яке намагається відсунути машину назад. У першому випадку воно значно вище сил тертя труби об ґрунт і легко їх долає, а в другому менше за них і повністю ними нейтралізується. Таким чином, при наявності певної величини сили тертя у системі "труба–ґрунт" машина набуває здатності поступально переміщатися у напрямку удару. Конструкцію типового ударно-вібраційного механізму показано на рис. 1.

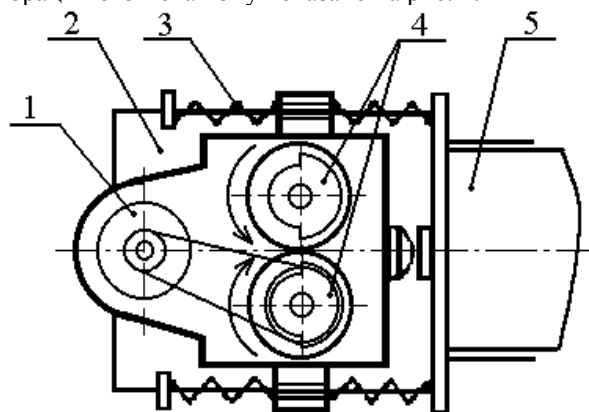


Рис. 1. Будова ударно-вібраційного механізму:
1-двигун; 2-рама; 3-пружини; 4-ексцентрики; 5-труба

До основних недоліків ударно-вібраційних пристроїв традиційної конструкції можна віднести: недовговічність двигуна через підвищене зношування підшипників; низький ККД через утворення зайвих бокових коливань та необхідність в синхронізації обертання дебалансів.

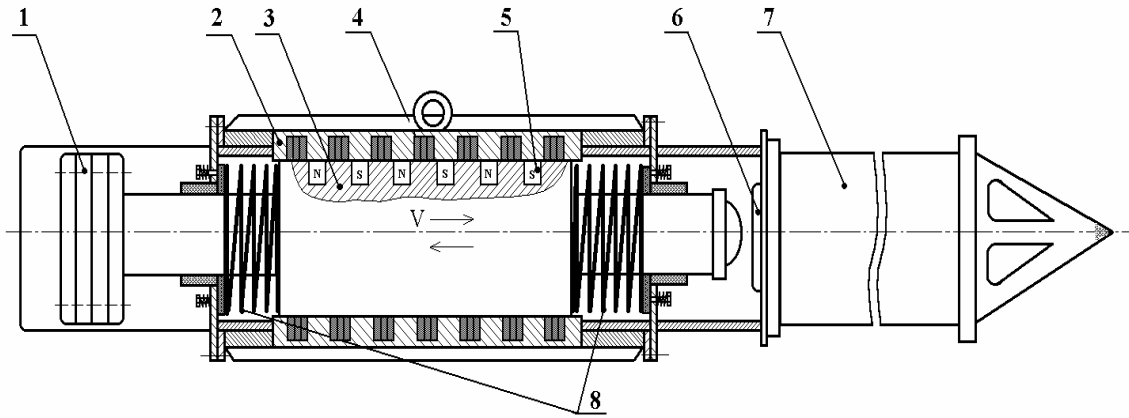


Рис. 2. Конструктивна схема ВІЛД:

1-вантаж; 2-статор; 3-бігун; 4-обмотка статора; 5-обмотка бігуна; 6- ковадло; 7- труба; 8-пружини

Для виключення вищезгаданих недоліків пропонується використати ударно-вібраційний пристрій з вібробудувачем на основі індукційного лінійного двигуна (ВІЛД).

У [9] запропоновано конструкцію віброзанурювача з однофазним лінійним двигуном і визначено намагнічуючу силу (н.с.) –

$$F = \pm \frac{\sqrt{2} \cdot F_m}{4}, \quad (1)$$

де F_m – максимальне значення н.с.

Оскільки використання однофазних електричних машин значної потужності небажане (через нерівномірне навантаження фаз мережі), доцільно перейти до живлення ВІЛД від трифазної мережі змінної напруги.

Конструкцію ударно-вібраційного пристрою на основі ВІЛД показано на рис. 2.

При підключенні обмотки трифазної машини до мережі виникає магнітне поле, що біжить. Для того, щоб отримати пульсуюче магнітне поле, достатньо змінити напрям проходження струму в одній з обмоток на протилежний. На рис. 3 показано векторну діаграму струмів (у даному випадку змінений напрямок проходження струму фази В).

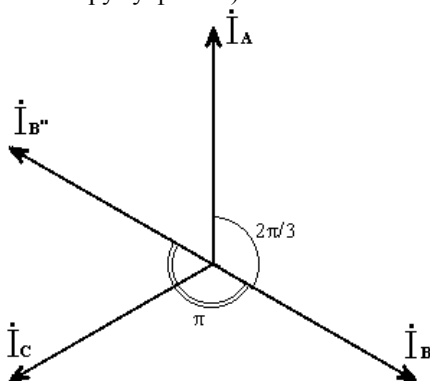


Рис. 3

Намагнічуюча сила, що створюється обмотками А, В, С, змінюється за синусоїдальним законом і дорівнює:

$$\begin{aligned} F_A &= F_m \cdot \sin \omega t; \\ F_{B''} &= F_m \cdot \sin(\omega t - 5\pi/3); \\ F_C &= F_m \cdot \sin(\omega t - 4\pi/3). \end{aligned}$$

Для того, щоб визначити значення результуючого вектора н.с., слід знайти суму н.с. кожної обмотки:

$$\begin{aligned} F &= F_m \cdot (\sin \omega t + \sin(\omega t - 5\pi/3) + \sin(\omega t - 4\pi/3)); \\ F &= F_m \cdot (\sin \omega t + \sqrt{3} \cdot \sin(\omega t - 3\pi/2)); \\ F &= F_m \cdot (\sin \omega t + \sqrt{3} \cdot \cos \omega t). \end{aligned} \quad (2)$$

Отже, сумарне значення н.с. пульсуючого магнітного поля (як це видно з графіка функції $\sin \omega t + \sqrt{3} \cdot \cos \omega t$ (рис. 4) буде змінюватися від $-2F_m$ до $+2F_m$:

$$F = \pm 2 \cdot F_m.$$

Діюче значення н.с. визначається як її середнє квадратичне значення за період:

$$F = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T F_m^2 \cdot (\sin \omega t + \sqrt{3} \cdot \cos \omega t)^2 \cdot dt}.$$

Враховуючи, що $\omega = 2\pi/T$, можна записати:

$$\begin{aligned} F &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T F_m^2 \cdot \left(\sin^2 \frac{2\pi \cdot t}{T} + 2\sqrt{3} \cdot \sin \frac{2\pi \cdot t}{T} \cos \frac{2\pi \cdot t}{T} + \right. \\ &\quad \left. + 3 \cdot \cos^2 \frac{2\pi \cdot t}{T} \right) \cdot dt}. \end{aligned}$$

Проінтегрувавши вираз, отримаємо:

$$\begin{aligned} F &= \sqrt{\frac{F_m^2}{2} + \frac{3F_m^2}{2}}; \\ F &= \sqrt{2} F_m \end{aligned} \quad (3)$$

Отже, при формуванні коливальної системи ВІЛД магнітна система вторинного контуру може бути виконана з постійних магнітів чи електромагнітів постійного струму з н.с., що дорівнює (3).

Таким чином, для створення умов виникнення сили, що призводить до переміщення бігуна, необхідно у вторинному контурі по довжині бігуна розмістити джерела, що створюють н.с., а на обмотки індуктора подати змінний струм. Амплітуда коливань бігуна відповідає половині полюсного розподілу машини $\tau/2$, частота коливань – частоті мережі живлення.

Для інженерних розрахунків параметрів віброударної установки необхідно знати потрібну енергію кожного удару, частоту ударів і масу ударної частини.

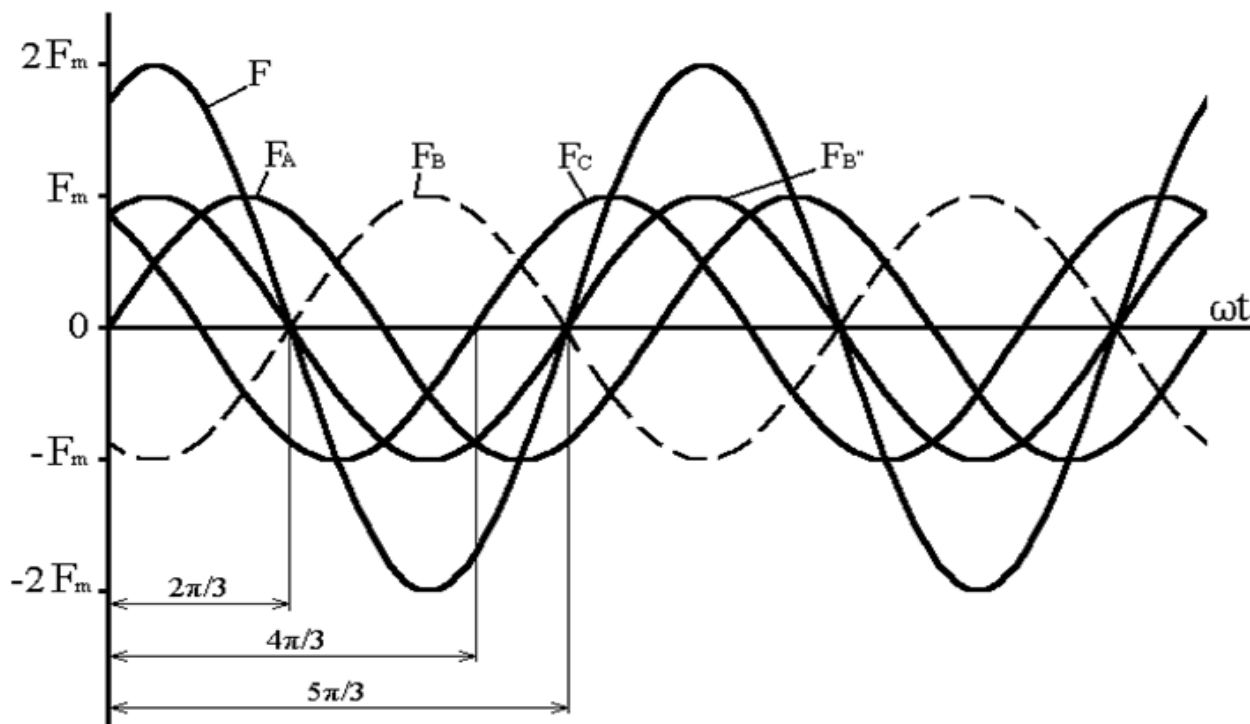


Рис. 4

Енергія одиничного удару визначається за відомим співвідношенням:

$$W = \frac{M \cdot V_1^2}{2}, \quad (4)$$

де $V_1 = 2\tau \cdot f$ – швидкість ударника (бігуна) в момент удару; M – маса ударника.

Запропонована конструкція установки виключає складні кінематичні схеми, створює тільки поздовжні коливання, крім того, дозволяє оперативно змінювати параметри установок в залежності від зміни властивостей системи “труба– ґрунт”.

Отже, у порівнянні з однофазним лінійним двигуном, описаним у [9], в трифазному варіанті значення намагнічуючої сили збільшується у чотири рази, крім того, здійснюється рівномірне навантаження фаз мережі живлення.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Киришенбаум Н.Я., Минаев В.И. Виброметод в проходке горизонтальных скважин. –М.: Недра, 1968. –153 с.
- [2] Буровые установки скважин и стволов: Справочник / Николаенко А.Т., Седов Б.Я., Терехов Н.Д., Болотских Н.С.– 3-е изд., перераб. и доп. –М.: Недра, 1985. –344 с.
- [3] Бауман В.А., Быховский И.И., Гольдштейн Б.Г. Вибрационные машины в строительстве и производстве строительных материалов. –М.: Машиностроение, 1970. –255 с.
- [4] Ребрик Б.М. Бурение инженерно–геологических скважин: Справочник. –2 изд., перераб. и доп. –М.: Недра, 1990. –336 с.
- [5] Вибрационная технология в свайных и буровых работах / Цейтлин М.Г. и др. –Л.: Стройиздат, 1987. – 262 с.
- [6] Киришенбаум Н.Я., Минаев В.И. Проходка горизонтальных и вертикальных скважин ударным способом. – М.: Недра, 1984. –245с.
- [7] Антипов В.В., Бракер И.И. Создание и освоение произ-

водства отечественного оборудования для бестраншейной прокладки инженерных коммуникаций и бурения скважин // Горные машины и автоматика. – 2003. №9. – С. 22–26.

- [8] Садыков Ф.Р. Техника и технология горизонтального направленного бурения. // Строительная техника и технологии. – 2004. №2. – С. 72–77, №3. – С. 78–80.
- [9] Голеньков Г.М., Макогон С.А. Вибропогружатель с индукционным линейным двигателем // Електротехніка і Електромеханіка. – 2004. №4. – С. 15–16.
- [10] Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. В 2-х ч. Ч. 2 – Машины переменного тока. Учеб. Для студ. ВТУЗов. Л.: Энергия, 1973. – С. 86–91.

Поступила 1.09.2005

СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ ПРОИЗВОДСТВА РЕГУЛИРУЕМЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Петрушин В.С., д.т.н., проф.

Одесский национальный политехнический университет

Украина, 65044, Одесса, пр. Шевченко, 1, ОНПУ, кафедра "Электрические машины"

тел. +38(0482) 288-494, E-mail: pvs@ext.ospu.odessa.ua

Наведено огляд сучасних конструкцій регульованих асинхронних двигунів. Запропоновано раціональний системний підхід при їх проектуванні та оптимізації. Обґрунтована економічна ефективність застосування регульованих асинхронних двигунів в електроприводах з напівпровідниковими перетворювачами.

Дан обзор современных конструкций регулируемых асинхронных двигателей. Предложен рациональный системный подход при их проектировании и оптимизации. Обоснована экономическая эффективность применения регулируемых асинхронных двигателей в электроприводах с полупроводниковыми преобразователями.

Использование регулируемого асинхронного электропривода (РАЭП) во всех отраслях промышленности и на транспорте позволяет рационально управлять технологическими процессами. Поэтому в промышленно-развитых странах около 20% всей вырабатываемой электроэнергии преобразуется в механическую энергию с помощью РАЭП. В настоящее время также широко применяется энергосбережение средствами РАЭП. Например, переход от нерегулируемого ЭП к регулируемому центробежных машин – насосов и вентиляторов (более трети нагрузок приводов) – позволяет экономить до 50% электроэнергии. Кроме того, снижение эксплуатационных расходов, связанных с обслуживанием агрегатов и систем, дает дополнительный экономический эффект. Несмотря на высокую стоимость внедрения, сроки окупаемости регулируемых ЭП за счет экономии электроэнергии, как правило, не превышают трех лет. При массовом внедрении в масштабах Украины экономия может составить $8 \div 12\%$ от всей вырабатываемой электроэнергии. Таким образом, широкое внедрение регулируемого ЭП дает возможность совершенствовать технологические процессы, обеспечивает комплексную механизацию и автоматизацию производства, способствует повышению качества выпускаемой продукции, снижению её себестоимости, росту производительности труда, повышению надежности и срока службы оборудования.

Поскольку в РАЭП в настоящее время чаще всего применяются асинхронные двигатели (АД) общего применения, рассчитанные на питание от промышленных сетей стандартных напряжений и работу с постоянной скоростью вращения ротора, обоснованный выбора серийных АД для эксплуатации в таких приводах основан на изучении особенностей работы АД в специфичных условиях электропривода. При использовании общепромышленных серийных АД в частотном приводе требуется завышения их установленной мощности, которое зависит, прежде всего, от заданного диапазона регулирования. Из-за высших гармоник (ВГ) напряжения и тока на выходе некото-

рых преобразователей частоты (ПЧ) на 5–6% возрастают потери в двигателе, что тоже требует завышения по мощности АД.

При разработке РАЭП одной из наиболее важных задач является задача выбора АД [1]. Технико-экономические показатели, как самого двигателя, так и привода в целом во многом зависят от того, насколько правильно будет решена эта задача. Из-за сложностей, возникающих при формализации процесса выбора общепромышленных двигателей для работы в составе регулируемых приводов, на сегодняшний день отсутствуют четкие рекомендации по выбору АД для них. Между тем выбор зависит от многих факторов: типа, величины и режима работы нагрузочного механизма привода, требуемого диапазона регулирования, типа полупроводникового преобразователя (ПП), вида регулирования и закона частотного управления, применяемого в нем. При выборе могут использоваться различные критерии, а также должны учитываться требуемые ограничения. Выбор основывается на детальном анализе условий эксплуатации, при совместном рассмотрении работы двигателя, преобразователя и нагрузки. Для этого требуется использование комплексных моделей РАЭП. В программном продукте DIMASDrive [2] обеспечивается формирование моделей основных разновидностей РАЭП. Процесс выбора АД проводится в несколько этапов. На первом этапе в зависимости от характера и величины нагрузки, а также требуемого диапазона регулирования осуществляется выбор двигателя по тепловым и механическим нагрузочным способностям. Следующий этап необходим для уточнения и обоснования выбора, сделанного на основании теплового состояния. Он выполняется по разным технико-экономическим показателям. Критериями могут быть масса, габариты, стоимость двигателя, диапазонные критерии приведенных затрат и энергетических показателей, либо эти критерии сворачиваются в единый скалярный (интегральный) критерий. Если известна временная диаграмма работы привода, то при расчетах диапазонных энергетических крите-

риев двигателей ЭП необходимо принять во внимание различные длительности работы АД на определенных частотах вращения. При оценке стоимостных показателей двигателей целесообразно учитывать влияния на критерий приведенной стоимости инфляционных процессов, поскольку нормативные сроки окупаемости АД достаточно велики (5-7 лет). Результаты выбора изменяются при использовании различного состава частных критериев в обобщенном критерии, а также при изменении коэффициентов значимости этих критериев. Кроме того, при выборе должны учитываться механические, виброакустические и динамические показатели двигателей РАЭД. Проверка выполнения ограничений, прямо не связанных с электромагнитными процессами, осуществляется на заключительном этапе. Можно утверждать, что после выполнения всех вышеперечисленных этапов произведен обоснованный выбор серийного АД исходя из наиболее важных аспектов его функционирования в регулируемом частотном ЭП.

Работа АД в регулируемом ЭП характеризуется существенными особенностями, которые и определяют предъявляемые к ним специфические технические требования [3]. Особенности работы двигателей в РАЭП связаны с изменяющимися в заданных пределах значениями частот вращения двигателя, величин и частот питающего двигателя напряжения или тока, наличием и необходимостью учета временных ВГ. Специфическими являются математические модели электромагнитных, электромеханических, энергетических, тепловентиляционных процессов в установившихся и переходных режимах работы двигателей, расчетов добавочных магнитных потерь, механических и виброакустических показателей [4]. Вместе с тем определено, что в РАЭП необходимо применять специальные регулируемые асинхронные двигатели (РАД) с улучшенными технико-экономическими показателями и эксплуатационными свойствами [5]. Применение РАД вместо общепромышленных АД позволяет значительно снизить массу, габариты и стоимость РАЭП. Автоматизированное проектирование РАД, адаптированных к специфическим условиям работы в РАЭП осуществляется с использованием программного комплекса DIMASDrive. Основными техническими предпосылками, обеспечивающими преимущество адаптированных двигателей над серийными, являются:

- исключение требований к пусковым характеристикам (не ставится задача обеспечения кратностей пускового и максимального моментов), в связи с чем может быть применена соответствующая форма паза ротора (отказ от глубоких пазов), обеспечивающая минимальное активное сопротивление обмотки ротора и меньшую индуктивность рассеяния;
- требуемую частоту вращения производственного механизма, определяемую частотой питания двигателя, числом полюсов обмотки статора АД и передаточным числом редуктора, можно обеспечить при различных сочетаниях этих трех величин;

- возможность некоторого снижения перегрузочной способности АД, поскольку система управления привода отслеживает параметры напряжения или тока питания двигателя;

- использование эффективных систем само- и, при необходимости, принудительного охлаждения с оптимизированной частотой вращения вентилятора;

- возможность выбора оптимального соотношения нестандартных значений напряжения и частоты проектируемого двигателя, отличного от базового и согласованного с номинальными значениями преобразователя, что позволяет снизить массу и габариты;

- усиление электроизоляции витков обмотки статора с целью защиты от импульсных перенапряжений;

- использование соответствующих подшипников с учетом, как высоких скоростей вращения, так и появления паразитных токов от высокочастотной коммутации.

Фирмой Siemens для работы в регулируемом частотном ЭП мощностью от 0,5 кВт до 300 кВт спроектированы двигатели ROTEC (1РА6). В этих РАД высокие быстродействие и перегрузочная способность, низкие моменты инерции, малощумность, хорошая равномерность хода, высокая степень защиты и т.д.[6]. Фирма рекомендует в РАЭП использовать двигатели ROTEC в сочетании с преобразователями SIMOVERT MASTER DRIVES, которые обеспечивают разные виды регулирования (FC – Frequency Control, для регулирования по частоте, VC – Vector Control, для регулирования электромагнитного поля, SC – Servo Control, для регулирования высоко динамичных процессов). Для разных видов регулирования в серии ROTEC предусмотрены соответствующие модификации двигателей.

Одно из предприятий концерна АВВ фирма Normelec AG (Германия) выпускает короткозамкнутые АД типа QU для работы с ПЧ типов ACS. Концерн АВВ производит также РАД SDM 602 (диапазон мощностей 1,1 – 75 кВт, максимальная частота вращения 6000 об/мин) и РАД SDM 605 (диапазон мощностей 2,2 – 90 кВт, максимальная частота вращения 9000 об/мин, диапазон регулирования 1500 – 7000 об/мин). Двигатели выполняются с независимой вентиляцией.

Компания Atlans-Ge Motors (США) выпускает серию двигателей ASD для ЭП с частотными преобразователями. Фирма Бауэр (Германия) предлагает ряд частотно-регулируемых АД мощностью до 75 кВт, совмещенных с редукторами различной конструкции, а также рольганговые с моментом на выходе редуктора до 9000 Нм. РАД производят фирмы Lenze Bachofen (Германия), Мэйдэн (Япония), Leroy Somer (Франция). В частности Leroy Somer выпускает РАД серии LSMV (0,75 – 132 кВт), в том числе с независимой вентиляцией и электромагнитным тормозом. Кроме того, фирма Leroy Somer предлагает потребителю двигатели VARMECA (до 7,5 кВт), объединенные в едином конструктиве с ПЧ. В сочетании с различными редукторами достигается вращающий момент более 3000 Нм. Фирма NORD выпускает NORDAC trio – частотный преобразователь, снаб-

женный цифровым и аналоговым вводами, электродвигатель, редуктор в единой комбинации. Фирма ASI Robicon (Италия) выпускает три серии двигателей, специально разработанных для РАЭП. Серия HS с диапазоном мощностей 500 – 20000 кВт и максимальной скоростью 20000 об/мин для использования на насосных и компрессорных станциях, серия HSMS с диапазоном мощностей 5000 – 35000 кВт и максимальной скоростью 8000 об/мин и серия четырехполюсных двигателей SM/SN с диапазоном мощностей 15 – 700 кВт и напряжением до 660 В.

РАД также выпускают некоторые российские заводы. Широкую номенклатуру частотно-регулируемых АД и комплектных приводов с преобразователями НИТАСНИ предлагает потребителям Владимирский электромоторный завод (ВЭМЗ). Это специальные модификации серий АИР и 5А на все высоты осей вращения 56 - 355 мм, числа полюсов от 2 до 12 и мощностью от 0,18 до 315 кВт. Двигатели укомплектованы встроенными термодатчиками, импульсными датчиками угла поворота ротора и независимым вентилятором. Они дороже обычных: при номинальной мощности до 4 кВт – в 4 раза, а при мощностях свыше 50 кВт – в 20 раз. По желанию заказчика в комплект могут быть включены: специальные подшипники, встроенный электромагнитный тормоз. При малых мощностях преобразователь может быть конструктивно объединен с двигателем. Ротора этих машин балансируются на повышенную частоту вращения, изоляция обмотки статора усилена.

29 типоразмеров частотно-регулируемых двигателей разработало и изготавливает ОАО НИПТИЭМ (г. Владимир):

- типов 4АМФ2П160, 18,5 кВт и 4АМФ2П180, 30 кВт, двухфазных общего назначения;
- типа АДЧ с высотами осей вращения 160-250 мм, на мощности от 10 до 80 кВт, двухфазных с независимой вентиляцией, для кузнечно-прессового оборудования;
- типов АЧ и АЧИ с высотами осей вращения 160-225 мм, на мощности от 7,5 до 45 кВт, трехфазных, с независимой вентиляцией, датчиками температуры и положения ротора, для главных приводов металлообрабатывающих станков;
- типа ДЭШ на мощности от 5,5 до 30 кВт, скорости вращения до 48000 об/мин, трехфазных, встраиваемых в шпиндель.

В рамках новой серии RA Ярославский электромашиностроительный завод (ОАО "ELDIN") предлагает для частотно-регулируемых ЭП двухфазные АД по разработкам ВНИИР (Чебоксары) и специальные модификации двигателей с повышенным скольжением для параметрического регулирования в малых диапазонах 1:3 и 1:4, предназначенные для приводов вентиляционных и насосных агрегатов. Частотные ЭП завод комплектует своими АД общего назначения и преобразователями серии UNI DRIVE фирмы Control Techniques (Англия). Серии рольганговых двигателей – AP и APM, выпускаемые ОАО «Сибэлектромотор»

(Томск), разрабатывались с учетом возможности управления ими от ПЧ. Двигатели серии APM допускают работу от преобразователей в диапазоне 20 – 70 Гц при пропорциональном изменении напряжения и частоты. Сейчас предприятие готово расширить его в пределах 10 – 85 Гц. В серии AP имеется специальное исполнение для работы при напряжении 220 В и частоте 20 Гц, роторы этих машин заливаются чистым алюминием, как и в крановых АД серии 4МТКМ, планируемых для использования в частотных ЭП механизмов передвижения мостовых и козловых кранов. Баранчинский электромеханический завод разрабатывает тяговые АД с частотным регулированием для модернизации трамваев чешского производства «Татра-3», а также планирует производить РАД для троллейбусов. На Сафоновском электромашиностроительном заводе производятся мощные высоковольтные АД для частотных ЭП с автономными инверторами тока. Чебоксарский электроаппаратный завод производит РАД серии ДВА для работы в составе приводов главного движения станков мощностью 5,5 и 7,5 кВт.

РАД могут проектироваться для работы в РАЭП с определенной по характеру и величине нагрузкой с соответствующим законом частотного управления в заданном диапазоне регулирования либо как удовлетворяющие всем характеристикам нагрузок (так спроектированы двигатели серии ROTEC фирмы Siemens [6]). В последнем случае определен диапазон регулирования, в котором обеспечивается постоянство заданной мощности, либо наоборот, может определяться мощность, при которой обеспечивается заданный диапазон регулирования. РАД могут проектироваться в виде серий (как серия ROTEC) либо в виде электрических модификаций серий (как в серии АИ), построенных на базе основного исполнения [7]. Так в рамках разработанной в 1989 г. унифицированной серии АД Интерэлектро была предусмотрена частотно-регулируемая модификация АД двух исполнений, отличающихся различными диапазонами изменения частот вращения. Проектирование модификации осуществлялось в расчете на использование в приводах ПЧ с амплитудным видом регулирования. Однако внедрение этой модификации в производство не состоялось. Переход на использование в ЭП преобразователей с широтно-импульсной модуляцией, а также удовлетворение требования значительных диапазонов регулирования частот, обусловило необходимость нового подхода к проектированию РАД.

В мире растет число проектов, связанных с РАД. Отечественное электромашиностроение также решает аналогичные проекты (разработка тягового двигателя АД-914 первого украинского электровоза ДСЗ) и в будущем предстоит разработки и внедрения в производство РАД. Этому способствуют совершенствование проектных моделей, учет необходимых проектных ограничений, разработка критериев оптимальности для автоматизированного проектного синтеза РАД, формализация и учет ряда проектных факторов

и критериев, совершенствование методов поиска оптимальных технических решений, системная организация технологии процессов автоматизированного проектирования РАД [8], [9], [10].

Из-за существенной специфики работы двигателей в ЭП с ПП к параметрам и показателям РАД предъявляются особые требования. Поэтому задача разработки таких машин переросла в самостоятельную проблему, включающую в себя вопросы, связанные с определением оптимальных параметров двигателей. Для решения задач проектного синтеза и оптимизации РАД необходимо специальное программное обеспечение, отличное от стандартного программного обеспечения для проектирования общепромышленных АД. При проектировании РАД учитываются следующие особенности и требования:

- в системе проектирования используются комплексные ММ, включающие в себя модели всех взаимодействующих компонентов ЭП, а не только модели двигателя, как это делается в системе проектирования общепромышленных АД;
- РАД проектируются не на одну номинальную точку работы, как проектируются АД общепромышленного назначения, а на заданный диапазон регулирования и при их разработке существенно возрастает объем поисковых и поверочных расчетов;
- при проектировании учитывается, что в каждой рабочей точке РАД питается определенным по качественно-количественному составу полигармоническим напряжением или током, зависящим от типа, вида регулирования, закона управления преобразователя, и работает с определенным нагрузочным моментом;
- в разных рабочих точках диапазона регулирования значения параметров схем замещения двигателя, определяемые с учетом вытеснения токов в обмотках и насыщения магнитной цепи машины, различны;
- учитывается изменение тепловых проводимостей эквивалентных тепловых схем замещения РАД ввиду изменения интенсивности охлаждения при регулировании частоты вращения;
- формируется набор специфических критериев оптимальности и проектных ограничений.

Системный подход [11] заключается в рассмотрении РАД во взаимодействии с другими элементами ЭП: силовой преобразовательной частью, системой управления и регулирования, исполнительным органом рабочей машины. Эффективность системного подхода при проектировании РАД основывается на учете особенностей отдельных составляющих ЭП, характера отношений и связей между этими составляющими. Благодаря этому значительно повышаются адекватность ММ и, соответственно, качество проектного синтеза РАД. На основе системного подхода рассматриваются все наиболее важные для проектного синтеза аспекты устройства и функционирования РАД и он дает возможность осуществить:

- комплексный учет всей необходимой совокупности проектных факторов в их взаимосвязи и взаимовлиянии;

- разработку и применение адекватных ММ, учитывающих изменение параметров во всем диапазоне регулирования, и другие особенности работы РАД в регулируемом ЭП;

- обоснование и применение рациональной декомпозиции проектной ММ и модели объекта проектирования, процессов проектного синтеза и оптимизации;
- реализацию эффективных методов оптимизации;
- системную организацию технологии процесса проектного синтеза РАД.

При проектировании РАД для приводов с ПП используются те же критерии, что и при выборе серийных АД для этих приводов. Особенным является определение диапазонных критериев оптимальности – энергетических показателей и приведенные затраты двигателя [12],[13]. Они должны рассматриваться в виде эквивалентных усредненных значений для определенного заданного диапазона регулирования. В связи с тем, что за время службы двигателя (10-20 лет) энергетическая составляющая критерия приведенных затрат в десятки раз превысит составляющую, связанную с капитальными затратами, вопрос об оптимизации именно энергетической составляющей является особенно важным. При этом следует учитывать неоднозначность последствий повышения КПД и коэффициента мощности: снижение стоимости активных потерь в 10 раз эффективней снижения стоимости компенсации реактивной энергии.

Задача адаптации электромашинной части РАЭП к специфическим условиям работы должна решаться как задача структурно-параметрической оптимизации. Трудоемкость задачи проектирования обусловлена не только необходимостью формирования множества рациональных структур РАД, но и необходимостью решения задачи параметрической оптимизации для каждой сформированной структуры. По своей направленности задачи структурного синтеза можно разделить на внутренние (относящиеся к двигателю) и внешние (относящиеся к системе привода). Задачей параметрической оптимизации является определение такого набора значений управляемых переменных некоторой сформированной структуры электропривода и входящего в него РАД, при котором целевая функция имеет наилучшее значение [14]. При этом должны выполняться все требования и ограничения, оговоренные в задании на проектирование. Множество структур РАД с оптимизированными параметрами является информационным базисом для выбора оптимального варианта РАД.

Системный подход предусматривает рассмотрение всех аспектов функционирования РАД. Поэтому при проектно-синтезе РАД используется ряд подсистем, с помощью которых осуществляются поверочные расчеты. К их числу относятся расчеты механических и виброакустических показателей, неустановившихся режимов работы. Проектные ММ подсистем так же, как и модели оптимизационно-поисковых расчетов, являются комплексными, составленными из ММ входящих в привод элементов, и

в них выполняется учет рассмотренной выше специфики. При наличии в техническом задании на проектирование РАД активных ограничений, прямо не связанных с электромагнитными, электромеханическими, тепловыми процессами, задача условной оптимизации решается на основе сочетания методов уступок по критериям и релаксации ограничений.

Исходя из вышесказанного, использование информационных технологий автоматизированного проектного синтеза, прикладного математического и программного обеспечения DIMASDrive позволяет реализовать проектирование серий РАД на основе тщательного анализа рынка потребления; разработку РАД для использования в регулируемых электроприводах конкретных электромеханических систем [15]; дизайн АД [16], использующихся в настоящее время в определенных РАЭП с целью их адаптации к специфическим условиям работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Петрушин В.С. Поэтапный выбор серийных асинхронных двигателей для систем частотного электропривода // Техн. электродинамика: Тематич. Вип. Проблеми сучасної електротехніки. – Ч.3. – К.: Ін-т електродинаміки АН України, 2002, - с. 41 – 44.
2. Петрушин В.С., Рябинин С.В., Якимец А.М. Программный продукт “DIMASDrive”. Программа анализа работы, выбора и проектирования асинхронных короткозамкнутых двигателей систем регулируемого электропривода (свидетельство о регистрации программы ПА №4065). Киев: Министерство образования и науки Украины, Государственный департамент интеллектуальной собственности, 26.03.2001.
3. Курбасов А.С. Особенности проектирования частотно-управляемых асинхронных двигателей // Электротехника. – 1990. – № 9. – С. 29 – 33.
4. Bepalov V.Y. Problems of theory, simulation and design of electric machines working in systems with semiconductor converters. // 5th International conference UEES'01, Miedzyzdroje, Poland, 05-08 Sept. 2001, pp. 147 – 154.
5. Z.M. Zhao, C.C. Chan, E.W.C. Lo, “A novel induction machine design suitable for inverter-driven variable speed systems”, IEEE Trans. On Energy Conversion, vol.15, No.4, Dec.2000, pp. 413-420.
6. Кизлер А. Эволюция в моторостроении. ROTEC – прогрессивные двигатели для работы с преобразователями мощностью от 0,5 кВт до 300 кВт // drive & control. SIEMENS. – 1996. – Специальный выпуск для ЭЛЕКТРО'96. – С. 6 – 7.
7. Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерэлектро / Под ред. В.И. Радина. – М.: Энергоиздат, 1990. – 374 с.
8. Петрушин В.С. Проектный синтез частотно-регулируемых асинхронных двигателей // Вест. Харьковского государственного политехнического университета. – 2000. – Выпуск 84. – С. 157 – 160.
9. Петрушин В.С., Рябинин С.В., Якимец А.М. Проектирование модификаций асинхронных короткозамкнутых двигателей для систем полупроводникового электропривода // Проблемы автоматизированного привода. Вестник Харьковск. гос. политехн. ун-та. – 1999. – Вып. 61. – С. 196 – 197.
10. Петрушин В.С. Система проектирования регулируемых асинхронных двигателей // Вісник Східноукраїнського національного університету. – 2002. – Вип.4(50). – С. 114 – 117.
11. Петрушин В.С. Системный подход при проектировании регулируемых асинхронных двигателей // Труды 5-й Международной конференции «Электромеханика, электротехнологии и электроматериаловедение», – 2003. – Ч.1 – С. 357 – 360.
12. Петрушин В.С. Диапазонные критерии оптимальности при проектировании регулируемых асинхронных двигателей // Труды Одесск. политехн. ун-та. – 2001. – Вып.1(13). – С. 81 – 86.
13. Петрушин В.С. Приведенные затраты асинхронных двигателей в частотном электроприводе при различных законах управления // Електромашинобудування та електрообладнання: Респ. міжвід.наук.-техн. зб. – 2001. – Вип. 56. – С. 51 – 54.
14. Петрушин В.С. Оптимизация обмоточных данных частотно-регулируемых асинхронных двигателей // Вісник Національного технічного університету “ХПІ”. – 2002. – Вип. 12. – Том 1. – С. 242 – 245.
15. Пуйло Г.В., Петрушин В.С., Якимец А.М. Проектирование регулируемых асинхронных двигателей для циклических нагрузок // Електротехніка і Електромеханіка. – 2002. – №3. – С. 68 – 69.
16. Пуйло Г.В., Петрушин В.С., Якимец А.М. Ресурсо и энергосберегающий редизайн асинхронных электродвигателей // Материалы международной научно-технической конференции “Проблемы повышения эффективности электромеханических преобразователей в электроэнергетических системах”. – Севастополь. – 2003. – С. 74 – 75.

Поступила 25.08.2005

СПОСОБЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ СПЕЦИАЛЬНЫХ ТРЕБОВАНИЙ К СИЛОВОМУ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЮ НА ОСНОВЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ И ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СТРУКТУРОЙ АКТИВНОЙ ЧАСТИ

Ставинский А.А., д.т.н., проф., Ставинский Р.А., к.т.н., Плахтырь О.О.
 Национальный университет кораблестроения им. адмирала Макарова
 Украина, 54025, Николаев, пр. Героев Сталинграда, 9, Институт автоматики и электротехники
 тел. (0512) 39-94-53, E-mail: ph@udmtu.ap.mk.ua

Розглянуто напрямки і технічні рішення забезпечення показників електромагнітної сумісності та удосконалення спеціальних трансформаторів на основі просторової структури активної частини з паралельними твірними поверхнями обмоткових вікон та стержнів.

Рассмотрены направления и технические решения обеспечения показателей электромагнитной совместимости и усовершенствования специальных трансформаторов на основе пространственной структуры активной части с параллельными образующими поверхностями обмоточных окон и стержней.

ВВЕДЕНИЕ

Специфика и необходимость дальнейшего усовершенствования систем силового электрооборудования требуют разработки и освоения производства специальных статических индукционных устройств (СИУ). К таким устройствам относятся трансформаторы, реакторы и дроссели компактного маломагнитного исполнения, также регулируемые (управляемые) подмагничиванием магнитопровода, а также трансформаторные системы преобразования числа фаз и подавления высших гармоник тока и напряжения.

Согласно [1, 2] электромагнитная совместимость стала в последнее время весьма значимым фактором и среди традиционных требований и характеристик (масса, габаритные размеры ...) электромагнитных систем (ЭМС) таких СИУ, как например, преобразовательные трехфазные трансформаторы (ТТ) [3], выделяются требования по уровню внешнего магнитного поля [4].

Важной современной проблемой систем электроснабжения с потребителями, содержащими полупроводниковые преобразователи, является кондуктивный аспект электромагнитной совместимости или качество электроэнергии [5]. Преобразователи генерируют в сеть высшие гармоники тока, что приводит к появлению гармоник напряжения и негативно отражается на функционировании остальных потребителей, в частности электродвигателей.

Целью работы является определение направлений, технических решений и постановка задач усовершенствования специальных трансформаторов маломагнитного и регулируемого исполнения, а также преобразовательного назначения.

ПРОБЛЕМА РАЗРАБОТКИ МАЛОМАГНИТНОГО МНОГОФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Анализ возможности разработки маломагнитного ТТ выполнен в [2]. ТТ рассматривается как сосредоточенный источник магнитного поля, характеризуемый вектором магнитного момента (ММ). Основной вклад во внешнее поле вносят обмотки, ММ которых отображает степень магнитной симметрии магнитопровода. В связи с этим, разработка маломагнитных ТТ в рамках вариантов классической планарной ЭМС [6, 7] представляет собой сложную задачу и без дополнительного усложнения и удорожания конструкции, на-

пример системой компенсационных обмоток, не представляется возможной [2, 3]. Теоретически внешний ММ ТТ равен нулю в вариантах симметричной пространственной ЭМС [6, 7] с распределением магнитных потоков в пространстве и времени (рис. 1).

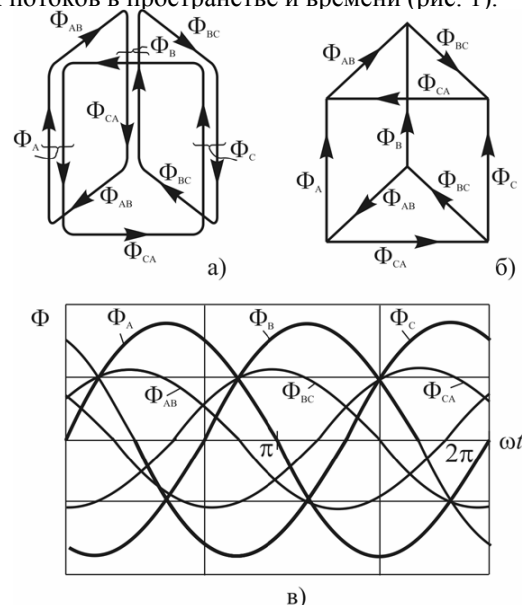


Рис. 1. Варианты симметричной аксиальной пространственной магнитной системы из магнитнонесвязанных контуров (а), а также со стержнями замкнутыми треугольником (б) и распределение магнитных потоков стержней и ярем во времени (в)

Однако при попытке разработки маломагнитного ТТ на основе симметричной ЭМС в виде трех магнитнонесвязанных контуров (рис. 1, а), согласно [2], установлено следующее. Компонента ММ в направлении оси обмоток близка к нулю и обусловлена технологическими отклонениями в ее изготовлении. При этом технологические отклонения Δ_{c1} , Δ_{c2} , Δ_{c3} , Δ_{o1} , Δ_{o2} , Δ_{o3} в расположении контуров магнитопровода и обмоток относительно осей симметрии (рис. 2) в пределах 1 % высоты обмоточного окна приводят к недопустимым радиальным компонентам ММ в направлениях, перпендикулярных осям обмоток. Результирующий ММ подобного ТТ отличен от нуля, а более

точное симметрирование элементов активной части (АЧ) с витыми магнитнонесвязанными контурами ЭМС (рис. 1, а) технологически весьма сложно.

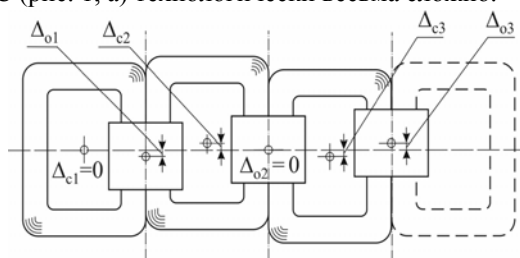


Рис. 2. Схема плоской развертки и возможные технологические погрешности несимметрии пространственной электромагнитной системы с магнитнонесвязанными контурами магнитопровода

В [8–10] представлено новое направление усовершенствования СИУ на основе симметричных ЭМС с вариантами нетрадиционных конструкций и конфигураций АЧ объединенных понятием параллельных образующих поверхностей (ОП) обмоточных окон и стержней. В пространственных магнитопроводах [6] традиционных конструкций (рис. 3, а и б) и в вариантах магнитопроводов [8–10] с параллельными ОП (рис. 3, в–е) расположение активных стыковых поверхностей стержней и ярем в одной плоскости обеспечивает возможность совместной шлифовки указанных поверхностей стержней (элементов всех стержней) и, как результат, идентичность высот стержней и минимально возможную величину собственно технологического зазора.

Рис. 4 демонстрирует технологические и конструктивные преимущества сборки стержней ЭМС (рис. 1, б) с параллельными ОП для совместной шлифовки их торцевых поверхностей. Первое преимущество заключается в повышенной монолитности сопряжения стержней в технологической сборочной единице (рис. 4, а) относительно сборочной единицы (рис. 4, б) с цилиндрическими ОП. Другим преимуществом является возможность вписывания в заданный технологический габарит стержней (рис. 4, а) с площадью сечения в 1,4...1,6 раза превышающей площадь сечения стержней (рис. 4, б). В связи с указанным фактом и высокой компактностью ($b'_{\text{мо}} < b_{\text{мо}}$), параллельность ОП обеспечивает возможность существенного повышения мощности СИУ в заданных габаритах, а также высокую степень симметрии положения стержней и обмоток в пространстве при сборке ЭМС с постановкой технологических калиброванных прокладок (КП на рис. 3, д) и удовлетворение требования маломagnetности.

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

В настоящее время регулируемый коллекторный электропривод постоянного тока вытесняется частотно регулируемым асинхронным и синхронными вентильными электроприводами. Известные выпрямительно-преобразовательные агрегаты электромеханических систем регулируемого электропривода постоянного и переменного тока, электромеханических комплексов электрической тяги, а также электротехнологических процессов, например, сварочных, электролизных и металлургических производств, содержат преобразовательные трансформаторы (ПТ)

стержневой планарной магнитной системы. Трансформаторы агрегатов мощностью до 4000 кВт выполняются, как правило, по эквивалентным шестифазным, а мощностью свыше 4000 кВт – двенадцатифазным схемам [11]. При этом вторичные (вентильные) обмотки подразделяются на секции с соединением в «зигзаг» или в две «обратные звезды», связанные через однофазный уравнивающий реактор с ферромагнитным сердечником, а также «расщепляются» на четное число частей [11, 12]. Однако конструктивно-схемные решения ПТ с секционированными обмотками значительно повышают их типовую мощность S_m относительно мощности P_n нагрузки (в схеме «шестифазный зигзаг» $S_m = 1,42 \cdot P_n$, а в схеме с «обратными звездами» суммарная мощность ПТ и реактора $S_m + S_{\text{ур}} = 1,33 \cdot P_n$).

Особенностью тяговых и преобразовательных трансформаторов для электрического транспорта, металлургической и химической промышленности [11] является регулирование напряжения под нагрузкой. Регулирование напряжения на первичной или вторичной стороне ПТ осуществляется как дискретно-контактным способом встроенными механическими переключателями с токоограничивающими реакторами, так и плавно-ступенчато и плавно дополнительными автотрансформаторами и дросселями насыщения, а в полупроводниковых выпрямителях – силовыми транзисторами и тиристорами [11–13]. Устройства регулирования существенно усложняют электромеханические и электротехнологические системы, а силовые выпрямители являются основным источником высших гармоник тока и напряжения распределительных сетей.

Кроме того, существует необходимость преобразования трехфазного тока в двухфазный в различных устройствах преобразовательной техники, сварочных источниках питания и устройствах питания электрометаллургических печей [13, 14]. Также специальными ПТ с вращающимся магнитным полем двухфазный ток преобразуется в однофазный, и однофазный ток преобразуется в трехфазный ток [15].

Повышение технического уровня ПТ путем исключения разделения и расщепления вторичных фаз возможно на основе конструкторско-технологических решений симметричных пространственных ЭМС. Обеспечение компактности и снижение материалоемкости таких ЭМС может быть достигнуто использованием стержневых элементов с сечением, образованным средними участками сторон треугольника [16] способами навивки ленты или шихтовки идентичных пластин во взаимно пересекающихся плоскостях [17]. В указанных элементах могут быть предусмотрены центральные отверстия установки катушек обмотки регулирования напряжения (при необходимости) поперечным подмагничиванием [18].

Преобразование числа фаз первичной и вторичной обмоток в соотношении m_1/m_2 и повышение использования объема АЧ (приближение S_m к P_n) ПТ на основе пространственных ЭМС возможно тремя способами.

Первый способ заключается в использовании сдвига фаз магнитных потоков стержней и ярем трехстержневых ЭМС (рис. 1) на 30° и установки вторичных обмоток на ярямах при традиционном положении первичной обмотки на стержнях [19, 20] (рис. 5, рис. 6).

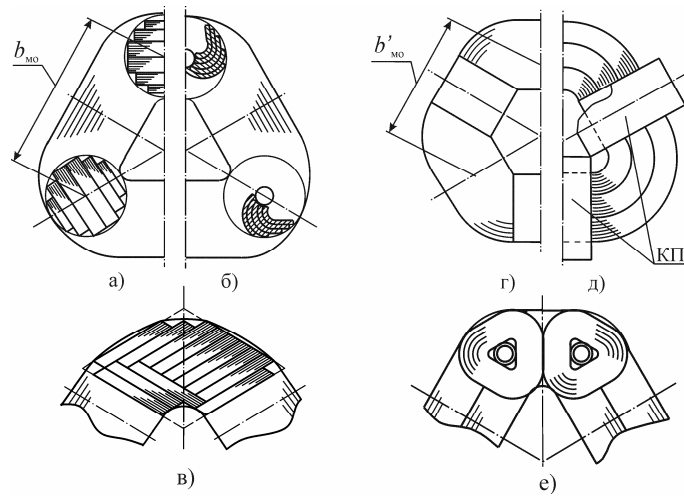


Рис. 3. Схемы пространственных стыковых магнитопроводов: а – стержни ступенчатого сечения из плоских слоев; б – стержни из эвольвентных слоев; в – стержни из идентичных плоских слоев; г, д – стержни из витых разрезных заготовок; е – стержни витые двухсекционные

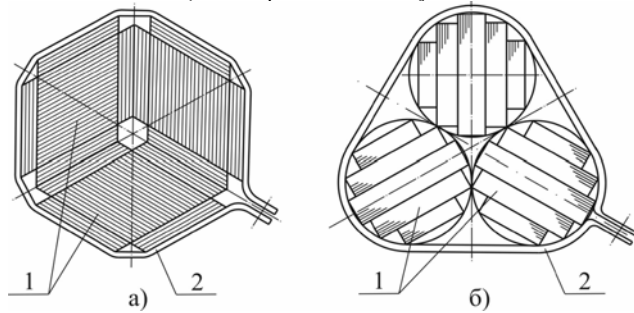


Рис. 4. Сборка для обработки торцевых поверхностей стержней пространственных магнитных систем с параллельными (а) и цилиндрическими (б) образующими поверхностями: 1 – стержень; 2 – крепежное приспособление (хомут)

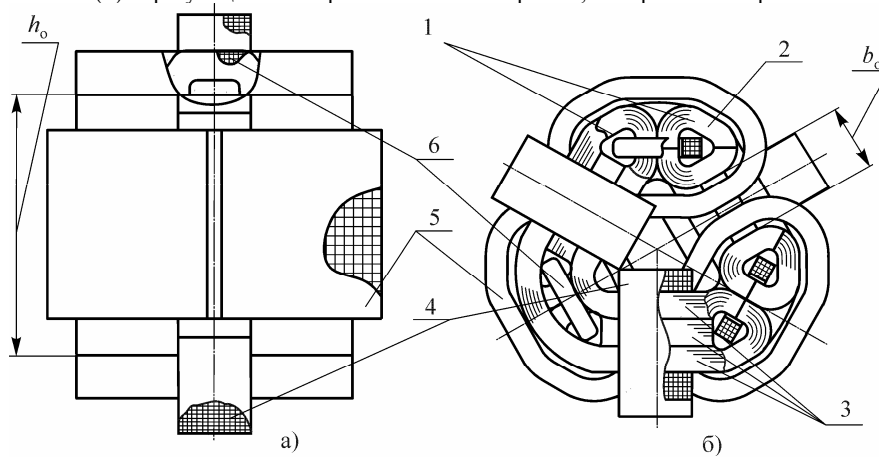


Рис. 5. Вид сбоку (а) и вид сверху (б) активной части трансформаторного преобразователя числа фаз с регулированием напряжения поперечным подмагничиванием: 1 – стержень; 2 – элемент стержня; 3 – составное ярмо; 4 – катушка нагрузочной обмотки; 5 – катушка сетевой обмотки; 6 – катушка обмотки управления

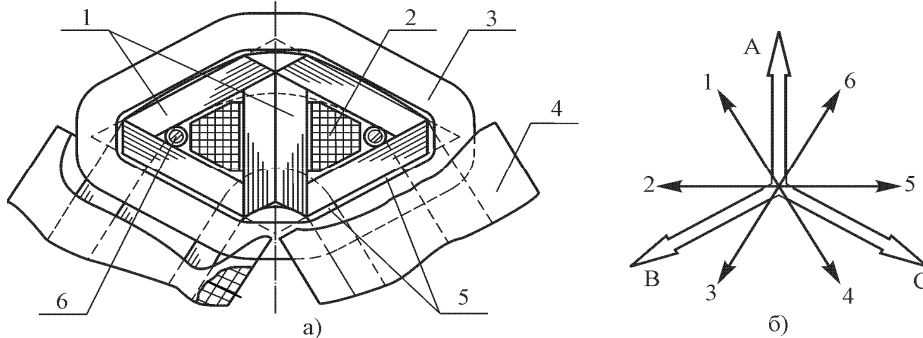


Рис. 6. Элемент активной части (а) и векторная диаграмма ЭДС (б) электромагнитной системы преобразования числа фаз с регулированием напряжения поперечным подмагничиванием: 1 – элемент стержня; 2 – катушка обмотки управления; 3 – катушка сетевой обмотки; 4 – катушка нагрузочной обмотки; 5 – элементы ярма; 6 – шпилька

ЭМС регулируемого ПТ (рис. 5) с аксиальным стыковым магнитопроводом соответствует конструктивной схеме (рис. 1, б). Элементы стержней ПТ малой и средней мощности могут быть выполнены витыми и разрезными (рис. 5, б). Каждое из составных ярем образуется из двух витых трехгранных контуров разделенных промежутком. В участках промежутков ярем над центральной частью стержней расположены «лобовые» участки катушек регулирования, а их «пазовые» части установлены в центральных отверстиях сопряженных элементов стержней. В участках промежутков ярем между «лобовыми» частями катушек регулирования устанавливаются дополнительные (средние) элементы ярем в виде пакетов идентичных прямоугольных пластин.

В регулируемых СИУ, в частности мощных реакторах с поперечным подмагничиванием, согласно [18], взамен витых используются шихтованные стержни прямоугольного сечения с участками замыкания потока подмагничивания вдоль и поперек слоев стали, причем на зону стержней с немагнитными зазорами между слоями приходится значительная часть длин силовых линий управляющего поля. Рис. 6, а характеризует элемент ЭМС схемы (рис. 5, а) для регулируемого ПТ повышенной мощности. В данной ЭМС стержни собраны из идентичных прямоугольных листов стали шихтованных во взаимно пересекающихся плоскостях и сгруппированных в элементах с сечением в виде параллелограмма. Подобные элементы образуют средние и периферийные участки сечения стержня, а угловые зоны с изоляционными промежутками между листами сокращаются до 15...20 % длины силовых линий поля управления.

На рис. 6, б представлена векторная диаграмма ЭДС первичных ($m_1 = 3$) и вторичных ($m_2 = 6$) фаз силовых обмоток ЭМС (рис. 5, рис. 6, а). Векторы А, В, С соответствуют фазным ЭДС первичной (сетевой) обмотки, а векторы 1, 3, 5 и 2, 4, 6 отображают фазные ЭДС вторичной обмотки с катушками, расположенными, соответственно на «верхнем» и «нижнем» ярмах.

Особенностью ЭМС с установкой фазных катушек на ярмах является повышенный поток рассеяния, как следствие, повышенные наклон внешней характеристики и напряжение короткого замыкания ПТ [20]. Поэтому предпочтительной областью применения указанных ЭМС (рис. 5, рис. 6, а) являются электросварочные ПТ.

Поперечное подмагничивание магнитопроводов достигается сдвигом осей (плоскостей) катушек силовых обмоток относительно осей катушек обмотки управления на угол $\pi/2$. При этом в элементах магнитопровода действуют две ортогональные МДС обмоток рабочих и управления. Перпендикулярность осей обмоток практически исключает взаимную индуктивность, однако посредством изменения состояния ферромагнетика под действием двух МДС обеспечивается регулирование, практически по линейному закону, главных индуктивностей и взаимоиндуктивности силовых обмоток. Другим преимуществом поперечного подмагничивания является малая зависимость потерь ферромагнетика от интенсивности поля управления [18].

Второй способ преобразования числа фаз в пространственной ЭМС заключается в установке между стержнями трех фаз первичной (сетевой) обмотки дополнительных (промежуточных) стержней и использо-

вании магнитнонесвязанных контуров по типу (рис. 1, а). Идентичные катушки шести фаз вторичной (нагрузочной) обмотки устанавливаются симметрично по окружности на трех "промежуточных" стержнях и трех "сетевых" стержнях. Катушки первичной обмотки охватывают катушки вторичной обмотки "сетевых" стержней (рис. 7, а). Ярм, как и стержни, выполнены в виде пакетов, шихтованных из идентичных пластин и обеспечивают взаимную магнитную связь смежных пар стержней (рис. 7, а). В случае отсутствия необходимости регулирования напряжения ПТ подмагничиванием постоянным током используется система замкнутых стержней по типу (рис. 1, б). При этом стержни выполняются из идентичных пластин шихтованными во взаимно пересекающихся плоскостях [17], а ярма могут быть витыми (рис. 7, б). В подобных технических решениях ЭМС ПТ магнитные потоки и ЭДС 1, 3, 5 катушек вторичных фаз "сетевых" стержней направлены встречно магнитным потокам и ЭДС 2, 4, 6 промежуточных стержней (рис. 7, в), а магнитный поток рассеяния и соответствующие индуктивности снижаются относительно ЭМС (рис. 5, а).

При установке на шихтованных элементах ярма (рис. 7, а) или участках ярма между стержнями (рис. 7, б) дополнительных катушек их ЭДС, совместно с ЭДС нагрузочных стержневых катушек, образует (при $m_1=3$) $m_2=12$ – фазную систему.

Третий способ преобразования числа фаз в пространственной ЭМС заключается в использовании вращающегося магнитного поля и Z – стержневого аксиального магнитопровода (рис. 8, а) с витыми ярмами. Поле с числом полюсов $2p = 2$ создается первичными и индуцированными вторичными токами сосредоточенных катушек или распределенных катушечных групп сетевой и нагрузочной обмоток. Стержни могут быть шихтованными (рис. 7, б) или выполненными способом [21] навивки и разрезки кольцевой заготовки (рис. 8, б). Кроме того, стержни могут быть выполнены способом [22] навивки и разрезки или опрессовки эквидистантных кольцевых заготовок (рис. 8, в), а также способом [23] штамповки выемок при намотке ленточного сердечника.

Соединение сосредоточенных первичных катушек с $Z = 6$, $p = 1$ и $q = 1$ по схеме двухслойной сетевой обмотки (рис. 9) создает при $m_1=3$ вращающуюся МДС с обмоточным коэффициентом k_w , равным коэффициенту укорочения шага на треть периода поля ($k_w = 0,5$). При этом каждая вторичная сосредоточенная катушка представляет фазу $m_2 = 6$ – фазной нагрузочной обмотки.

При установке на стержни ЭМС (рис. 8, а) катушек сетевой обмотки с $p = 1$, $m_1 = 3$ и $q_1 = 2$, катушки нагрузочной обмотки можно включить по схеме с $p = 1$, $m_2 = 2$ и $q_2 = 3$ ($Z = 2p \cdot m_1 \cdot q_1 = 2p \cdot m_2 \cdot q_2 = 12$) и получить преобразование числа фаз $m_1/m_2 = 3/2$. Указанный ПТ отличается независимой от нагрузки или наличия нулевого провода полной практической симметрией ЭДС фаз первичных и вторичных обмоток, что является весьма значимым преимуществом по сравнению с вариантами планарных ЭМС преобразования числа фаз $m_1/m_2 = 3/2$ которые, согласно [14], представляют для сети несимметричную нагрузку.

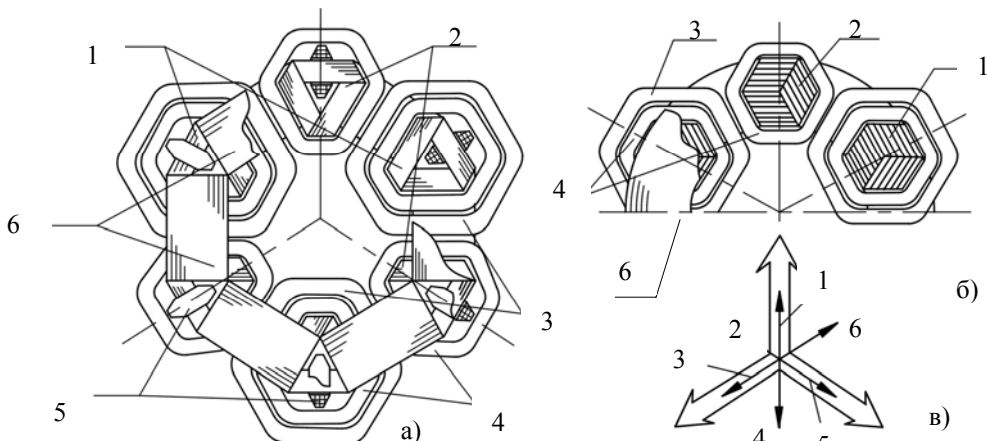


Рис. 7. Схемы (вид сверху) активной части (а, б) и векторная диаграмма фазных ЭДС (в) трансформаторного преобразователя числа фаз:

1 – сетевой стержень; 2 – промежуточный стержень; 3 – катушка сетевой обмотки; 4 – катушка нагрузочной обмотки; 5 – катушка обмотки управления; 6 – ярмо

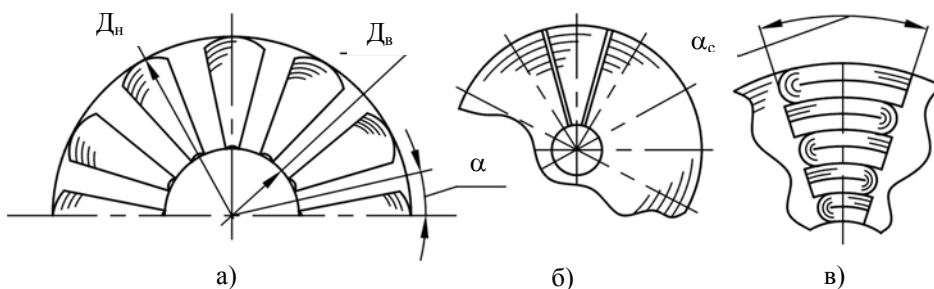


Рис. 8. Аксиальный стыковой магнитопровод (а) со стержнями из витой разрезной заготовки (б) или коаксиальных разрезных опрессованных элементов (в)

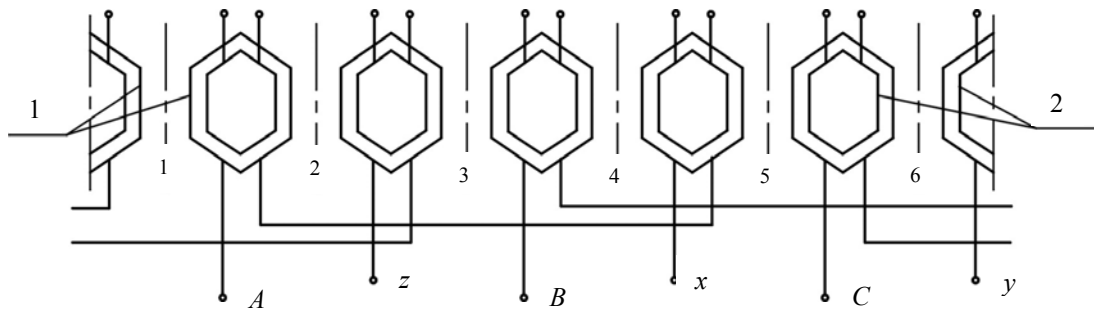


Рис. 9. Схема соединений катушек (1) сетевой обмотки и расположение катушек (2) нагрузочной обмотки шестистержневой системы преобразования числа фаз $m_1/m_2 = 3/6$

При выборе варианта конструктивно-технологического решения ЭМС (рис. 5 – рис. 9) необходимо учитывать как назначение и диапазон мощности, так и ожидаемые технико-экономические показатели. Решение задачи повышения технического уровня ПТ и других СИУ возможно на основе системного сравнительного анализа (структурной оптимизации) ЭМС. Представленный в [8, 9] метод анализа обеспечивает возможность сопоставления ЭМС при использовании специальных целевых функций и математических моделей геометрической оптимизации, а также количественных показателей технического уровня и вспомогательных признаков совершенства конструкции магнитопровода. В указанных моделях целевые функции отображаются произведением двух сомножителей. Первый сомножитель является коэффициентом $k_{ид}$ исходных данных и электромагнитных нагрузок. Второй сомножитель представляет из себя относительный коэффициент $k_{цфi}$ изменения i -го показателя технического уровня от универсальных (для любого варианта симметричной про-

странственной аксиальной или радиальной ЭМС) геометрических управляемых переменных

$$F_{цф} = k_{ид}(S_n, U_1, U_2, B_c, f, j_{01}, j_{02}, k_{30})k_{цфi}(\lambda_o, a_m, \alpha_c).$$

Коэффициент $k_{ид}$ отображает номинальную мощность S_n , первичное (вторичное) напряжение $U_{1(2)}$, среднюю индукцию B_c стержня, плотность тока $j_{01(2)}$ первичной (вторичной) обмоток и коэффициент k_{30} заполнения обмоточного окна проводящим материалом. В качестве переменных приняты: отношение λ_o высоты h_o и ширины b_o обмоточного окна (рис. 5), отношение a_m диаметров D_n и D_b описанных контурных или фактических окружностей магнитопровода (рис. 8, а), а также центральный угол стержня α_c (рис. 8, в). Второй сомножитель (коэффициент) $k_{цфi}$ обеспечивает сравнительный анализ и возможность безусловной геометрической оптимизации ЭМС [8, 9], а также совместно с первым сомножителем позволяет выполнить поэтапную параметрическую оптимизацию СИУ.

ТРАНСФОРМАТОРЫ С ОСЛАБЛЕНИЕМ ГАРМОНИК ТОКА НЕЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКИ

Задача обеспечения требования по качеству электроэнергии в части гармонического состава является достаточно сложной [1, 5]. Конечные и промежуточные участки систем электроснабжения с потребителями в виде полупроводниковых преобразователей должны содержать элементы, ограничивающие искажение формы кривой тока нелинейной нагрузкой электроэнергетической системы. В качестве указанных элементов используются устройства подавления высших гармоник (УПВГ) трехфазной нелинейной нагрузки. Известные способы снижения высших гармоник тока подразделяются на активные и пассивные и реализуются в комплектных трехфазных электрических аппаратах – фильтрокомпенсирующих устройствах [24, 25]. Как активные, так и пассивные фильтры содержат металлоемкие и габаритные аппараты – дорогостоящие емкостные блоки и управляемые или неуправляемые дроссели (реакторы). Активные и комбинированные УПВГ отличаются от пассивных наличием компонент и системных блоков силовой электроники [25], часто связанных с "пассивными" компонентами согласующими ТТ. Указанные компоненты предназначены для устранения известного комплекса недостатков пассивных УПВГ [24, 25]. Однако, согласно например [12], наличие "активных" электронно-полупроводниковых компонент обуславливает дополнительное существенное усложнение и, соответственно, удорожание и снижение надежности УПВГ.

Отдельную проблему создает однофазная выпря-

мительная нагрузка которая, в связи с массивностью, генерирует в трехфазную сеть 3-ю и кратные ей гармоники тока [12].

В соответствии с [11, 12] специальные трансформаторы позволяют подавлять высшие гармоники тока на основе повышения фазности и исходя из принципа сдвига ЭДС расщепленных фаз расположением фазных секций вторичных обмоток на различных стержнях ТТ или специальных схем включения фазных секций в двух или нескольких ТТ.

В дополнение к указанным "трансформаторным" способам обеспечения кондуктивной совместимости, в настоящей работе формулируется принцип тангенциального смещения (по координате α , рис. 8, а) высших гармоник МДС и магнитного поля в секциях стыковых магнитопроводов специальных ТТ и ПТ. Данному принципу соответствует разделение симметричной пространственной ЭМС с $m_{1(2)} \geq 2$ на секции и сдвиг секций на заданный угол $\gamma_{см}$ (рис. 10, а) с целью практического исключения трансформации заданной (доминирующей) высшей гармоники в сеть и ослабления остальных высших гармоник разложения функции тока нагрузки в ряд Фурье. Тангенциальное смещение гармоник МДС и поля реализуется разделением магнитопровода по стержням и соответственно разделением катушек первичной и вторичной обмоток на симметричные секции, а также поворотом автономных секций (блоков) ЭМС по координате α на половину периода гармоники поля, соответствующей подавляемой гармоники тока.

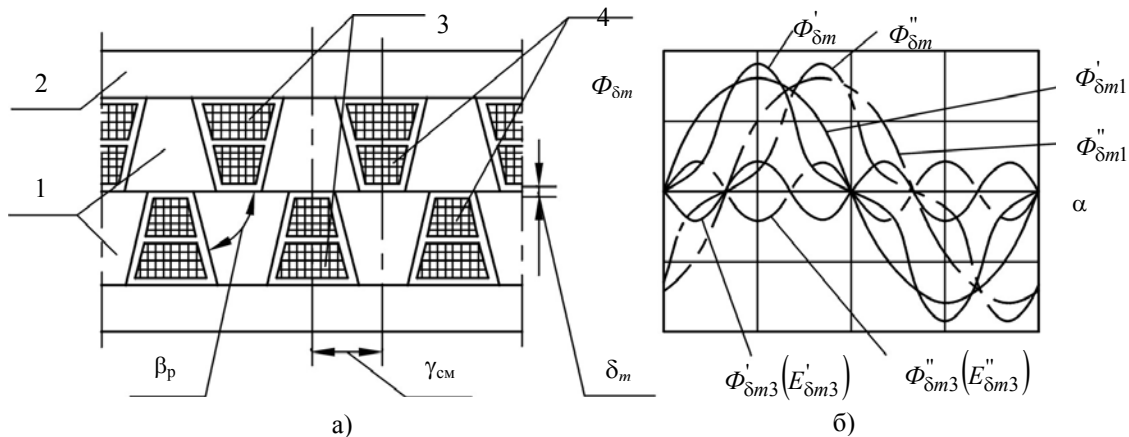


Рис. 10. Схема развертки электромагнитной системы (а) и распределение гармонических составляющих главного магнитного поля (б) в зоне стыкового зазора δ_m трансформатора с подавлением третьей гармоники тока нагрузки:

1 – стержневые участки секций; 2 – ярмо; 3 – секция сетевой обмотки; 4 – секция нагрузочной обмотки

Для подавления третьей гармоники тока однофазной выпрямительной нагрузки секции ЭМС с параллельными ОП и трехстержневым пространственным магнитопроводом выполняются с периферийными контурами в виде окружностей и поворачиваются на $\gamma_{см} = \pi/3$. При этом ЭДС $E'_{\delta m3}$ и $E''_{\delta m3}$ от третьих гармоник потока $\Phi'_{\delta m}$ и $\Phi''_{\delta m}$ двух секций ЭМС разделенных стыковым технологическим зазором δ_m (рис. 10, а) взаимно компенсируются (рис. 10, б).

Для изготовления варианта магнитопровода (рис. 10, а) может быть использован, например способ [21], с наклонной разрезкой (под углом β_p) заготовки стержней (рис. 8, б).

Аналогично для подавления, например пятой

(седьмой) гармоники нелинейной нагрузки, секции специального трансформатора с круглыми периферийными контурами и параллельными ОП магнитопровода, должны быть повернуты (с регулировкой точности установки угла поворота в преобразовательном агрегате) соответственно на угол $\gamma_{см} = \pi/5(7)$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе показаны нетрадиционные направления и способы усовершенствования специальных трансформаторов и других СИУ с $m_{1(2)} \geq 2$. Представляется, что предлагаемые конструкторско-технологические решения АЧ будут способствовать решению комплексной проблемы обеспечения электромагнитной совместимости и повышения технического уровня силового

электрооборудования на основе системного анализа устройств преобразовательной техники и структурной оптимизации СИУ специального назначения. На основе представленных материалов можно обозначить следующие выводы.

1. Для разработки многофазных трансформаторов маломощного исполнения без компенсационных обмоток и с улучшенными массогабаритными показателями необходимо использовать аксиальную пространственную ЭМС с параллельными ОП и варианты стыковых магнитопроводов.

2. Снижение материалоемкости и габаритных размеров регулируемых ТТ и ПТ, а также трансформаторных преобразователей числа фаз возможно на основе использования пространственной структуры АЧ и вращающегося магнитного поля в аксиальных ЭМС.

3. Для возможности обоснования выбора варианта ЭМС специального (маломощного, сварочного или преобразовательного) многофазного трансформатора, необходим комплекс исследований на основе метода коэффициентов исходных данных и относительных коэффициентов структурно-геометрической оптимизации [8, 9].

4. Замена в статическом регулируемом выпрямительном агрегате вентильного регулирования на глубокое регулирование магнитного потока (вторичных ЭДС) поперечным подмагничиванием магнитопровода ПТ, а также использование в групповом ТТ питания преобразовательной и однофазной нагрузки, или блочном ПТ секционированной ЭМС с тангенциальным смещением секций, обеспечит существенное ослабление искажения формы кривых тока и напряжения нелинейной нагрузкой.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Электромагнитная совместимость в электроэнергетике и электротехнике / Дьяков А.Ф., Максимов Б.К., Борисов Р.К. и др.; Под ред. А.Ф. Дьякова. – М.: Энергоатомиздат, 2003. – 768 с.
- [2] Анализ типичных ошибок проектирования трансформаторов в маломощном исполнении / В.С. Луников, А.Г. Серета, И.В. Крюкова и др. // Электротехника і електромеханіка. – 2004. – №2 – с. 26 – 33.
- [3] Ногин И.С., Шахрай Д.М., Внешнее магнитное поле трехфазного бронированного группового преобразовательного трансформатора с компенсационными обмотками // Тр. всесоюз. науч.-исслед. ин-та электромеханики. Т. 66. Вентильные преобразователи и машинно-вентильные системы. – М.: 1981. – с. 71 – 76.
- [4] ДСТУ 2465 – 94. Сумісність технічних засобів електромагніта. Стійкість до магнітних полів частоти мережі. Технічні вимоги та методи випробувань. Введ. 01.01.95. – Київ: Держстандарт України, 1994. – 29 с.
- [5] Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Повышение качества электроэнергии в электрических сетях. – К.: Наукова думка, 1985. – 257 с.
- [6] Магнитопроводы силовых трансформаторов (технология и оборудование) / А.И. Майорец, Г.И. Пшеничный, Я.З. Чечелюк и др. – М.: Энергия, 1973. – 272 с.
- [7] Лейтес Л.В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов. – М.: Энергия, 1981. – 392 с.
- [8] Ставинский А.А., Плахтыр О.О., Ставинский Р.А. Показатели качества и структурной оптимизации пространственных электромагнитных систем трехфазных трансформаторов, реакторов и дросселей // Электротехніка і електромеханіка. – 2003. – №4 – с. 79 – 82.
- [9] Stavinsky A., Plakhtyr O., Stavinsky R. Increase of limited power and structural optimization of static induction devices with spatial magnetic cores // Proceedings of the 6-th international conference UEES'04 on unconventional electromechanical and electrical systems 24–29 September, 2004, Alushta, Ukraine, Vol. 2, Poland: Szczecin. – 2004, pp. 411–414.
- [10] Ставинский А.А., Ставинский Р.А., Плахтыр О.О. Результаты исследования и технические решения улучшения распределения магнитного поля в пространственных стыковых магнитопроводах трехфазных статических индукционных устройств // Электромашинобудування та електрообладнання: Міжвід. наук.-техн. зб. – 2004. – Вип. 62. – с. 117 – 121.
- [11] Фишлер Я.Л., Урманов Р.Н. Преобразовательные трансформаторы. – М.: Энергия, 1974. – 224 с.
- [12] Волков И.В., Пентегов И.В., Ларченко Б.Б. Пути улучшения качества электроэнергии в корабельных и береговых электрических сетях и электроустановках // 36. наук. праць НУК. – Миколаїв: НУК. – 2004. – №3(396). – с. 60 – 70.
- [13] Сравнительный анализ спектральных и коммутационных характеристик двухфазной и трехфазной схемы частотно-регулируемого электропривода / Хворост Н.В., Чумак В.В. Гончаров Ю.П. и др. // Весник НТУ "ХПИ" "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика", вып. 10, т. 2. – Харьков: 2003. – с. 460 – 464.
- [14] Пентегов И.В., Рымар С.В., Лавренюк А.В. Новые конструкции трехфазно-двухфазных трансформаторов // Электротехніка і електромеханіка. – 2004. – №3. – с. 49 – 55.
- [15] Григораш О.В., Кабанков Ю.А. К вопросу применения трансформаторов с вращающимся магнитным полем в составе преобразователей электроэнергии // Электротехника. – 2002. – №3. с. 22 – 26.
- [16] Просторова электромагнитная система: Патент 52271. Україна, МКВ Н01F 27/28, Н01F27/24 / А.А. Ставинський, О.О. Плахтир, Р.А. Ставинський (Україна). – №2002042582; Заявл. 02.04.02; Опубл. 17.01.05, Бюл. №1. – 3 с.
- [17] Просторова магнітна система: Патент 51438. Україна, МКВ Н01F 27/24, Н01F 27/28 / А.А. Ставинський, О.О. Плахтир, Р.А. Ставинський (Україна). – №2002042584; Заявл. 02.04.2002; Опубл. 15.02.05, Бюл. №2. – 3 с.
- [18] Дорожко Л.И., Либкинд М.С. Реакторы с поперечным подмагничиванием. – М.: Энергия, 1977. – 176 с.
- [19] Васютинский С.Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов. – Л.: Энергия, 1970. – 432 с.
- [20] Трехфазные трансформаторы с пространственным сердечником и разнесенными обмотками / М.И. Козлов, В.Л. Гершенкрой, Н.И. Гордиенко и др. // Электричество. – 1986. – №4. – с. 54 – 55.
- [21] Способ изготовления зубчатого магнитопровода торцевой электрической машины: А.с. 788274 СССР, МКИ Н02К1/06/ А.А. Ставинский, А.Д. Сильченко (СССР). – №3768900/24–07; Заявлено 20.07.84; Опубл. 15.01.89. Бюл. №2. – 5 с.
- [22] Просторова магнітна система: патент 51437. Україна, МКВ Н01F27/24, Н01F27/26/ А.А. Ставинський, В.І. Крайнюк, Р.А. Ставинський и др. – №2002042583; Заявл. 02.04.02; Опубл. 17.01.05, Бюл. №1. – 2 с.
- [23] Ставинский Р.А. Варианты способов изготовления витых пространственных магнитопроводов с параллельными стенками обмоточных окон для трехфазных трансформаторов и дросселей // Збірник наукових праць УДМТУ. – Миколаїв: УДМТУ. – 2003. – № 1 – с. 92 – 96.
- [24] Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В. Современные методы улучшения качества электроэнергии (аналитический обзор)//Электротехника. – 1998. - №3. - с. 10 – 17.
- [25] Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А. Современные методы регулирования качества электроэнергии средствами силовой электроники//Электротехника. – 1999. – № 4. – с. 28 – 32.

Поступила 25.08.2005

ОСОБЛИВОСТІ Ψ - ТА A - МОДЕЛЕЙ АСИНХРОННОГО МОТОРА У ФАЗНИХ КООРДИНАТАХ

Чабан А., к.т.н.

Національний університет "Львівська політехніка"

Запропоновано порівняльний аналіз Ψ -моделі та A -моделі асинхронного мотора у фазних координатах. А також показано новий підхід до формування A -моделі машин у фазних координатах. Дифференціальні рівняння A -моделі представлені в нормальній формі Коші. Результати комп'ютерної симуляції використовуються для аналізу струмів та швидкості обертання асинхронної машини, які досліджувались на прикладі двох типів математичних моделей.

Предложен сравнительный анализ Ψ -модели и A -модели асинхронного двигателя у фазовых координатах. А также предложен иной подход к формированию A -модели машины у фазовых координатах. Дифференциальные уравнения A -модели представлены в нормальной форме Коши. Результаты расчета на ЭВМ использовались для анализа токов и скоростей вращения асинхронной машины, исследования которых проводилось двумя типами математических моделей.

ВСТУП

На сьогоднішній день асинхронний мотор є найосновніший споживач електромагнітної енергії, що виробляється в цілому світі. Тому, зрозуміло, що цей електротехнічний пристрій привертає до себе увагу з точки зору математичного моделювання. Застосування сучасної обчислювальної техніки дозволяє реалізувати найрізноманітніші та найскладніші моделі. У цій роботі пропонується особливості Ψ -та A -моделей асинхронних машин у їх алгоритмічній реалізації. Моделі будуються на основі фундаментальних законів електродинаміки[1].

Важливою проблемою електроенергетики є стабілізація напруги вузла навантаження енергосистеми (компенсація реактивної потужності, зрозуміло з абстрактної точки зору). Як відомо асинхронний двигун є один з основних елементів вузла. Тобто від вузла навантаження живиться подекуди кілька десятків машин. Зрозуміло, що в системі вузла навантаження виникають досить складні процеси. Немаловажну частку їх становлять механічні крутильні коливання, що виникають в машинах та валах електроприводу. Їх можливо описати лише поєднанням рівнянь електромагнітного стану та рівнянь механічного стану машини, записаних на основі рівнянь Лагранджа другого роду. Причому індуктор мотора розглядається як нежорстке тіло. У такому випадку кут повороту магнітної осі фази A ротора відносно магнітної осі фази A статора повинен входити в рівняння електромагнітного стану машини явно. А це можливо лише при проведенні розрахунків режимів електроприводу у фазних координатах. У цій роботі пропонується спрощений варіант моделі, а саме: ротор розглядається як абсолютно жорстке тіло та нехтується дисипацією теплової енергії індуктора.

Ψ - МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО МОТОРА

Розглянемо Ψ - модель індукційної машини. Запишемо рівняння рівноваги напруг і е.р.с. статора й ротора[1]:

$$\frac{d\Psi_S}{dt} = u_S - R_S \cdot i_S; \quad \frac{d\Psi_R}{dt} = -R_R \cdot i_R, \quad (1)$$

де Ψ_S, Ψ_R – вектор-стовпці повних потокозчеплень статора й ротора відповідно; R_S, R_R – матриці опорів обмоток статора й ротора відповідно; i_S, i_R – вектор-стовпці струмів фаз статора й ротора відповідно; u_S – вектор-стовпець фазних напруг статора:

$$\Psi_S = \alpha_S^{-1} \cdot i_S + \psi_S; \quad \Psi_R = \alpha_R^{-1} \cdot i_R + \psi_R, \quad (2)$$

де ψ_S, ψ_R – вектор-стовпці робочих потокозчеплень статора й ротора відповідно; $\alpha_S = L_S^{-1}$, $\alpha_R = L_R^{-1}$ – матриці релактивностей дисипації обмоток статора й ротора відповідно.

Запишемо вирази модуля просторового вектора робочого потокозчеплення та намагнічувального струму мотора[1]:

$$\psi_m = 2 \cdot \sqrt{(\psi_A^2 + \psi_A \cdot \psi_B + \psi_B^2)/3}, \quad i = \tau(\psi_m) \quad (3)$$

$$\tau = 1/L_m, \quad \rho = \partial\psi_m / \partial i_m = \tau^\rho, \quad (4)$$

де $L_m = L_m(i_m)$ – індуктивність намагнічування машини; ψ_m – основне (робоче) потокозчеплення машини; i_m – струм намагнічення машини; τ_m, ρ – статична та диференціальна реактивність намагнічування машини.

$$\Psi_S = \psi = \tau \cdot (i_S + \Pi \cdot i_R); \quad \Psi_R = \tau \cdot (i_S + \Pi \cdot i_R);$$

$$\psi_R = \Pi^{-1} \cdot \psi \quad (5)$$

$$i_S = \alpha_S \cdot (\Psi_S - \psi); \quad i_R = \alpha_R \cdot (\Psi_R - \Pi^{-1} \cdot \psi) \quad (6)$$

$$\Pi = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \begin{array}{|c|c|} \hline \sin(y + 2 \cdot \pi/3) & -\sin y \\ \hline \sin y & -\sin(y - 2 \cdot \pi/3) \\ \hline \end{array} \quad (7)$$

$$\Pi^{-1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \begin{array}{|c|c|} \hline -\sin(y - 2 \cdot \pi/3) & \sin y \\ \hline -\sin y & \sin(y + 2 \cdot \pi/3) \\ \hline \end{array} \quad (8)$$

При живленні машини несиметричною системою напруг матриця опорів обмоток статора виглядає так[2]:

$$R_s = \frac{1}{3} \cdot \begin{array}{|c|c|} \hline 2 \cdot R_{SA} + R_{SC} & R_{SC} - R_{SB} \\ \hline R_{SC} - R_{SA} & 2 \cdot R_{SB} + R_{SC} \\ \hline \end{array} \quad (9)$$

Запишемо систему рівнянь на основі першого закону Кірхгофа для електричних та магнітних кіл і рівняння несиметричних напруг живлення машини з ізо-

льованою нейтраллю статора:

$$\Psi_{SA} + \Psi_{SB} + \Psi_{SC} = 0; \Psi_{RA} + \Psi_{RB} + \Psi_{RC} = 0, \quad (10)$$

$$\psi_A + \psi_B + \psi_C = 0; u_{SA} + u_{SB} + u_{SC} = V_0, \quad (11)$$

$$i_{SA} + i_{SB} + i_{SC} = 0; u_{RA} + u_{RB} + u_{RC} = 0, \quad (12)$$

де A, B, C – фази живлення мотора; V_0 – напруга зміщення нейтралей статора та джерела живлення.

Аналізуючи (10)–(12), рівняння записуємо лише для величин фаз A та B .

Розв'язуючи сумісно (1)–(12) та враховуючи [1],[2], отримуємо шукані рівняння:

$$\frac{d\Psi_S}{dt} = u_S - R_S \cdot \alpha_S \cdot (\Psi_S - \psi), \quad (13)$$

$$\frac{d\Psi_R}{dt} = -R_R \cdot \alpha_R \cdot (\Psi_R - \Pi^{-1} \cdot \psi), \quad (14)$$

$$\frac{d\psi}{dt} = \frac{d}{dt} \left((i_S + \Pi \cdot i_R) / \tau \right). \quad (15)$$

Розпишемо складену похідну (15) для робочих поточкозчеплень:

$$\frac{d\psi}{dt} = \frac{\left(k_1 \cdot (2\psi_A + \psi_B) \cdot \frac{d\psi_A}{dt} + k_2 \cdot (2\psi_B + \psi_A) \cdot \frac{d\psi_B}{dt} \right) \cdot A + B}{m}, \quad (16)$$

$$m = 1 + \frac{\alpha_S + \alpha_R}{\tau}, \quad (17)$$

$$k_1 = -\frac{2}{3} \cdot \frac{\rho - \tau}{i_m^2} \cdot (2\psi_A + \psi_B), \quad (18)$$

$$k_2 = -\frac{2}{3} \cdot \frac{\rho - \tau}{i_m^2} \cdot (2\psi_B + \psi_A), \quad (19)$$

$$A = \alpha_S \cdot \Psi_S + \alpha_R \cdot \Pi \cdot \Psi_R - (\alpha_S + \alpha_R) \cdot \psi, \quad (20)$$

$$B = \frac{\alpha_S \cdot u_S - R_S \cdot \alpha_S^2 \cdot \Psi_S}{\tau} +$$

$$\alpha_S \left(\frac{d\Pi}{dt} + \alpha_R \cdot R_R \cdot \Pi \right) \cdot \Psi_R + \frac{\left(R_S \cdot \alpha_S^2 + R_R \cdot \alpha_R^2 \right) \psi}{\tau} \quad (21)$$

Розв'язуючи сумісно (13)–(21) представляємо систему рівнянь (16) в нормальній формі Коші.

Доповнимо систему (1)–(21) рівняннями руху ротора:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p_0}{J} \cdot (M_E - M(\omega)); \frac{d\gamma}{dt} = \omega(t), \quad (22)$$

$$M_E = \sqrt{3} \cdot p_0 \cdot (i_{RA}^{\Pi} \cdot i_{SB} - i_{RB}^{\Pi} \cdot i_{SA}) / \tau, \quad (23)$$

$$\text{де } i_{RA}^{\Pi} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot (i_{RA} \cdot \sin(\gamma - 2\pi/3) - i_{RB} \cdot \sin \gamma), \quad (24)$$

$$i_{RB}^{\Pi} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot (i_{RA} \cdot \sin \gamma - i_{RB} \cdot \sin(\gamma + 2\pi/3)), \quad (25)$$

$$M(\omega) = 2,257 \cdot \omega + 0,744 \cdot 10^{-4} \cdot \omega^3 + 0,211 \cdot 10^{-10} \cdot \omega^5, \quad (26)$$

де ω – кутова швидкість обертання індуктора відносно нерухомого якоря; γ – кут повороту магнітної осі фази A індуктора відносно магнітної осі фази A якоря; p_0, J – число пар магнітних полюсів машини та сумарний момент інерції ротора мотора й приводу.

Струми (причому в реальній(фазній) системі ко-

ординат) знаходимо з системи рівнянь (6). Система (3)–(26),(36),(37) – репрезентує Ψ – модель машини у фазних координатах.

A– МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО МОТОРА

Розглянемо A – модель асинхронного мотора з короткозамкненим ротором. Аналізуючи (1)–(21), можна зробити висновок, що повні та основні потокозчеплення ротора й статора можна виразити через струми ротора й статора відповідно. Такий підхід досить складний і приводить до громіздких обчислень. У даній роботі пропонується дещо інший підхід.

Розглянемо відому A – модель у косокутних координатах[1],[2], зауваживши, що струми і потокозчеплення ротора є перетвореними величинами тобто у віртуальній системі координат:

$$\Psi_R^{\Pi} = \Pi \cdot \Psi_R, \psi_R^{\Pi} = \Pi \cdot \psi_R = \psi, i_R^{\Pi} = \Pi \cdot i_R, \quad (27)$$

$$\frac{di_S}{dt} = A_S \cdot (u_S - R_S \cdot i_S) + A_{SR} \cdot (-\Omega \cdot \Psi^{\Pi} - R_S \cdot i_S^{\Pi}), \quad (28)$$

$$\frac{di_R^{\Pi}}{dt} = A_{RS} \cdot (u_S - R_S \cdot i_S) + A_R \cdot (-\Omega \cdot \Psi^{\Pi} - R_R \cdot i_R^{\Pi}), \quad (29)$$

$$\Omega = \Pi \cdot \frac{d\Pi^{-1}}{dt} = -\Pi^{-1} \cdot \frac{d\Pi}{dt} = \frac{\omega}{\sqrt{3}} \cdot \begin{array}{|c|c|} \hline 1 & 2 \\ \hline -2 & -1 \\ \hline \end{array} \quad (30)$$

Розв'яжемо сумісно системи алгебро-диференціальних рівнянь (27)– (30), отримаємо:

$$\frac{di_S}{dt} = A_S \cdot (u_S - R_S \cdot i_S) + A_{SR} \cdot \Pi \cdot (-\Omega \cdot \Psi - R_R \cdot i_R), \quad (31)$$

$$\frac{di_R}{dt} = \Pi^{-1} \cdot A_{RS} \cdot (u_S - R_S \cdot i_S) +$$

$$+ \Pi^{-1} \cdot A_R \cdot \Pi \cdot (-\Omega \cdot \Psi - R_R \cdot i_R) + \Omega \cdot i_R, \quad (32)$$

$$A_S = \alpha_S \cdot (1 - \alpha_S \cdot G), A_{SR} = A_{RS} = -\alpha_S \cdot \alpha_S \cdot G,$$

$$A_R = \alpha_R \cdot (1 - \alpha_R \cdot G), \quad (33)$$

$$G = \begin{array}{|c|c|} \hline T + b_A \cdot i_A & b_B \cdot i_A \\ \hline b_A \cdot i_B & T + b_B \cdot i_B \\ \hline \end{array} \quad (34)$$

$$R = 1/(\alpha_S + \alpha_R + \rho), T = 1/(\alpha_S + \alpha_R + \tau), \quad (35)$$

$$b = \frac{2}{3} \cdot \frac{R - T}{i_m^2}, b_A = b \cdot (2i_A + i_B), b_B = b \cdot (2i_B + i_A). \quad (36)$$

Система (22)–(26), (29)–(38) репрезентує A – модель асинхронного мотора у фазних координатах. Порівнюючи два типи моделей легко бачити, що кількість рівнянь A – моделі є на два рівняння менше, причому система представлена в нормальній формі Коші. Тепер проведемо аналіз цих моделей на прикладі розрахунку струмів статора та кутової швидкості обертання ротора реального мотора з вентиляторним моментом на валу індуктора. Розрахунок проводився на ФОРТРАН– програмі методом Рунге–Кутта 4–го порядку.

РЕЗУЛЬТАТИ КОМП'ЮТЕРНОЇ СИМУЛЯЦІЇ

Результати комп'ютерної симуляції виконані для вхідних даних, що приблизно відповідають реальним експлуатаційним умовам асинхронного мотора А 12-52-8А. Паспортні дані мотора: $P_H = 320$ кВт, $U_H = 6$ кВ, $I_H = 39$ А, $\omega_H = 740$ об/хв., $R_S = 1,270$ Ом, $R_R = 1,31$ Ом, $L_S = 0,0257$ Гн, $L_R = 0,028$ Гн, $p_0 = 4$, $J = 64,5$ кг·м². Крива

намагнічування машини:

$$\Psi_m = \begin{cases} 8182 \cdot i_m, & \text{if } i_m \leq 11; \\ 9 + 0,508 \cdot (i_m - 11) + 0,0064 \cdot (i_m - 11)^2 + \\ + 0,000147 \cdot (i_m - 11)^3, & \text{if } 11 < i_m < 40; \\ 0,2375 + 23,19 \cdot i_m, & \text{if } 40 \geq i_m \end{cases}, \quad (37)$$

$$u_{SA} = 4900 \cdot \sin(\omega t), \quad u_{SB} = 4900 \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (38)$$

Розглянемо для порівняльного аналізу розгін вищевказаного двигуна з вентиляторним моментом на валу ротора (26). Цей тип приводу застосовується на заводі "Азовсталь" в Маріуполі.

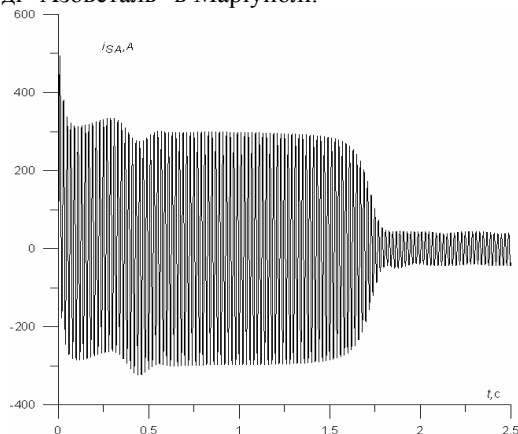


Рис. 1. Струм фази А статора при пуску мотора (Ψ– модель)

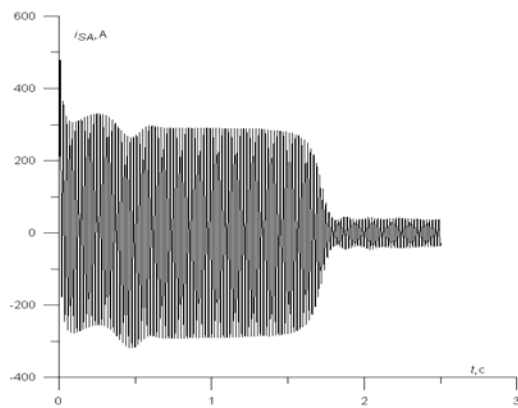


Рис.2. Струм фази А статора при пуску мотора (А–модель)

Як бачимо з приведених графіків, струми в статорі машини для обох типів моделей відтворюють майже однакову картину. Але якщо придивитись на два графіки в збільшеному вигляді, то можна побачити кращу стійкість процесу інтегрування рівнянь на рис.2, що пояснюється меншою кількістю самих рівнянь стану, а відтак, і точністю інтегрування рівнянь електромагнітного та механічного станів індукційної машини.

Як показано на рис.3 та рис.4, на другому рисунку видна плавніша та стійкіша картина розгону асинхронного мотора. На рис.3 видно, що в момент пуску машини крива швидкості розгону електроприводу заходить частково в від'ємну частину осі ординат, що неможливо з фізичних міркувань. Ця неточність пояснюється недостатньою збіжністю процесу тобто точністю розв'язання рівнянь. Натомість на рис.4 видна реальна фізична картина в момент пуску мотора.

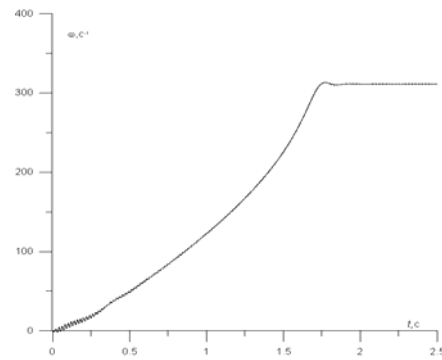


Рис3. Швидкість обертання мотора при пуску (Ψ–модель)

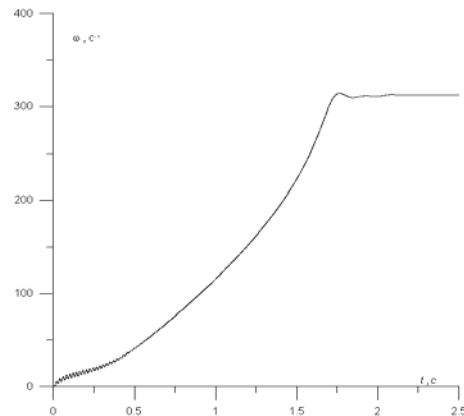


Рис 4. Швидкість обертання мотора при запуску (А–модель)

ВИСНОВКИ

Аналізуючи рівняння запропонованих моделей та результати комп'ютерної симуляції двох типів моделей, можна зробити наступні висновки: А–модель містить меншу кількість рівнянь; А–модель представлена лише диференціальними рівняннями записаними в нормальній формі Коші; криві струмів та швидкостей машини в А–моделі містять меншу кількість флуктуацій, що пов'язано з відніманням двох близьких величин у Ψ–моделі (6). Точність інтегрування рівнянь в А–моделі є вищою, і, як наслідок, дана модель якісніше відтворює фізичну картину в досліджуваній моделі.

Аналізуючи сказане вище, слідє очевидний факт того, що для аналізу складних режимів вузла навантаження доцільно використовувати А–модель асинхронної машини; особливо коли розглядаються глибокопазні мотори [2]. А при врахуванні крутильних коливань механічних систем електроприводів, диференціальні рівняння механічного стану яких є досить штивними, А–модель асинхронного мотора у фазних координатах посідає домінуючу роль[1].

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Чабан В. Математичне моделювання електромеханічних процесів.– Львів–1997–344с.
- [2] Чабан А. Симуляція комутаційних перенапруг глибокопазного асинхронного мотора, що живиться через кабель.– Електротехніка і електромеханіка–2004'3 с.61–64.

Надійшла 19.05.2005

ГИГРОСКОПИЧЕСКОЕ УВЛАЖНЕНИЕ ТЕЛЕФОННОГО КАБЕЛЯ С ПОЛИЭТИЛЕНОВОЙ ОБОЛОЧКОЙ

Беспрозванных А.В., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21 кафедра "Электроизоляционная и кабельная техника"

На протяжii двох рокiв телефонний розподiльний кабель знаходився в ексікаторі, в якому відносна вологість дорівнювала майже 100 %. Періодично виконувалось вимірювання електричної ємності та тангенсу кута діелектричних втрат. Встановлено, що з часом разом із зволоженням спостерігається процес набухання полімерної поліетиленової оболонки та ізоляції. Гігроскопічна волога з поверхні проникає в об'єм матеріалу та розчиняється в ньому. При цьому товщина оболонки та ізоляції зростає, а довжина – зменшується.

На протяжении двух лет телефонный распределительный кабель находился в эксикаторе, относительная влажность в котором составляла практически 100 %. Периодически производилось измерение емкости и тангенса угла диэлектрических потерь. Установлено, что со временем наряду с процессом увлажнения наблюдается процесс набухания полимерной полиэтиленовой оболочки и изоляции. Гигроскопическая влага с поверхности проникает в объем материала и растворяется. При этом толщина изоляции и оболочки возрастает, а длина – уменьшается.

ВВЕДЕНИЕ

В процессе эксплуатации кабелей возможно продольное и поперечное проникновение влаги в сердечник кабеля. Причиной продольного распространения влаги является наличие свободного объема, поперечного – водопоглощение полимерной оболочки и изоляции за счет влагопроницаемости и диффузии паров воды [1-3].

В кабелях всегда имеет место свободный объем. Так, в кабеле КСПП 1x4x1,2 один погонный метр имеет 100 см³ объема полиэтиленовой изоляции и 10 см³ объема воздуха. Объем воздуха составляет 10% от объема твердой изоляции. В не увлажненном состоянии наличие воздушной прослойки в кабелях связи играет положительную роль. Она приводит к меньшим значениям эквивалентной диэлектрической проницаемости, емкости и коэффициента затухания. Однако заполнение свободного объема водой приводит к обратному эффекту.

Критическое значение диаметра свободного объема, соответствующее потере устойчивости границы «воздух – вода», т.е. распространению воды по длине кабеля, определяется только свойствами воды. Установлено, что критический диаметр для воды равен $d_{кр} = 6,5 \pm 0,1$ мм. В кабеле КСПП диаметр свободного объема составляет 18 мм. В результате распространения воды по свободному объему наблюдается изменение диэлектрических характеристик изоляции кабеля: уменьшается сопротивление изоляции жил по отношению к экрану и между жилами, увеличивается эквивалентная диэлектрическая проницаемость, рабочая емкость, тангенс угла диэлектрических потерь, активная проводимость, затухание (рис.1) [4].

Цель статьи – наблюдение во времени гигроскопического увлажнения телефонного кабеля с полиэтиленовой оболочкой.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ УВЛАЖНЕННОГО КАБЕЛЯ

На начальных стадиях увлажнения изменяются емкость и активная проводимость изоляции кабеля.

Сопротивление цепи и индуктивность кабеля не подвергнутся действию влаги.

Считаем, что кабель является однородным, (параметры не изменяются по длине). В процессе увлажнения влага равномерно распределяется по всей длине кабеля. Схема замещения электрического кабеля (цепь с распределенными параметрами) может быть представлена в виде Т-образной схемы с сосредоточенными параметрами (рис.2).

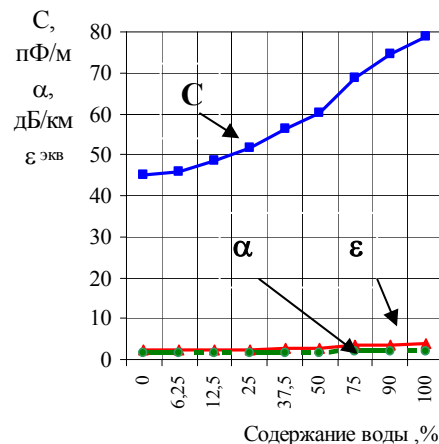


Рис.1. Влияние содержания воды в сердечнике кабеля ТПП 50x2x0,5 на емкость, диэлектрическую проницаемость и коэффициент затухания ($f = 1$ кГц)

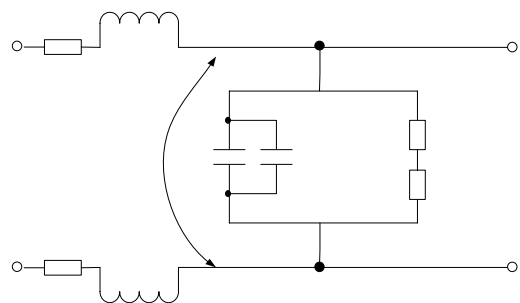


Рис.2. Схема замещения увлажненного кабеля

Емкость C и активная проводимость G (на переменном токе) увлажненного кабеля с учетом схемы замещения могут быть определены как:

$$C_{увл} = C_{исх} + \Delta C = C_{исх} \cdot \left(1 + \frac{\Delta C}{C_{исх}}\right) = C_{исх} \cdot \left(1 + \frac{\Delta \epsilon_{увл}}{\epsilon_{исх}}\right) \quad (1)$$

$$G_{увл} = G_{исх} + \Delta G = G_{исх} \cdot \left[\frac{\Delta G}{G_{исх}} + \frac{\Delta \text{tg} \delta_{увл}}{\text{tg} \delta_{исх}} \cdot \left(1 + \frac{\Delta C}{C_{исх}}\right)\right] = G_{исх} \cdot \left[\frac{\Delta \epsilon_{увл}}{\epsilon_{исх}} + \frac{\Delta \text{tg} \delta_{увл}}{\text{tg} \delta_{исх}} \cdot \left(1 + \frac{\Delta \epsilon_{увл}}{\epsilon_{исх}}\right)\right], \quad (2)$$

где $C_{исх}$, $\epsilon_{исх}$, $G_{исх}$, $\text{tg} \delta_{исх}$ – емкость, эквивалентная диэлектрическая проницаемость, активная проводимость и эквивалентный тангенс угла диэлектрических потерь кабеля в исходном, не увлажненном, состоянии; ΔC , ΔG , $\Delta \epsilon_{увл}$, $\Delta \text{tg} \delta_{увл}$ – приращение емкости, проводимости, диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь изоляции кабеля в результате увлажнения.

Увеличение емкости C и активной проводимости G приводит к уменьшению волнового сопротивления $Z_{в}$ и росту коэффициента распространения γ и его частей – коэффициента затухания α и коэффициента фазы β (рис.1):

$$\dot{Z}_{увл} = \sqrt{\frac{R + j \cdot \omega \cdot L}{G_{увл} + j \cdot \omega \cdot C_{увл}}} = \quad (3)$$

$$\sqrt{\frac{R + j \cdot \omega \cdot L}{G_{исх} \left[\frac{\Delta \epsilon_{увл}}{\epsilon_{исх}} + \frac{\Delta \text{tg} \delta_{увл}}{\text{tg} \delta_{исх}} \cdot \left(1 + \frac{\Delta \epsilon_{увл}}{\epsilon_{исх}}\right) \right] + j \cdot \omega \cdot C_{исх} \left(1 + \frac{\Delta \epsilon_{увл}}{\epsilon_{исх}}\right)}}, \quad (4)$$

$$\dot{\gamma} = \alpha + j \cdot \beta = \sqrt{(R + j \cdot \omega \cdot L) \cdot (G_{увл} + j \cdot \omega \cdot C_{увл})} =$$

$$\dot{\gamma}_{исх} \cdot \sqrt{1 + \frac{\left(1 + \frac{\Delta \epsilon_{увл}}{\epsilon_{исх}}\right) \cdot \left[G_{исх} \cdot \frac{\Delta \text{tg} \delta_{увл}}{\text{tg} \delta_{исх}} + j \cdot \omega \cdot C_{исх}\right] + G_{исх} \cdot \frac{\Delta \epsilon_{увл}}{\epsilon_{исх}}}{G_{исх} + j \cdot \omega \cdot C_{исх}}},$$

Для диапазона тональных частот $\Delta f = 4$ кГц, $R \gg \omega L$, $C \gg \omega G$, поэтому можно записать:

$$\dot{Z}_{увл} \approx \sqrt{\frac{R}{j \cdot \omega \cdot C_{увл}}}, \quad (5)$$

$$\alpha_{увл} = 8,69 \cdot \sqrt{\omega \cdot R \cdot C_{увл}}, \quad (6)$$

где R и L – активное сопротивление и индуктивность кабеля.

ТЕСТОВЫЙ ОБЪЕКТ

Влияние влаги на параметры передачи рассмотрено на примере распределительного телефонного кабеля абонентской сети ТПП - 10х2 - 0,4 с изоляцией и оболочкой на основе полиэтилена. Кабель состоит из 10 пар (20 проводников с медными токопроводящими жилами диаметром 0,4 мм). Поверх сердечника кабеля наложен алюминиевый экран с дренажным проводником (рис.3) [5 - 8].

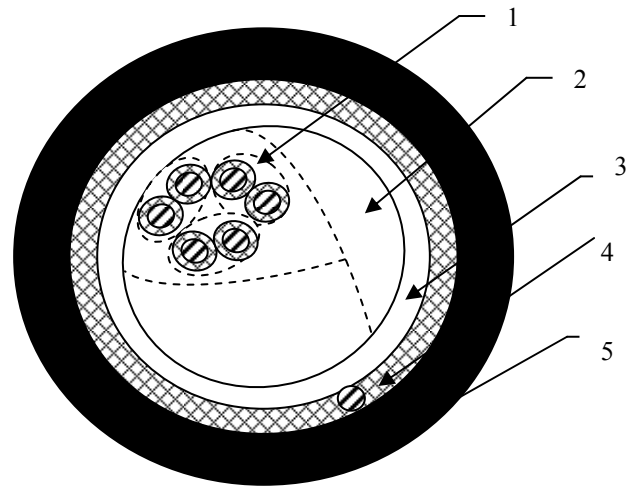


Рис.3. Конструкция тестового объекта
1 - скрученная пара; 2 - 10-ти парный сердечник кабеля; 3 – скрепляющая лента на основе полиэтилентерефталата; 4 – алюминиевый экран с дренажным проводником; 5 – защитная полиэтиленовая оболочка с добавлением 2,5 % сажи

Кабель длиной 0,8 м свободно, не касаясь воды, находился в стеклянном сосуде – эксикаторе. Относительная влажность воздуха в эксикаторе составляла 100 %. На протяжении более двух лет кабель периодически извлекался для измерения C и $\text{tg} \delta$. Для уменьшения влияния поверхностной влаги на результаты измерения кабель в течении часа – двух находился на открытом воздухе (естественная сушка образца). Емкость и тангенс угла диэлектрических потерь измерялись по схеме: алюминиевый экран с дренажным проводником относительно всех остальных проводников, соединенных вместе, на четырех частотах: 0,1; 1; 10 и 1 000 кГц.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ

На рис. 4 представлены временные ряды измеренных значений C (а) и $\text{tg} \delta$ (б) распределительного кабеля с полиэтиленовой оболочкой в процессе гигроскопического увлажнения.

Участок 1 соответствует измерению параметров в процессе увлажнения, 2 – естественной сушке образца в течение одного месяца.

На рис. 5 – 6 приведены частотные зависимости емкости и тангенса угла диэлектрических потерь образца кабеля в процессе увлажнения.

В исходном состоянии емкость и тангенс угла диэлектрических потерь слабо зависят от частоты (рис. 5, 6 кривые 1). В начале гигроскопического увлажнения образца идет увеличение C и $\text{tg} \delta$ (рис. 5, 6 кривые 2). В конце – отмечается снижение емкости (рис. 5 кривые 3) и рост $\text{tg} \delta$ в области низких частот (рис.6 кривые 3).

Падающие зависимости емкости от частоты являются подтверждением того, что в свободный объем кабеля попала гигроскопически - связанная вода - сильно полярный диэлектрик, который и определяет такой характер зависимостей. Уменьшение емкости образца в конце наблюдения связано с параллельны-

ми процессами, происходящими при увлажнении кабеля. Это можно объяснить набуханием оболочки и изоляции. В результате увеличивается толщина и уменьшается длина оболочки и изоляции, изменяется свободный объем сердечника кабеля.

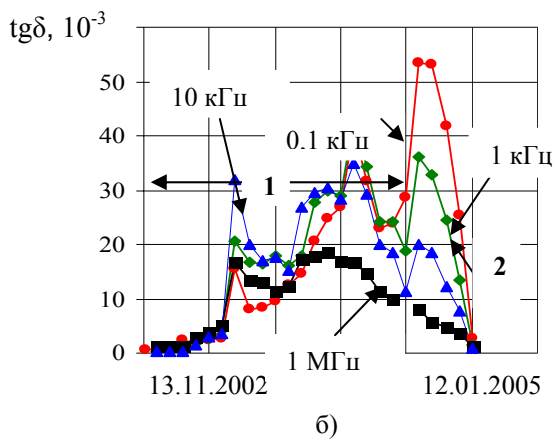
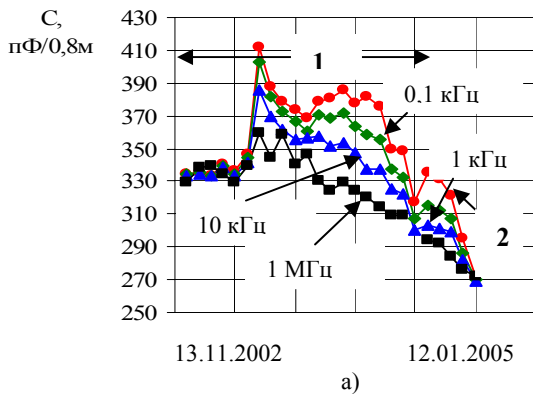


Рис. 4. Частотно-временные ряды измеренных значений C и $\text{tg}\delta$ кабеля ТПП в процессе гигроскопического увлажнения

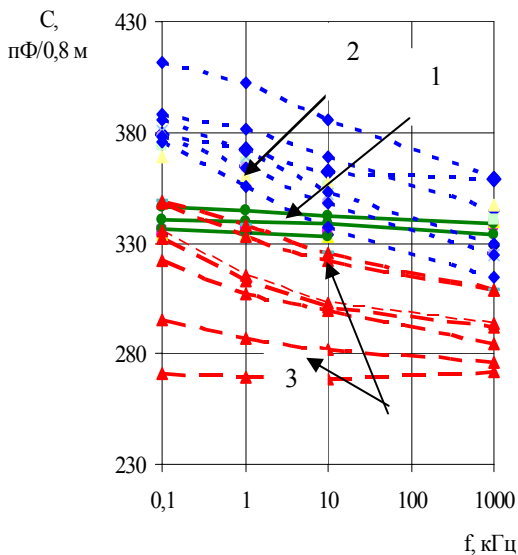


Рис.5. Частотные зависимости емкости образца кабеля в процессе увлажнения

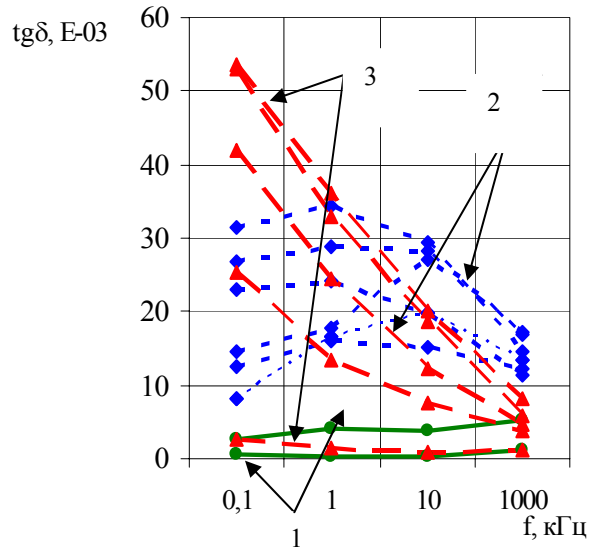


Рис.6. Частотные зависимости $\text{tg}\delta$ образца кабеля в процессе увлажнения

Подтверждением процессов увлажнения и набухания изоляции являются частотные зависимости $\text{tg}\delta$ (рис.6 кривые 2 и 3).

На этапе гигроскопического увлажнения тангенс угла диэлектрических потерь имеет выраженный максимум. В начале увлажнения и заполнения свободного объема сердечника кабеля водой максимум проявляется на частоте 10 кГц. По мере увеличения содержания влаги – на частоте 1 кГц. При этом для частоты 10 кГц наблюдается положительная корреляция между C и $\text{tg}\delta$: большим значениям емкости соответствуют большие значения тангенса угла диэлектрических потерь (рис.7, I).

На этапе набухания изоляции и оболочки характер частотной зависимости $\text{tg}\delta$ меняется. С ростом частоты $\text{tg}\delta$ уменьшается. При этом большим значениям $\text{tg}\delta$ соответствуют меньшие значения емкости на частоте 0,1 кГц (рис.7, II). После естественной сушки в течение месяца падающий характер зависимости $\text{tg}\delta$ от частоты сохраняется.

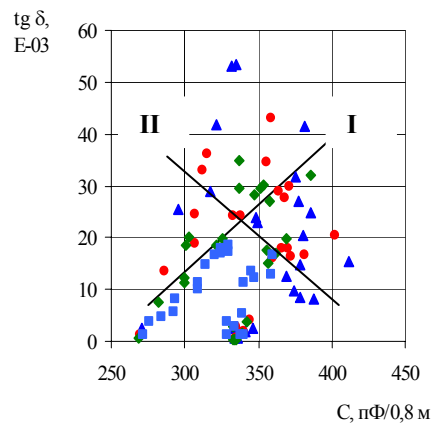


Рис.7. C - $\text{tg}\delta$ зависимости образца кабеля в процессе увлажнения для разных частот

ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Таблица 2

В процессе гигроскопического увлажнения телефонного распределительного кабеля с полиэтиленовой изоляцией и полиэтиленовой оболочкой наблюдается два параллельных процесса, разнесенных во времени. На протяжении двух лет происходит проникновение влаги в свободный объем кабеля. При этом емкость и тангенс угла диэлектрических потерь возрастают относительно исходного, не увлажненного, состояния. Влага в этом случае распределяется в свободном объеме в виде шаровидных частиц. Однако через два года (для данного кабеля и условий, в которых он находился) начинается уменьшение емкости. При этом меняется характер зависимости $\operatorname{tg}\delta$ от частоты. Вода растекается по поверхности полиэтиленовой изоляции, т.к. меняется угол смачивания. Он становится равным меньше 90° (рис.7). Влага распределяется в виде нитей и пленок, как по поверхности, так и внутри объема изоляции. Размер молекулы воды равен $2,7 \text{ \AA}$. Она способна проникать даже во внутри молекулярную пористость полиэтилена (таблица 1). В результате диффузии воды с поверхности в объем полиэтилена, оболочка и изоляция кабеля поглощают (растворяют) влагу. Коэффициент растворимости для полиэтилена равен $h = (1,66 - 11,2) \cdot 10^{-4} \text{ кг/(м}^3 \text{ Па)}$ (таблица 2). В низкочастотных телефонных кабелях ТПП используется полиэтилен низкой плотности, который характеризуется повышенным поглощением влаги. В процессе набухания полиэтилена возрастает толщина изоляции. Это приводит к уменьшению емкости. Вместе с тем происходит изменение свободного объема, в котором помимо заземленной влаги находится воздух. Наблюдается также укорочение полиэтиленовой оболочки и изоляции по длине кабеля.

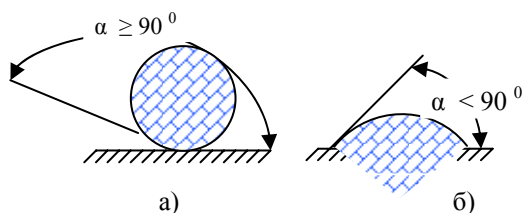


Рис.8 Растекание капли воды на не смачиваемой (а) и смачиваемой (б) поверхности материала

Предельное поглощение полимерных материалов при температуре 20°C

Материал	Коэффициент растворимости $h, 10^{-4}$, кг/(м ³ ×Па)
Полиэтилен	1,66÷11,2
Поливинилхлорид	9,94÷42
Полистирол	0,51÷4,2
Политетрафторэтилен	0,94÷1,2
Полиметилметакрилат	2,47÷9,75
Полиуретан	39,7÷52,5
Кремнийорганическая резина	50÷60

ОЦЕНКА ИЗМЕНЕНИЯ РАЗМЕРОВ

Оценку изменения толщины изоляции и свободного объема между проводниками в сердечнике кабеля выполним в следующей последовательности. В выбранной схеме емкость измеряется между внешним экраном с дренажным проводником и остальными проводниками, соединенными вместе. Поэтому при расчетах можно воспользоваться емкостью для коаксиального кабеля:

$$C = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_{\text{исх}}}{\ln \frac{r_{\text{экр}}}{r_{\text{пров}}}}, \quad (7)$$

где $r_{\text{экр}}$ – радиус по экрану, $r_{\text{пров}}$ – радиус всех токопроводящих жил.

Значение эквивалентной диэлектрической проницаемости полиэтиленовой изоляции с учетом воздушной прослойки в исходном состоянии примем равным $\epsilon_{\text{исх}} = 1,9$, что соответствует реальным данным /6/. Тогда в исходном, не увлажненном состоянии, отношение радиуса экрана к радиусу всех жил, т.е. толщина изоляции со свободным воздушным объемом при $C_{\text{исх}} = 330 \text{ пФ/0,8 м}$ на частоте $0,1 \text{ кГц}$ будет равна:

$$\left(\frac{r_{\text{экр}}}{r_{\text{пров}}}\right)_{\text{исх}} = e^{0,32} = 1,4$$

В процессе гигроскопического увлажнения эквивалентная диэлектрическая проницаемость возрастает. Ее значение определим на основании (1) для емкости в увлажненном состоянии, равном $C = 385 \text{ пФ/м}$. При этом считаем, что геометрия сердечника кабеля не меняется ($r_{\text{экр}} / r_{\text{пров}} = \text{const} = 1,4$):

$$\frac{\Delta \epsilon_{\text{увл}}}{\epsilon_{\text{исх}}} = \frac{C_{\text{увл}}}{C_{\text{исх}}} - 1 = \frac{385}{330} - 1 = 0,17$$

$$\Delta \epsilon_{\text{увл}} = 1,9 \cdot 0,17 = 0,323;$$

$$\epsilon_{\text{увл}} = 1,9 + 0,323 = 2,223$$

Отношение $r_{\text{экр}} / r_{\text{пров}}$ в результате набухания изоляции изменится ($C_{\text{набух}} = 300 - 315 \text{ пФ / 0,8 м}$) и будет равно:

Таблица 1

Ориентировочные размеры пор электроизоляционных материалов

Наименование пористости	Размер пор, \AA
Макропоры в керамике	$10^3 - 10^6$
Капилляры в волокнах целлюлозы	10^3
Поры в стенках волокна	10 - 100
Межмолекулярная пористость различных материалов	10 - 50
Внутри молекулярная пористость	До 10

$$\ln\left(\frac{r_{\text{экр}}}{r_{\text{пров}}}\right)_{\text{набух}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 2,223}{315 \div 300} =$$

$$= 0,39 \div 0,41$$

$$\left(\frac{r_{\text{экр}}}{r_{\text{пров}}}\right)_{\text{набух}} = e^{0,39 - 0,41} = 1,48 \div 1,5$$

Увеличение толщины изоляции при набухании составляет 6 – 7 %.

Укорочение длины Δl кабеля при этом будет равно:

$$\Delta l = \frac{C_{\text{исх}} - C_{\text{набух}}}{C_{\text{исх}}} \cdot l_{\text{каб}} = \frac{330 - (300 - 315)}{330} \cdot 0,8 \approx$$

$$= 3,5 \div 7 \text{ см,}$$

т.е. 4,5 – 9 % от длины кабеля.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Распределительный телефонный кабель прокладывается в кабельной канализации от распределительного шкафа до распределительной коробки абонентской телефонной сети. Рабочее затухание в сети не должно превышать 4,34 дБ [9]. При этом длина линии - около 3 км. В линии не предусмотрена установка усилителей. На магистральном участке от АТС до распределительного шкафа применяется содержание кабелей под избыточным давлением (не менее 0,05 Мпа) для защиты от влаги. На распределительном участке кабели не содержатся под избыточным давлением. Влага проникает внутрь кабеля. За два года наблюдений емкость возросла на 17%. Коэффициент затухания в области тональных частот (6) увеличился на $\sqrt{17} = 4,1$ %, что эквивалентно укорочению абонентской линии на 120 м.

Рост диэлектрических потерь (4) в диапазоне частот 0,1 – 1000 кГц приводит к ухудшению параметров влияния и делает проблематичным передачу цифровых сигналов как аналоговых, так и цифровых модемов технологий ADSL абонентской телефонной сети для абонентов, удаленных от АТС.

Поглощение и растворение влаги полиэтиленом приводит к изменению геометрических размеров кабеля. В оболочке и изоляции за счет усадки по длине возникают дополнительные механические напряжения. А это повышает вероятность образования трещин в оболочке и снижает ресурс работы кабеля [10].

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Михайлов М.М. Влагопроницаемость органических диэлектриков.- М.-Л.: Государственное энергетическое издательство. 1960.- 160с.
- [2] Геча Э.Я. Водопоглощение твердых диэлектриков. Анализ современных представлений // Кабели и провода.- 2002.- № 4 - №5. - с.28 – 32
- [3] Геча Э.Я., Ларин Ю.Т. Продольная герметизация полевых оптических кабелей: необходимость, целесообразность, возможность // Кабели и провода.- 2000.- №6.- с.27 – 30.
- [4] Беспрозванных А.В., Набока Б.Г., Ржевская Е.В. Влияние увлажнения диэлектрика на амплитудно-частотные характеристики полимерных кабелей // Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье. Сб. н. трудов ХГПУ, вып.7, часть третья, Х., ХГПУ, 1999. – с.177 – 181

- [5] ГОСТ Р 51311 – 99. Кабели телефонные с полиэтиленовой изоляцией в пластмассовой оболочке
- [6] Брискер А.С., Руга А.Д., Шарле Д.Л. Справочник. Городские телефонные кабели. - М.: Радио и связь, 1991. – 207с.
- [7] ГОСТ 16336 – 91. Композиции полиэтилена для кабельной промышленности.
- [8] ГОСТ Р 51369 – 99. Методы испытаний на стойкость к климатическим внешним воздействующим факторам машин, приборов и других технических изделий. Испытания на воздействие влажности
- [9] ОСТ 45.82 – 96. Стандарт отрасли. Сеть телефонная городская. Линии абонентские кабельные с металлическими жилами. Нормы эксплуатационные Госкомсвязи России
- [10] Беспрозванных А.В., Набока Б.Г., Гладченко В.Я., Васильева О.В. Влияние внутренних термомеханических напряжений на ресурс тонкослойной изоляции // Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье. Сб. н. трудов ХГПУ, вып.6, часть первая, Х., ХГПУ, 1998. – с.540 – 542.

Поступила 23.03.2005

КВАНТОВО-МЕХАНІЧНА МОДЕЛЬ ДАВАЧІВ КУТА ІНДУКЦІЙНОГО ТИПУ (ЧАСТИНА 6. БЕЗКОНТАКТНІ ДАВАЧІ ОБМЕЖЕНОГО КУТА ПОВОРОТУ)

Завгородній В.Д., к.т.н., доц.

Національний університет "Львівська політехніка", СКБ електромеханічних систем
Україна, 79000, Львів, вул. Ак. Колесси, 2, СКБ ЕМС
тел./факс (0322)74-01-44, E-mail: snt68@polynet.lviv.ua, viza@astra.lviv.ua

Описано нові конструкції безконтактних індукційних давачів обмеженого кута повороту, реалізованих на магнітних системах трансверсного магнітного потоку. Наведено результати аналізу метрологічних показників цих конструкцій на основі ідей і термінології М. Фарадея та їх порівняння з експериментальними даними.

Описаны новые конструкции бесконтактных индукционных датчиков ограниченного угла поворота, реализованных на магнитных системах трансверсного магнитного потока. Приведены результаты анализа этих конструкций на основе идей и терминологии М. Фарадея и их сравнение с экспериментальными данными.

Пам'яті видатних електромеханіків радянської доби А.Г.Іосиф'яна й Д.В.Свечарніка присвячую

“ – Ну що ж, кожному – своє. Я в сельсинах викинув ковзний контакт, а ви пропонуєте викинути м'який знак.”¹⁾
Акад. А.Г. Іосиф'ян

ВСТУП

У багатьох пристроях автоматизованого супроводу, сканування тощо індукційний давач кута (ДК) працює в обмеженому діапазоні зміни вхідного кута, а конструкція базового об'єкта не дозволяє надати йому циліндричної форми і вимагає так званого "дугостаторного" конструктивного виконання. Крім того, у більшості випадків основною з вимог є безконтактність ДК, тобто системи його обмоток (збудження й сигнальних) повинні розташовуватись лише на статорі, а за ротор править пасивний зубчастий феромагнітний елемент. Конструкції безконтактних індукційних ДК відомі. Всі вони базуються на принципі диференційного трансформатора (ДТ). Принцип дії ДТ ґрунтується на перерозподілі магнітних потоків в стрижнях осердя статора при зміні куткового положення ротора, внаслідок чого в сигнальній обмотці виникає різниця е.р.с., фаза якої залежить від напрямку руху.

Конструкція дугостаторного ДТ показана на рис.1 у двох модифікаціях: з тристрижневим (а) та чотиристрижневим (б) магнітним осердям статора.

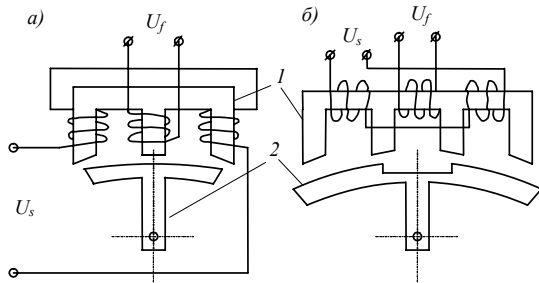


Рис.1. Структура магнітного кола й схеми з'єднань обмоток ДТ: а) – тристрижневого; б) - чотиристрижневого

¹⁾ Зі слів Д.В.Свечарніка цією фразою акад. Іосиф'ян парировав пропозицію однієї спеціалізованої ради замінити термін *сельсин* на *селсин* у відповідності до вимови англійсько-го етимону *selsyn*.

Основною перевагою ДТ є простота конструкції, що легко піддається мініатюризації, за значної крутизни вихідної характеристики, а недоліками – обмежений діапазон зміни вхідного кута ($\text{mod } \zeta < 0,1$) і наявність значного реактивного моменту²⁾.

Коловий різновид ДТ реалізовано в конструкції електромеханічного перетворювача типу мікросин [1], основні особливості якого й схеми з'єднань обмоток показано на рис. 2, де (і на всіх наступних) позначено: 1 і 2 – магнітопровід статора і ротора відповідно; f і s – обмотки збудження й сигнальна відповідно.

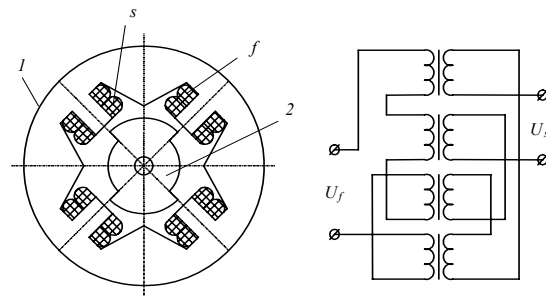


Рис. 2. Структура магнітного кола й схема з'єднань обмоток мікросина

Мікросин, працюючи в обмеженому діапазоні кута повороту, має циліндричну конструкцію, внаслідок чого характеризується практичною відсутністю реактивного моменту, бо сумарний магнітний потік полюсів не залежить від куткового положення ротора.

Носієм інформації в згаданих конструкціях є амплітуда вихідного сигналу, що не дозволяє досягнути точності й розрядності гоніометричних систем на їх основі, які властиві фазокодувальним системам.

Кодування інформації про вхідний кут фазою вихідного сигналу забезпечує конструкція диференційного синусно-косинусного ДК, показана на рис. 3 [2], але її не можна виконувати у дугостаторному варіанті внаслідок значних похибок, обумовлених осередковими та обмотковими краєвими ефектами.

²⁾ Термін *реактивний момент* тут ужито в його прямому значенні як момент протидії (реакції) переміщенню ротора, а не в тому значенні, що його використовують більшість електромеханіків для опису *релактансного* моменту.

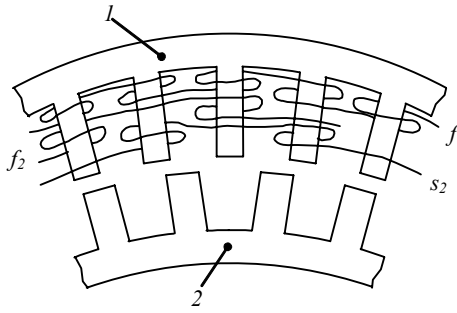


Рис. 3. Структура магнітного кола й схема навівання обмоток диференційного синусно-косинусного ДК

Отже, нині задача підвищення точності й розрядності гоніометричних систем диктує нагальну необхідність розроблення нових конструкцій первинних ДК, оскільки методи опрацювання їхніх сигналів досить докладно розроблені й описані [3, 4].

НОВІ КОНСТРУКЦІЇ БЕЗКОНТАКТНИХ ДК ОБМЕЖЕНОГО КУТА ПОВОРОТУ

На основі квантово-механічного підходу доведено [5], що за ідеальної структури магнітного кола ДК амплітуда і фаза енергетичного стану (за термінологією М. Фарадея – "electro-tonic state" (ETS) [6]) кожного зубця є величинами сталими.

У реальних конструкціях індукційних перетворювачів цю особливість можна забезпечити штучно шляхом видозміни магнітного кола, а саме: заміною замкненості магнітного потоку по тангенціальній координаті його замкненістю по аксіальній координаті, як це досить наближено показано на рис. 4, а на рис. 5 – розташування обмоток системи збудження f і сигнальної – s . Окремі елементи магнітопроводів в такій конструкції можуть мати як П-подібну форму (рис. 4а), так і Ш-подібну (рис. 4б). Їх виготовляють шихтованими з електротехнічної сталі або з феритів різних марок залежно від умов експлуатації і частоти сигналів.

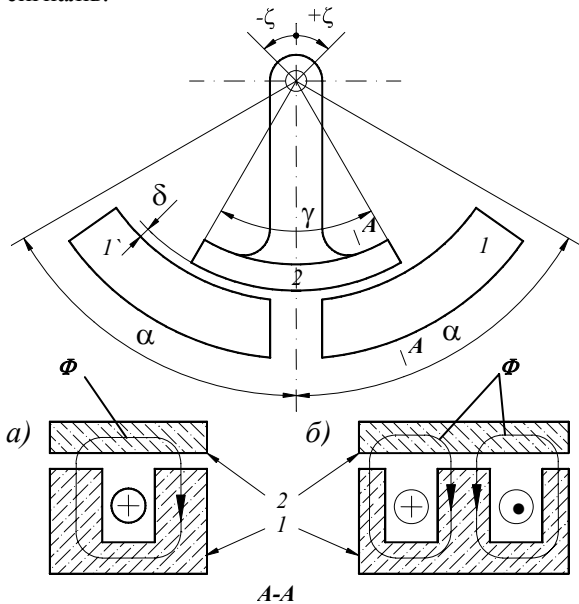


Рис. 4. Структура TV магнітної системи ДК на базі П-подібних (а) і Ш-подібних (б) осердь

Якщо система збудження магнітопровода статора живиться від двох джерел синусоїдних напруг \dot{U}_f і \dot{U}'_f (рис. 5), зсув фази між якими β , ДК працює у фазовому режимі. Якщо ж обмотки f і f' з'єднати послідовно-зустрічно, ДК працюватиме в амплітудному режимі.

У такій конструкції магнітний потік кожного елемента індуктора є автономним і замикається по меридіанам еквівалентного тора в площині ортогональній до площини замикання потоку в класичних конструкціях електромеханічних перетворювачів. Тому надалі таку конструкцію ДК іменуватимемо конструкцією з трансверсною (TV) магнітною системою.

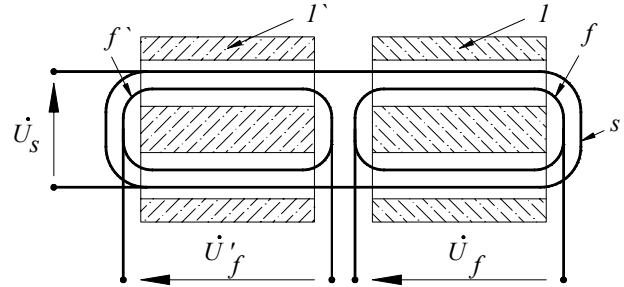


Рис. 5. Розташування на Ш-подібних осердях обмоток збудження f і f' , і сигнальної s

Перевагами TV-систем є: практично повна ануляція як обмоткового, так і осердевого краєвих ефектів, а також реактивного моменту. Крім того, вони дозволяють застосування синусних обмоток обмеженого кута розташування, як це показано на рис. 6.

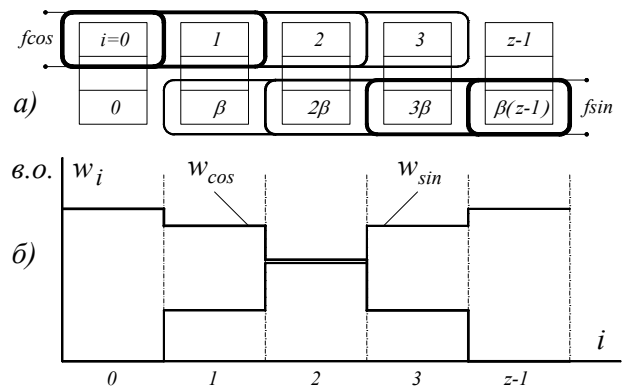


Рис. 6. Структурна схема синусних обмоток обмеженого розподілу (а) і розподіл витків на зубцях (б)

Особливість таких обмоток – це те, що вони можуть мати кількість пар полюсів $p < l$. Справді, якщо кількість витків на кожному із зубців пропорційна \sin і \cos деякого кута $\beta \cdot i$ (де i – номер зубця), то за живлення обмоток квадратурними струмами магнітний потенціал кожного із зубців буде

$$F_i = F_m (\cos(\beta \cdot i) \cdot \cos(\omega \cdot t) + \sin(\beta \cdot i) \cdot \sin(\omega \cdot t)) \propto F_m \cdot e^{-j\beta \cdot i},$$

де значення β може бути меншим ніж $2\pi/z$.

Недоліком TV-магнітних систем є збільшення аксіального розміру ДК за одночасного зменшення магнітної провідності повітряного проміжку. Але для ДК, який є не енергетичним електромеханічним пере-

творювачем, а інформаційним, – це не суттєво. Крім того це полегшує адаптацію параметрів обмотки збудження до джерела живлення.

Автономність магнітного кола кожного із зубців знижує чутливість конструкції до технологічних дисторсій (механічний наклеп, ексцентриситети тощо), які обумовлюють відхилення форми розподілу магнітного потоку по розточці від розрахункової, а відтак і технологічні похибки перетворення кутової координати в фазу сигнальної е.р.с [7].

Незважаючи на те, що, як і сельсин, ДК традиційного конструктивного виконання належать до класу індукційних електромеханічних перетворювачів, особливості його функціонування у фазовому режимі унеможливають реалізацію ідеї А. Іосиф'яна й Д. Свечарніка, покладеної в основу конструкції безконтактних сельсинів. Наявність же у магнітопроводах TV-типу пазів за тангенціальною координатою дозволяє в одній конструкції перетворювача сумістити структури власне ДК і кільцевих трансформаторів (КТ) для безконтактної передачі сигналів збудження на ротор, або інформаційних сигналів на статор, як це показано на рис. 7, де позначено 1_k і 2_k – первинна й вторинна обмотки КТ каналів \cos і \sin ; s_{\cos} і s_{\sin} – сигнальні обмотки (статора); f_{\cos} і f_{\sin} – обмотки збудження (ротора); 1 і 2 – елементи TV-магнітопроводів відповідно статора і ротора (показано тільки частину їх). На рис. 7а) показано конструкцію безконтактного ДК в цілому; на рис. 7б) – структуру й взаємне розташування статорних обмоток (для роторних обмоток вони є аналогічними).

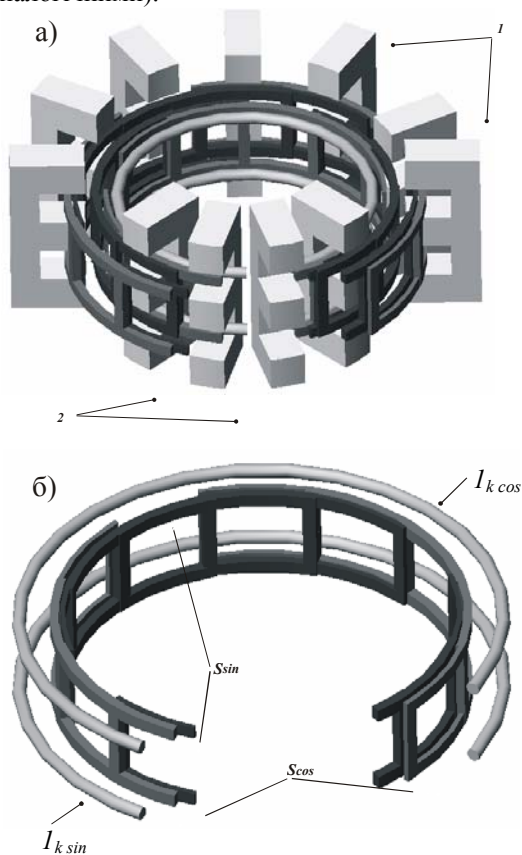


Рис. 7. Конструкція безконтактного ДК з TV-магнітною системою (а); структура і взаємне розташування обмоток статора (б)

На рис. 8 приведена схема з'єднань обмоток одного з каналів. Обмотки КТ $1_k \cos$ і $2_k \sin$ створюють уніполярний за тангенціальною координатою магнітний потік, який не зчіплюється з жодною із обмоток f чи s власне ДК, тобто в електромагнітному плані ці системи обмоток є ортогональними і коефіцієнт взаєміндукції між ними дорівнює нулеві. Наявність гальванічного зв'язку між вторинними обмотками КТ ($2_{k\cos}$ і $2_{k\sin}$) і синусними обмотками збудження f_{\cos} і f_{\sin} не впливає на метрологічні показники ДК. Якщо сигнальна обмотка одна, безконтактний ДК можна реалізувати на елементах магнітопроводів П-подібної форми.

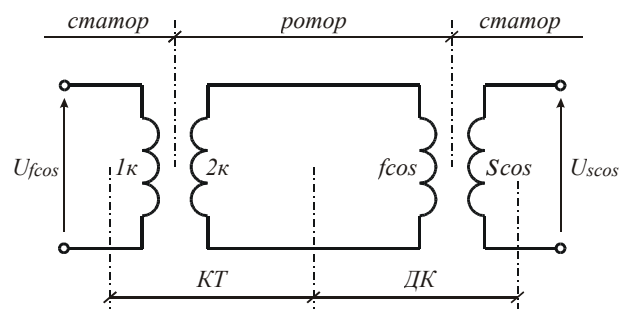


Рис. 8. Схема з'єднання обмоток каналу \cos

ДК розглянутої конструкції може працювати у тих же режимах, що й обертовий трансформатор (ОТ) традиційної конструкції [8]: синусно-косинусного ОТ, лінійного ОТ, перетворювача координат, фазовертача й в режимі трансформаторної синхронної передачі геометричного кута.

Ціною оплати за безконтактність ДК є збільшення площі поперечного перетину вікон елементів магнітопроводів (для розташування обмоток КТ) і витрат обвиткового дроту майже у два рази.

ETS ЕЛЕМЕНТІВ СТРУКТУРИ БЕЗКОНТАКТНОГО ДК

Основними структурними параметрами активної частини безконтактного ДК є: кутова ширина зубцевих поділок статора α ; ціна дискрети фазового фактора ETS (векторного потенціалу) цих поділок β і кутова ширина пасивного зубця ротора γ . З метою дослідження впливу взаємних відношень цих параметрів на метрологічні характеристики ДК величину γ , як показано на рис. 9, запишемо в частках значення α як $\gamma = \alpha(r + f)$, де $r = \text{integr}(\gamma/\alpha)$ – ціле число, а $f = \text{fraction}(\gamma/\alpha)$ – просте дробове число, тобто $0 < f < 1$.

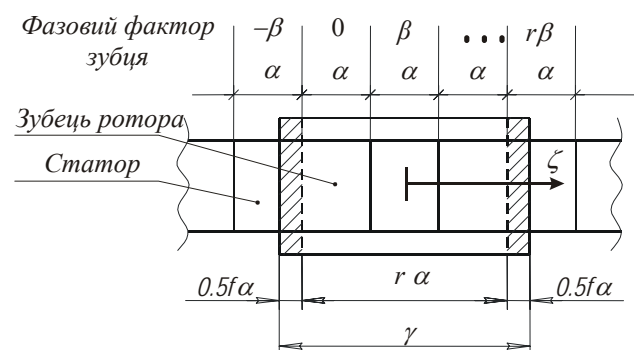


Рис. 9. Структура активної частини безконтактного ДК

Надалі всі геометричні кутові розміри структури й координату переміщення ζ записуватимемо у відносних одиницях значення α , покладаючи $\alpha \propto 1$; $\gamma \propto r + f$.

ETS i -того зубця статора запишемо як $\exp(j\beta i)$ [5], тоді при переміщенні зубця ротора у межах зубцевої поділки статора $0 \leq \zeta \leq 1$ ETS його частини r визначається виразом

$$\begin{aligned} \psi_r &= \sum_{i=0}^{r-1} e^{j\beta i} + \zeta \cdot (e^{j\beta r} - 1) = \\ &= \frac{\sin(0,5 \cdot \beta \cdot r)}{\sin(0,5 \cdot \beta)} \cdot \left(e^{-j \cdot 0,5 \cdot \beta} + j \cdot 2\zeta \cdot \sin \frac{\beta}{2} \right) \cdot e^{j \cdot 0,5 \cdot \beta \cdot r}. \end{aligned} \quad (1)$$

Тут і надалі опустимо постійну складову фазового фактора $0,5 \cdot \beta \cdot r$ і, взявши до уваги, що завжди $\beta \leq 0,3$, покладемо $\exp(j\beta) \approx 1 + j\beta$, $\sin(0,5 \cdot \beta \cdot r) / \sin(0,5 \cdot \beta) \approx r$, а $\cos(0,5 \cdot \beta \cdot r) \approx 1$ (реалізацію таких операцій позначатимемо знаком \propto), що дозволить записати (1) у вигляді

$$\psi_r(\zeta) \propto r(1 + j \cdot \beta \cdot (\zeta - 0,5)), \text{ якщо } 0 \leq \zeta \leq 1. \quad (2)$$

За наявності дробової частки f взаємна топологія розташування зубців статора й ротора в діапазоні $0 \leq \zeta \leq 1$ описується трьома тактовими станами. В інтервалі першого такту ($0 \leq \zeta \leq 0,5f$) ETS частки f опишемо функцією

$$\psi_{1f}(\zeta) = \zeta + (0,5 \cdot f - \zeta) \cdot e^{-j\beta} + 0,5 \cdot f \cdot e^{j\beta r},$$

або

$$\psi_{1f}(\zeta) \propto f + j \cdot \beta \cdot (\zeta - 0,5 \cdot f). \quad (3)$$

Другий тактовий стан, коли $0,5f \leq \zeta \leq 1 - 0,5f$, опишемо як

$$\psi_{2f}(\zeta) = 0,5 \cdot f \cdot (1 + e^{j\beta r}) \propto f. \quad (4)$$

Аналогічно, третій тактовий стан ($1 - 0,5f \leq \zeta \leq 1$) частки f визначає вираз

$$\psi_{3f}(\zeta) = \zeta + (0,5 \cdot f - \zeta) \cdot e^{-j\beta} + 0,5 \cdot f \cdot e^{j\beta r},$$

або

$$\psi_{3f}(\zeta) \propto f + j \cdot \beta \cdot (\zeta - 1 + f). \quad (5)$$

Отже, взаємний стан зубців статора і ротора описується функцією $\psi = \psi_r + \psi_{fk}$ ($k = 1, 2, 3$), яку після нормування на значення $r + f$ і перенесення координат до центру зубцевої зони ($\zeta = 0,5$) запишемо як

$$\psi(\zeta) = 1 + j \cdot \beta \cdot \chi(\zeta), \quad (6)$$

$$\text{де } \chi = \begin{cases} \frac{\zeta \cdot (r+1) + (1-f)/2}{r+f}, & \text{якщо } -\frac{1}{2} \leq \zeta \leq \frac{f-1}{2}; \\ \frac{\zeta \cdot r}{r+f}, & \text{якщо } \frac{f-1}{2} \leq \zeta \leq \frac{1-f}{2}; \\ \frac{\zeta \cdot (r+1) - (1-f)/2}{r+f}, & \text{якщо } \frac{1-f}{2} \leq \zeta \leq \frac{1}{2}. \end{cases} \quad (7)$$

Перепишемо (7) у форматі експоненти

$$\psi(\zeta) = \rho \cdot e^{j\varphi}, \quad (8)$$

де $\rho(\zeta) = \sqrt{1 + \beta^2 \cdot \chi(\zeta)^2}$ – амплітуда ETS;

$\varphi(\zeta) = \arctg(\beta \chi(\zeta)) \approx \beta \chi(\zeta)$ (бо $|\chi| \leq 0,5$) і $\beta \leq 0,3$) – його фазовий фактор.

Вираз (8) описує ETS в діапазоні зміни $0 \leq \zeta \leq 1$, а для довільної координати $\zeta' = i \cdot \alpha + \zeta$ він трансформується до виразу

$$\psi(\zeta') = \rho(\zeta) \cdot e^{j(\beta i + \varphi(\zeta))}. \quad (9)$$

АНАЛІЗ ФУНКЦІЙНИХ ЗАЛЕЖНОСТЕЙ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ПІДТВЕРДЖЕННЯ

Вираз (9) свідчить, що як амплітуда $\rho(\zeta)$, так і фазовий фактор $\varphi(\zeta)$ ETS є модульованими за координатою ζ із періодом модуляції α . Функція $\rho(\zeta)$ є парною і має екстремуми, сягаючи максимального значення $\rho_{\max} = \sqrt{1 + 0,25 \cdot \beta^2}$ на границях інтервалу $\zeta = \pm 0,5$, а мінімального ($\rho_{\min} = 1$) – у центрі інтервалу $\zeta = 0$. На рис. 10,а приведені залежності $\rho(\zeta)$ для $r = 1$; $\beta = \pi/8$ і $f = 0$; 0,25; 0,5; 0,75. Глибина модуляції ρ слабо залежить від значення r (найбільшою є при $r = 1$) і незалежно від r прямо пропорційна значенню β^2 . Що ж до залежності $\varphi(\zeta)$, то вона є непарною кучно-ламаною функцією (рис. 10,б).

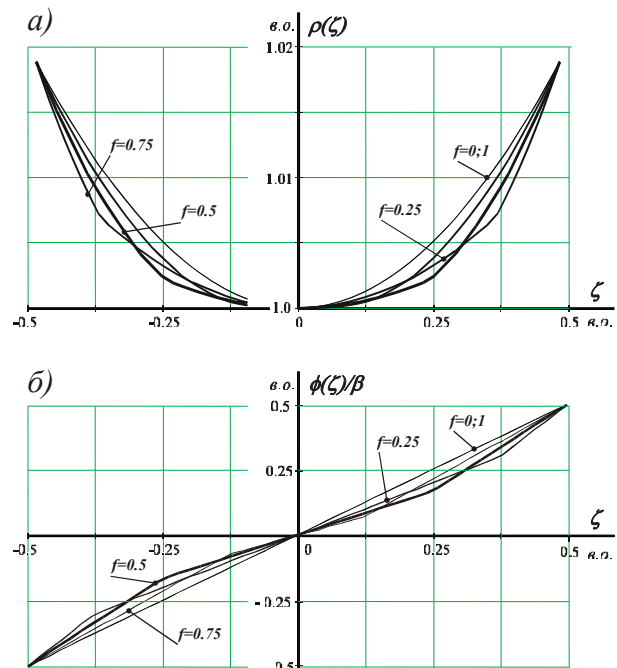


Рис. 10. Функційні залежності $\rho(\zeta)$ – а) і $\varphi(\zeta)$ – б) при $r = 1$ і різних f

Для більшої наочності на рис. 11 показано вплив параметра f на дисторсію ρ і φ у порівнянні з випадком, коли $f = 0$. На рис. 11,а приведені залежності $\Delta\rho(\zeta) = \rho(\zeta, f) - \rho(\zeta, f = 0)$, а на рис. 11,б – залежності $\Delta\varphi(\zeta) = \varphi(\zeta, f) - \varphi(\zeta, f = 0)$. Оскільки девіація амплітуди ρ не впливає на похибку ідентифікації кута ζ [3, 4], в подальшому основна увага приділена девіації $\Delta\varphi$, яку на основі (7) і (8) в аналітичному вигляді запишемо як

$$\Delta\varphi = \beta \times \begin{cases} \left(\zeta + \frac{1}{2} \right) \cdot \frac{1-f}{r+f}, & \text{якщо } -\frac{1}{2} \leq \zeta \leq \frac{f-1}{2}; \\ \zeta \cdot \frac{f}{r+f}, & \text{якщо } \frac{f-1}{2} \leq \zeta \leq \frac{1-f}{2}; \\ \left(\zeta - \frac{1}{2} \right) \cdot \frac{1-f}{r+f}, & \text{якщо } \frac{1-f}{2} \leq \zeta \leq \frac{1}{2}. \end{cases} \quad (10)$$

Максимального значення похибка відтворення кутової координати ζ набуває на границях інтервалу $\zeta = \pm 0,5 (1 - f)$. Вона рівна

$$|\Delta\varphi_{\max}| = \frac{1}{2} \beta \cdot f \cdot \frac{1-f}{r+f} \quad (11)$$

При заданому r $|\Delta\varphi_{\max}|$ сягає найбільшого значення при $f = \sqrt{r^2 + r} - r$. Так, при $r = 1$ $|\Delta\varphi_{\max}| = \beta \cdot (1,5 - \sqrt{2}) \approx 0,086 \cdot \beta$.

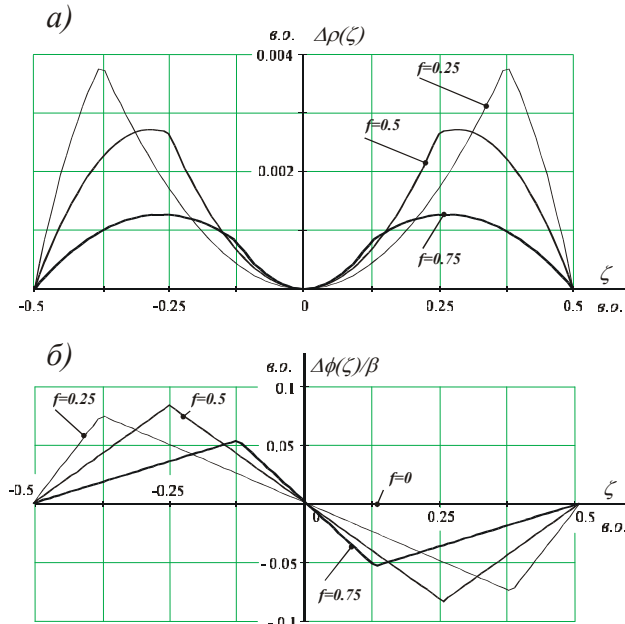


Рис.11. Функційні залежності $\Delta\varphi(\zeta)$ – а) і $\Delta\varphi(\zeta)/\beta$ – б) при $r = 1$ і різних f

Обвідні сімейства кривих, що на рис. 11,б для різних значень r показано на рис. 12

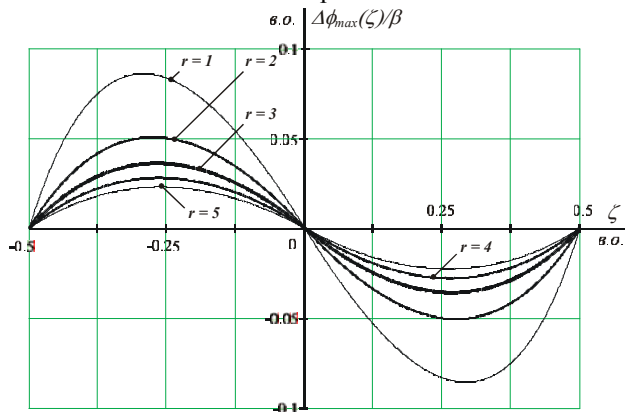


Рис.12. Залежності $\Delta\varphi_{\max}(\zeta)$ при різних значеннях r

Функція (10) легко піддається аналітичному розкладу в ряд Фур'є, а саме

$$\Delta\varphi(\zeta) = \sum_{v=1} a_v \cdot \sin(2\pi v \zeta), \text{ де } a_v = \frac{(-1)^v \beta}{r+f} \cdot \frac{\sin(\pi v f)}{\pi^2 \cdot v^2}$$

З огляду на те, що $a_v \approx 1/v^2$, цей ряд можна обмежити першими трьома його членами.

Внаслідок того, що в (10) ми обмежились вели-

чинами першого порядку малості, з (11) випливає, що $\Delta\varphi(\zeta, \beta = 0) = 0$, але це не цілком так. Перепишемо (1) в дещо іншому форматі

$$\psi_r = \frac{\sin(0,5\beta r)}{\text{tg}(0,5\beta)} \cdot \left(1 + j(2\zeta - 1) \cdot \text{tg} \frac{\beta}{2}\right) \cdot e^{j \cdot 0,5\beta \cdot r} \quad (12)$$

При переході в центральну систему координат і нормуванні (12) на $\sin(0,5\beta r)/\text{tg}(0,5\beta)$ отримаємо

$$\psi_r(\zeta) \propto 1 + j 2\zeta \cdot \text{tg}(0,5\beta) \quad (13)$$

У відповідності з (13) $\Delta\varphi = \arctg(2\zeta \cdot \text{tg}(0,5\beta)) - \beta\zeta$, а з точністю до величин третього порядку малості

$$\Delta\varphi(\zeta) \approx \zeta \cdot (1 - 4 \cdot \zeta^2) \cdot \beta^3 / 12 \quad (14)$$

За умови, що $\beta = 2\pi/z$, (14) повністю збігається з (18) у [5] (для колового контактного варіанту ДК, якщо $z_s = z_r = z$), де наведено досить докладний аналіз функційної залежності $\Delta\varphi(\zeta)$ і показано, що в у прийнятих тут позначеннях $\Delta\varphi(\zeta) = \Delta\varphi_{\max} \cdot \sin(2\pi\zeta)$, де

$\Delta\varphi_{\max} = 2\beta^3 / 9\sqrt{3}$. З викладеного випливає, що для зменшення методичної похибки ДК дугостаторного виконання необхідно, щоб ширина зубця ротора γ була кратною кутовій ширині зубця статора α (тобто $f = 0$), що на перший погляд суперечить головному висновку в [9] – "наявність незначної дисиметрії між структурами статора і ротора ДК значно покращує показники його вихідних характеристик". Річ у тому, що на роторі безконтактного ДК відсутня синусна сигнальна обмотка, а це вже не "незначна дисиметрія", а повна асиметрія між структурами статора і ротора. Легко показати, що за наявності синусної обмотки на зубцях ротора кількістю z_r , дисторсія, обумовлена наявністю дробової частки f , повністю анулюється і $\Delta\varphi(\zeta)$ описується виразом (14), який повністю збігається з (20) у [9] при заміні β на $k\beta/z_r$, де k – найбільший спільний дільник чисел z_s і z_r .

Достовірність отриманих результатів експериментально підтверджена на макеті безконтактного ДК із параметрами: $\alpha = 6$ кут. гр.; обмотки збудження статора – синусні і забезпечують дискретність фазового фактора зубців $\beta = 6$ ел. гр.; ширина зубця ротора $\gamma_1 = 9$ кут. гр. ($r = 1; f = 0,5$) і $\gamma_2 = 6,6$ кут. гр. ($r = 1; f = 0,1$); сигнальна обмотка – концентрична, але (для уникнення впливу потоків розсіювання обмоток збудження) розташовувалася на зубцях ротора. Розбіжність між розрахунковими величинами за п'ятичленним рядом Фур'є і експериментальними не перевищувала 5%, що показано на рис. 13, де криві представлені у фізичних величинах – геом. і ел. град.

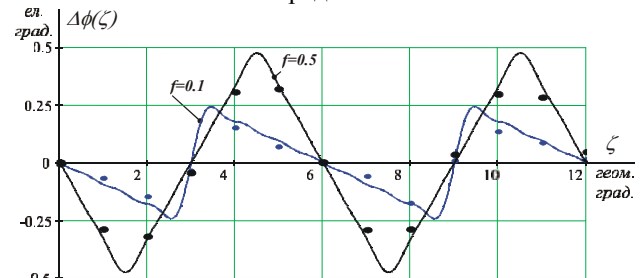


Рис.13. Порівняння розрахункових і експериментальних залежностей $\Delta\varphi(\zeta)$ (— - розрахунок; ••• - експеримент)

ВИСНОВКИ

Запропонована модифікація топології магнітної системи індукційних перетворювачів інформації (та й енергії), яка названа магнітною системою трансверсного потоку, дозволяє реалізацію безконтактних давачів кута як циліндричного, так і дугостаторного конструкційних виконань. Її основними перевагами є:

- можливість функціонування як в амплітудному, так і фазовому режимах кодування вхідного кута;

- практично повна ануляція наслідків топологічної розімкненості у дугостаторних конструкціях як магнітопроводу, так і обмоток, тобто – осердевого і обмоткового краєвих ефектів;

- у дугостаторних конструкціях внаслідок топологічної розімкненості обмоток (сигнальних і збудження) з'являється можливість їх виконання з розрахунковою кількістю пар полюсів $p < 1$, що дозволяє зменшити ціну дискрети фазового фактора зубців, а відтак – методичну похибку кодування вхідного кута фазою вихідної е.р.с.;

- забезпечуючи безконтактну передачу сигналів збудження на ротор, давачі циліндричної конструкції характеризуються метрологічними показниками, що відповідають рівню кращих магнітних систем традиційного конструкційного виконання.

До основних недоліків слід зарахувати ускладнене виконання сигнальної системи у багатоканальному варіанті (m -фазному) і збільшення аксіального розміру конструкції проти традиційних магнітних систем.

ПІСЛЯМОВА

У читача може виникнути несприйняття теоретичної частини цього викладу, де автор обійшовся без характерних для його робіт фізичних понять (хвильова функція, векторний магнітний потенціал тощо) і математичних операторів на кшталт $\Delta \times$; $\Delta \cdot$; Δ^2 , обмежившись простими геометричними викладеннями.

Це спровоковано наближенням 175-ої річниці відкриття М.Фарадеєм закону електромагнітної індукції та початку публікації його всесвітньо відомої серії "Експериментальні дослідження електрики" [6], де вперше було вжито термін "electro-tonic state" (ETS). На відзначення цієї дати автор вирішив провести експеримент: описати сучасний електромеханічний прилад, спираючись лише на ідеї і термінологію М.Фарадея. Наскільки це йому вдалося, вирішувати читачу, хоч автор усвідомлює, що експеримент – не зовсім чистий, бо кінцевий результат був відомим наперед.

Якщо запитати автора: "Що ж таке (який фізичний зміст) "electro-tonic state"?" – відповідь буде довгою і плутаною, бо кожен це розуміє по-своєму. Електротехнік – як векторні поля (E , B , H тощо); електромеханік – більше як вольт-секундну площу (інший невідомий термін – потокозчеплення Ψ), або векторний магнітний потенціал A ; радіотехнік – як векторний потенціал Герца G [10]; фахівець у царині квантової механіки – як хвильову функцію Шредінгера Ψ . Кожен з них нормує вказані величини по-своєму: електромеханіки – на номінальні значення, функцію Шредінгера – на одиницю, бо трактують її як розподіл ймовірності енергетичного стану. Досліджуючи лише

фазові співвідношення. автору зручно було нормувати Ψ так, щоб $\text{Re}(\Psi) = 1$, бо тоді $\varphi = \text{arctg}(\text{Im}(\Psi))$.

Для з'ясування сутності ETS звернімося до записки М.Фарадея "Нові погляди ...", оприлюдненої лише 1938 року, де сказано [10]:

- "індукційні явища розповсюджуються в просторі з деякою швидкістю ..., як хвилі";

- "Я вважаю, що розповсюдження магнітних сил... подібне коливанню збуреної поверхні води" (Сіс! – поперечні хвилі (В.З.));

- "За аналогією я вважаю можливим застосувати теорію коливань до розповсюдження індукції".

Тепер побудуємо ланцюжок: ETS → поперечна хвиля → спектральний склад поперечної хвилі дискретний (квантований за геометричними параметрами об'єму її існування) → відтак енергія хвилі також квантована → отже квантованим є і енергетичний стан матеріального об'єкта → хвильове рівняння Шредінгера. Цей ланцюжок дискурсивних сентенцій (алюзія нитки Аріадни) веде до висновку: М.Фарадей стояв на порозі (якщо не брами, то, принаймні, хвіртки) до храму нерелятивістської квантової механіки.

Отже поняття ETS слід вважати фундаментальним поняттям сучасної електрофізики і насамкінець залишається лише погодитись із докором А.Г. Іосиф'яна, що електротехніка дещо "відірвалась від сучасної фізики, її найважливіших розділів – квантової механіки і квантової електрофізики" [6, 12].

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Bajorek Z. Elektromaszynowe elementy automatiki. - Warszawa; WNT, 1969. – 236 s.
- [2] Ахмеджанов А.А. Системы передачи угла повышенной точности. – М.; Л.: Энергия, 1966. – 272 с.
- [3] Завгородній В.Д., Мороз В.І., Петрова О.А. Квантово-механічна модель давачів кута індукційного типу (Частина 4. Аналіз методів обробки вихідних сигналів) // Електротехніка і електромеханіка, 2003, № 4. - С. 36-41.
- [4] Завгородній В.Д., Мороз В.І., Бойко А.С. Квантово-механічна модель ... Частина 5 // Електротехніка і електромеханіка, 2004, № 4. – С. 27-33.
- [5] Завгородній В.Д. Квантово-механічна модель ... Частина 1 // Там же. – 2002, № 2. – С. 80 – 85.
- [6] Боев В.М., Грибская Е.А., Лавриненко О.В. "Электроническое состояние" и закон электромагнитной индукции Фарадея // Електротехніка і електромеханіка, 2004, № 4. – С. 5 - 8.
- [7] Завгородній В.Д. Квантово-механічна модель давачів кута індукційного типу (Частина 3. Аналіз впливу технологічних похибок) // Електротехніка і електромеханіка. – 2003, № 3. – С. 26 - 31.
- [8] Хрушев В.В. Электрические микромашины автоматических устройств. – Л.: Энергия, 1976. – 384 с.
- [9] Завгородній В.Д. Квантово-механічна модель давачів кута індукційного типу. (Частина 2) // Електротехніка і електромеханіка. – 2003, № 2. – С.
- [10] Федоров Н.Н. Основы электродинамики. – М.: Высш. шк. 1965. – 328 с.
- [11] Баранов М.И. Джеймс Клерк Максвелл и теория электромагнитного поля // Електротехніка і електромеханіка, 2005, № 1. - С. 5 - 7.
- [12] Иосифьян А.Г. Эволюция физических основ электротехники и электродинамики // Электричество – 1989, № 9. – С. 16 – 26.

Надійшла 21.04.2005

КВАНТОВО-МЕХАНИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ТОКА ТЕРМОЭЛЕКТРОННОЙ ЭМИССИИ

Павленко Т.П., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"

тел. (057) 707-62-81

В работе рассмотрены соотношения для определения тока термоэлектронной эмиссии электронов, показаны условия, определяющие величину коммутационного тока и катодного падения напряжения на основе решений уравнений электро- и массопереноса, а также дана оценка влияния на энергетический баланс катодного пятна при тормозном и рекомбинационном излучениях.

У роботі розглянути співвідношення, щодо визначення струму термоелектронної емісії електронів, засвідченні вимоги, щодо визначення комутаційного струму та катодного падіння напруги на основі рішення зрівнянь електро- та вагопереносу, а також дана оцінка впливу на енергетичний баланс катодного плями при гальмованому та рекомбінаційному випромінюваннях.

Известные соотношения для тока термоэлектронной эмиссии, полученные Мэрфи и Гудлом при многочисленных упрощающих допущениях в силу большой погрешности применимы лишь для качественных оценок [1]. Именно этим обстоятельством объясняется существенное расхождение результатов расчетов Ли и экспериментов по плотности и ионной доли тока в катодных пятнах дуги [1, 2].

Как следует из этих данных, форма потенциального барьера близка к треугольной. Это является следствием того обстоятельства, что потенциальная функция $U(Z)$ в (16) [3] от поверхности катода, больших $1 - 2 A^0$ является постоянной, а напряженность электрического поля в области туннельного перехода практически не меняется. Поэтому удобно аппроксимировать силовую функцию электрона на интервале туннельного перехода линейной так, чтобы площадь барьера осталась при этом неизменной. В этом случае фундаментальные решения уравнения Шриденгера с точностью до константы выражаются через функции Эйри, а соотношение для проницаемости барьера принимает вид:

$$D = \frac{4}{(A_1 + A_2)^2 + (A_3 - A_4)^2}, \quad (1)$$

где $A_1 = 3^{-1/3} \cdot \Gamma(2/3) I_{-1/3} \cdot (2/3 \cdot z^{3/2}) \cdot \sqrt{z}$,

$$A_2 = 3^{1/3} \cdot \Gamma(4/3) \times$$

$$\times \left\{ \frac{I_{1/3}(2/3 \cdot z^{3/2})}{\sqrt{z}} + z(I_{4/3}(2/3 \cdot z^{3/2}) + I_{-2/3}(2/3 \cdot Z^{3/2})) \right\}$$

$$A_3 = \frac{3^{1/3} \cdot \partial(4/3) \sqrt{2m_e \cdot \varepsilon}}{(k \cdot \hbar) \cdot I_{1/3}(2/3 z^{3/2}) \sqrt{z}},$$

$$A_4 = \frac{3^{-1/3} \cdot \partial(2/3) k \cdot \hbar}{\sqrt{2m_e \cdot \varepsilon}} \times$$

$$\times \left\{ \frac{I_{-1/3} \cdot (2/3 z^{3/2})}{\sqrt{z}} + z(I_{2/3} \cdot (\frac{2}{3} z^{3/2}) + I_{-4/3} \cdot (\frac{2}{3} z^{3/2})) \right\},$$

$\Gamma(x)$ - гамма-функция; $I_i(x)$ - модифицированная функция Бесселя порядка ν ,

$$z = k \cdot (z_2 - z_1), \quad k = 3 \sqrt{\frac{2m_e \cdot A}{\hbar^2}},$$

$A \approx eE$ - параметр определяется из условия равенства площадей исходного криволинейного и треугольного барьеров. Подставим в (17) [3] выражение функции Ферми, получим:

$$f_F(\bar{p}) = \frac{2m_e^2}{\hbar^3} \{1 + \exp[\frac{\varepsilon - \mu}{k_B \cdot T}]\}^{-1},$$

учитывая, что химический потенциал электронного газа μ близок к уровню Ферми ε_F , находим окончательное расчетное выражение для плотности тока электронной эмиссии:

$$\delta_e = \delta_{Ae} + \delta_{Te}(1 + \eta), \quad (2)$$

где δ_{Ae} - ток автоэлектронной эмиссии, определяемый по известной формуле Нордгейма [2]; δ_{Te} - ток термоэлектронной эмиссии; $\Delta\varphi_{ш}$ - величина снижения потенциального барьера для классического электрона вследствие эффекта Шоттки; $\eta(T, E)$ - функция относительной доли туннельного тока:

$$\delta_{Te} = \frac{-4\pi \cdot m_e \cdot e \cdot (k_B T)^2}{\hbar^3 \exp(-e(w_{ek} - \Delta\varphi_{ш})/k_B T)},$$

$$\eta(T, E) = \int_0^{y_m} D(y) \cdot \exp(y) dy, \quad y_m = \frac{e \cdot (w_{ek} - \Delta\varphi_{ш})}{k_B T},$$

$$y = \frac{(e \cdot w_{ek} + \varepsilon_F - \varepsilon)}{k_B \cdot T}.$$

Решение кинетических уравнений (13) и (14) [3] дает исчерпывающую информацию о процессах переноса в прикатодном слое. Однако, такая информация

избыточна, поскольку на практике требуется знание только первых моментов распределения по скоростям.

Проинтегрировав соотношения (14) и (15) [3] по скоростям, получаем уравнение неразрывности для потока нейтралов и ионов:

$$\frac{d}{dz}(nv) = -v_i n, \quad (3)$$

$$\frac{d}{dz}(n_i v_i) = v_i n. \quad (4)$$

Умножив (14) и (15) [3] на скорость v и проинтегрируем, тогда с учетом (3) и (4) находим уравнения движения:

$$v \cdot \frac{dv}{dz} = \sigma_n \cdot n_i (v_i - v) \cdot |v_i - v|, \quad (5)$$

$$v_i \cdot \frac{dv_i}{dz} = \frac{e n_i}{m} \cdot E - \sigma_n \cdot n (v_i - v) \cdot |v_i - v|. \quad (6)$$

Система уравнений (3) - (6) решается с учетом (15) [3]. При непосредственных вычислениях удобно в (3) - (6) в качестве независимой переменной принять потенциал ϕ , тогда производные в (3) - (6) примут вид:

$$\frac{d}{dz}(nv) = E \cdot \frac{d(nv)}{d\phi}, \quad \frac{d}{dz}(n_i v_i) = E \cdot \frac{d(n_i v_i)}{d\phi},$$

К уравнениям переноса (3) - (6) следует добавить условия однозначности:

$$v(0) = v_0(\chi, T), \quad v_i(U_k) = 0,$$

$$n(0)v(0) = \frac{p_n(T)}{\sqrt{2\pi \cdot m \cdot k_B \cdot T}}, \quad n_i(U_k) = 0,$$

где $v_0(\chi, T)$ - среднестатистическая скорость отрыва нейтралов от поверхности катода.

При максвелловском распределении по скоростям

$$v_0 = \sqrt{\frac{k_B \cdot T}{2\pi \cdot m}} \cdot u \cdot \exp(u) \cdot \{K_1(u) - K_0(u)\}, \quad u = \frac{m \cdot \chi}{2k_B \cdot T},$$

где $K_0(u)$ и $K_1(u)$ - функции Макдональда нулевого и первого порядков.

Полный ток определяется как сумма электронно-го и ионного:

$$\delta = \delta_e + e \cdot n_i \cdot v_i.$$

Условие (12) [3], фиксирующее величину коммутируемого тока, дает уравнение для определения последнего неизвестного параметра - катодного падения напряжения:

$$-2\pi \cdot \int_0^\infty \delta(r, t) \cdot r \cdot dr = I. \quad (7)$$

Расчет энергии тормозного и рекомбинационного излучения эмиссионных электронов проводим по оценке энергетического баланса катодного пятна тормозного и рекомбинационного излучения ускоренных в кнудсеновском слое эмиссионных электронов.

Уравнение энергии электрона, рассеиваемого на ионах положительного ствола дуги имеет вид:

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = -\frac{2m_e}{m} \cdot v_m \cdot \varepsilon; \quad t > 0; \quad \varepsilon(0) = \frac{m_e \cdot v_e^2}{2},$$

где ε - энергия электрона; v_m - эффективная частота

кулоновских столкновений; v_e - скорость электрона на выходе из кнудсеновского слоя.

Количество энергии, излучаемое электроном в 1 с в спектральный интервал $d\omega$ во всех направлениях в результате торможения равно [2]:

$$dj_T(\varepsilon) = \hbar \cdot \omega \cdot n_i \cdot v \cdot d\sigma_\omega; \quad v < \sqrt{\frac{2\hbar \cdot \omega}{m_e}},$$

где $d\sigma_\omega = \frac{16\pi}{3\sqrt{3}} \cdot \frac{e^6}{m_e^2 \cdot c^3 \cdot \hbar \cdot \omega \cdot v^2} \cdot d\omega$ - сечение тормозного излучения; c - скорость света в вакууме; v - абсолютная скорость электрона.

Интегрируя $dj_T(\varepsilon)$ в пределах допустимого спектрального интервала

$$0 < \omega < \frac{mv^2}{2\hbar}$$

находим мощность тормозного излучения:

$$j_T(\varepsilon) = \frac{8\pi}{3\sqrt{3}} \frac{e^6}{m_e c^3 \hbar} n_i v$$

Полная энергия тормозного излучения определится в виде:

$$\varepsilon_*^T = \int_0^{t_0} j_T(\varepsilon) dt,$$

где t - время торможения.

Для вычисления ε_*^T следует определить временную зависимость $\varepsilon(t)$ или $v(t)$.

По определению эффективной частоты столкновений имеем:

$$\sigma_m(v) \approx \pi \cdot r_0^2$$

где r_0 - характерный радиус кулоновского взаимодействия электрона с ионом:

$$r_0 = \frac{2e^2}{(m_e \cdot v^2)}.$$

С учетом приведенных соотношений уравнение энергии электрона запишется в виде:

$$\frac{dv}{dt} = -\frac{4\pi \cdot e^4 \cdot n_i}{m_e \cdot m \cdot v^2},$$

Решая уравнение находим:

$$v(t) = v_0 \cdot \left(1 - \frac{t}{t_0}\right)^{\frac{1}{3}},$$

$$\text{где } t_0 = \frac{m_e \cdot m \cdot v_0^3}{12\pi \cdot e^4 \cdot n_i},$$

Таким образом,

$$\varepsilon_*^T = \frac{3}{4} \cdot c_0 \cdot n_i \cdot v_0 \cdot t_0, \quad c_0 = \frac{8\pi \cdot e^6}{3\sqrt{3} \cdot m_e \cdot c^3 \cdot \hbar}.$$

Вычисляя числовые коэффициенты находим:

$$\varepsilon_*^T = 2,84 \cdot 10^{-21} \cdot A \cdot v_0^2 \cdot \varepsilon(0),$$

где A - массовое число ядра иона, следовательно, доля

энергии тормозного излучения составляет:

$$F_{\Sigma}^T = 2,84 \cdot 10^{-21} \cdot A \cdot v_0^2.$$

На катод поступает половина энергии излучения, поэтому искомый коэффициент равен:

$$F_T \approx 1,42 \cdot 10^{-21} \cdot A \cdot v_0^2$$

Выразив начальную скорость на выходе из кнудсеновского слоя через катодное падение напряжения, получаем окончательное расчетное выражение:

$$F_T = 0,5 \cdot 10^{-5} \cdot A \cdot U.$$

Проведем аналогичные выкладки для случая рекомбинационного механизма излучения.

В результате фотозахвата электронов со скоростями в пределах от v до $v+dv$ на n -й энергетический уровень атомов в 1с в среднем на один электрон излучается энергия [1]:

$$I_{\omega n} = \hbar \cdot \omega \cdot n_i \cdot \sigma_{cn} \cdot \varphi(v) \cdot v \pm dv,$$

где σ_{cn} - сечение фотозахвата для однозарядных ионов:

$$\sigma_{cn} \approx \frac{16\pi}{3\sqrt{3}} \cdot \frac{e^{10}}{c^3 \cdot \hbar^4 \cdot m_e \cdot v^2 \cdot \omega} \cdot n^{-3}, \quad n = 1, 2, \dots$$

где $\varphi(v)$ - функция распределения электронов по скоростям, для рассматриваемого случая близка к дельта-функции:

$$\hbar\omega = |E_n| + \frac{m_e \cdot v^2}{2},$$

где E_n - энергия связанного состояния электрона в атоме для главного квантового числа n .

Интегрируя по скоростям электронов либо по всему возможному спектру излучения (с учетом $m \cdot v \cdot dv = \hbar \cdot d\omega$) и суммируя по n , находим мощность рекомбинационного излучения, приходящегося на один электрон:

$$j_p(\varepsilon) = \frac{16\pi}{3\sqrt{3}} \cdot \frac{e^{10} \cdot n_i}{c^3 \cdot \hbar^3 \cdot m_e \cdot v} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k^3}.$$

Полная энергия рекомбинационного излучения эмиссионного электрона составит в среднем:

$$\varepsilon_*^p = \int_0^{\varepsilon_0} j_p(\varepsilon) \cdot dt = \frac{4e^6 \cdot S}{3\sqrt{3} \cdot c^3 \cdot \hbar^3} \cdot \frac{m}{m_e} \cdot \varepsilon(0),$$

где $S = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k^3}$.

Таким образом, находим соответствующий механизму рекомбинационного излучения коэффициент $F_p = 32,6 \cdot 10^{-5} A$.

Суммарная доля энергии эмиссионных электронов, поступающая в катодную область посредством излучения составит:

$$F = F_T + F_p = 10^{-5} \cdot A \cdot (0,5 \cdot U + 32,6).$$

Например, для меди: $A=63,5$; $U=12$ В, $F=0,0245$, что соответствует эквивалентному напряжению.

Для случая короткой дуги необходимо принять в расчет:

$$U = U_K + U_A + w_{eA}.$$

Таким образом, можно установить баланс энергии эмиссионных электронов и аналогично можно оценить энергию, излучаемую электронами на катод из прианодных областей.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Lee T.H., Greenwood A. Theory for the cathode mechanism in metal vapour arcs. - "I. Appl. Phys.", 1961, vol. 32, p. 916-924.
- [2] Райзер Ю.П. Физика газового разряда. М.: Наука, 1987, 592 с
- [3] Т.П. Павленко. Анализ модели дугового разряда. Харьков.: Электротехника и электромеханика, №2, 2005

Поступила 11.01.2005

УЛУЧШЕНИЕ ОДНОРОДНОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В РАБОЧЕЙ ОБЛАСТИ МАГНИТОИЗМЕРИТЕЛЬНОГО СТЕНДА

Лупиков В.С., д.т.н., Крюкова Н.В.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
кафедры "Электрические аппараты" и "Общая электротехника"
61002, Украина, Харьков, ул. Фрунзе, 21
тел. 707-68-64

Машнев А.Е., к.т.н., Петров С.В., Пелевин Д.Е., Шубцов В.Е.

Отделение магнетизма Института электродинамики НАН Украины,
61106, Украина, Харьков, ул. Индустриальная, 19
тел. 99-21-62

Приведено результати експериментальних досліджень розподілу магнітного поля в робочій області магнітовимірювального стенду Відділення магнетизму Інституту електродинаміки НАН України. Дані рекомендації щодо підвищення точності вимірювань постійного магнітного поля на стенді.

Приведены результаты экспериментальных исследований распределения магнитного поля в рабочей области магнитоизмерительного стенда Отделения магнетизма Института электродинамики НАН Украины. Даны рекомендации по повышению точности измерений постоянного магнитного поля на стенде.

ВВЕДЕНИЕ

Современные магнитные системы начальной стабилизации космического аппарата (КА) получили широкое применение благодаря тому, что не требуют расхода топлива. При выводе КА на околоземную орбиту после отделения от носителя начальная стабилизация осуществляется благодаря силовому магнитному взаимодействию элементов системы стабилизации с магнитным полем Земли (МПЗ). Исполнительными элементами этих систем стабилизации являются электромагниты и ферромагнитные стержни [1]. Технология изготовления электромагнитов системы стабилизации включает корректировку либо настройку их параметров по данным измерений магнитного поля КА. Эти ответственные операции измерения могут быть выполнены только на специализированных стендах. Для высокоточной настройки электромагнитов систем стабилизации на этих стендах требуется выполнение двух условий. Первое, необходимо обеспечить высокую точность компенсации магнитных помех – составляющих постоянного магнитного поля от посторонних источников в рабочей области стенда. Второе, стенд должен позволять воспроизведение всех возможных картин распределения магнитного поля Земли в его рабочей области. В настоящее время на территории Украины существует единственный стенд Отделения магнетизма Института электродинамики НАН Украины (г. Харьков), который в определенной степени отвечает этим условиям. Ограничения возможностей стенда связаны с тем, что этот стенд проектировался для нужд Морского флота, а не для решения задач экспериментального характера, связанных с созданием эффективных систем стабилизации КА. Используемая на стенде технология позволяет в принципе проводить измерение параметров КА при включенном состоянии его бортовых электрических цепей. Однако при этом необходима достаточно высокая точность компенсации сигналов магнитных

помех от внешних источников магнитного поля.

Цель работы – экспериментальное определение параметров магнитного поля в рабочей области стенда Отделения магнетизма Института электродинамики НАН Украины и разработка рекомендаций по повышению точности измерений постоянного магнитного поля.

ОПИСАНИЕ СТЕНДА

Для создания регулируемого однородного магнитного поля в рабочей области стенд оснащен системой колец (обмоток) Гельмгольца. Обмотки колец расположены в трех ортогональных плоскостях. Диапазон изменения значений любой из трех компонент магнитной индукции составляет $(-60, +60)$ мкТл [2] и охватывает все возможные величины магнитного поля Земли при различных вариантах ориентации КА. Требуемая степень однородности магнитного поля в рабочей области стенда составляет 1 %.

Расположенные на стенде кольца Гельмгольца – квадратные, многовитковые обмотки, питаемые постоянным током от статического преобразователя типа ТМА 3-20 со специальной системой управления, которая обеспечивает низкий уровень пульсаций выходного тока преобразователя [2] при измерениях.

Рабочая область стенда представляет собой сферический объем диаметром 2 м в центре обмоток. Перед испытаниями КА устанавливается на подвижной платформе, выполненной из немагнитного материала. На рис. 1 приведена схема расположения одной секции обмоток 1, ориентированных вдоль одной из координатных осей, две остальные секции не показаны. Ось x стенда направлена на север, y – на восток, z – вертикально. После компенсации помех внутри рабочей области стенда 2 космический аппарат 3 доставляется платформой 4 в центр области.

Общий вид стенда с установленным на платформе КА на стенде приведен на рис. 2.

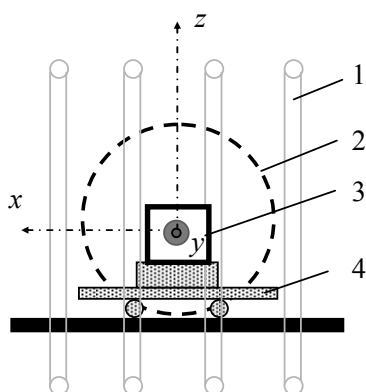


Рис. 1. Схема стэнда для проведения магнитных измерений



Рис. 2. Стэнд Отделения магнетизма Института электродинамики НАН Украины для измерений магнитного поля

Основными источниками магнитных помех на стэнде являются ферромагнитная труба, предназначенная для подачи воды в гидротормоз, и небольшие крепежные элементы, расположенные по северной стороне стэнда на расстоянии 0,5 м от вертикальных участков секций обмоток, ориентированных вдоль координатных осей x и y стэнда. Эта труба является источником трех видов магнитных полей помех: остаточное поле, вызванное остаточной намагниченностью, приобретенной в процессе изготовления (сварки) трубы; индуцированное поле, наводимое в трубе под воздействием магнитного поля Земли (МПЗ); поле токов, возникающее в трубе под действием магнитного поля рассеяния токов обмоток. Вертикальная B_z и горизонтальная B_x компоненты индукции МПЗ в рабочей области стэнда распределены равномерно и составляют соответственно 45 и 23 мкТл.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Намагниченные ферромагнитные элементы создают магнитные помехи в рабочей области стэнда, заключающиеся в нарушении однородности магнитного поля, т.е. появляется градиент магнитной индукции. Количественная оценка магнитной помехи на стэнде проводилась экспериментально, при отсутствии источников поля в рабочей области стэнда.

Измерения проводились измерительной системой, содержащей магнитометр Förster (Германия) и два одинаковых датчика. При проведении измерений

оба датчика располагались на высоте 1,5 м от пола, что соответствует положению по вертикали центра рабочей области. Первый датчик помещался в центре рабочей области и при измерениях не менял положения и ориентации. Положение второго датчика менялось в пределах центральной горизонтальной плоскости рабочей области. Точки его расположения менялись по осям x (-3 м, 3 м) и y (-2,5 м, 2,5 м). Датчик ориентировался осью чувствительности противоположно первому датчику. Для каждого фиксированного расположения измерялась разность сигналов датчиков. При такой схеме эксперимента сигналы МПЗ компенсировались в измерительной системе.

Для уменьшения погрешности, обусловленной невозможностью обеспечить строго параллельное расположение датчиков при многократной установке их в достаточно удаленных точках рабочей области, проводились измерения компонент индукции только в направлении основного поля секций обмоток: по оси x - B_x , по оси y - B_y . На рис. 3 приведены результаты измерений компонент B_x и B_y в точках центральной горизонтальной плоскости рабочей области.

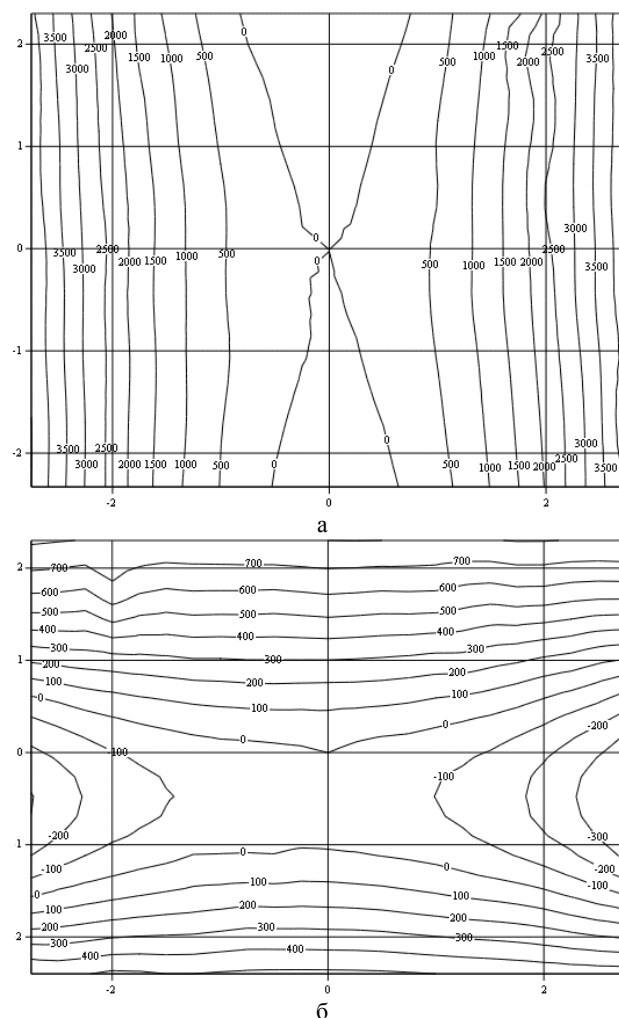


Рис. 3. Измеренное распределение компонент индукции B_x (а) и B_y (б)

На рис. 4 показаны графические зависимости этих компонент в точках оси x .

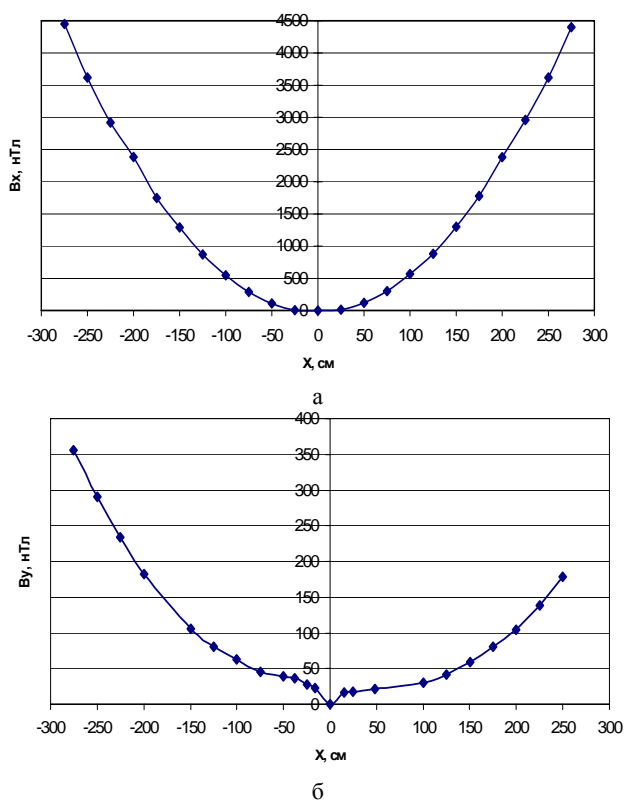


Рис. 3. Распределение компонент индукции B_x (а) и B_y (б) по оси x рабочей области

Анализ распределений показывает, что вдоль оси u существует явно выраженная асимметрия распределения поля, что сказывается на точности измерений. Кроме того, в рабочей области распределение магнитного поля характеризуется значительным градиентом. Особенно большой градиент поля наблюдается у составляющей индукции по оси x . Как показали исследования, причиной является индуцированная намагниченность отдельных стен стенда, сложенных из красного ("магнитного") кирпича, которые оказывают такое же влияние и на распределение составляющей индукции и по оси z стенда.

РЕКОМЕНДАЦИИ

Для повышения точности измерений постоянного магнитного поля на стенде Отделения магнетизма Института электродинамики НАН Украины предложены следующие рекомендации.

1. Уменьшение влияния ферромагнитной трубы и крепежных элементов из ферромагнитных материалов возможно двумя путями.

Первый путь – заменить ферромагнитную трубу на немагнитную, изготовленную из алюминия, латуни или немагнитной стали.

Второй путь, более сложный в техническом отношении, но более дешевый и расширяющий функциональные возможности стенда – разработать и установить локальную систему компенсации магнитного поля ферромагнитной трубы. Такая система представляет собой одну или несколько компенсационных обмоток, намотанных на трубу и питаемых постоянными токами. Параметры компенсационных катушек определяются исходя из трех условий. Первое условие

– равенство по величине магнитной индукции на участке ферромагнитной трубы и индукции, создаваемой компенсационной обмоткой в этом же элементе трубы обмоткой компенсации и противоположности их направлений [3]. Второе условие – равенство постоянных времени секций катушек Гельмгольца и обмоток компенсации. Выполнение этого условия обеспечивает синхронное и одинаковое по величине убывание полей при отключении обмоток Гельмгольца. Третье условие – обеспечение заданного градиента распределения поля в рабочей области стенда при включении обмоток Гельмгольца.

2. Для снижения остаточного магнитного поля помех рекомендуется:

- размагничивание ферромагнитных труб переменным магнитным полем;
- применение специальной системы, обеспечивающей коммутацию токов обмоток Гельмгольца по специальной программе для создания размагничивающего знакопеременного поля, убывающего по экспоненте, и реверсирования направления тока в обмотках.

3. Для уменьшения влияния собственной остаточной намагниченности на точность магнитных измерений без включения колец Гельмгольца необходимо размагнитить ферромагнитные элементы стенда.

4. Для снижения влияния намагниченности отдельных стен стенда рекомендуется использовать локальную систему компенсации магнитного поля, обмотки которой питаются постоянными токами. Оси этих обмоток ориентируются вдоль осей x и z стенда. Компенсационную систему, оси обмоток которых. Величины токов подбираются экспериментально.

ВЫВОДЫ

Проведены экспериментальные исследования однородности магнитного поля в рабочем объеме магнитоизмерительного стенда Отделения магнетизма Института электродинамики НАН Украины. Предложены рекомендации по повышению точности измерений постоянного магнитного поля. Выполнение этих мероприятий позволит обеспечить точную настройку электромагнитов систем стабилизации космических аппаратов по данным измерений на этом стенде.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Афанасьев Ю.В., Студенцов Н.В., Хорев В.Н. и др. Средства измерений параметров магнитного поля. – Л.: Энергия, 1979. – 320 с.
- [2] Розов В., Ерисов А., Волохов С. Стенд для измерения магнитных моментов изделий // Труды Международной науч.-технич. конф. "Метрология в электронике – 97". – Харьков: ГНПО "Метрология", 1997, Том 1. – С. 167-169.
- [3] Розов В.Ю., Волохов С.А., Лукиков В.С., Кильдишев А.В., Ерисов А.В. Технология снижения внешних магнитных полей судового электрооборудования // Труды Второй международной конференции по судостроению "ISC'98". – Т. 2. – С.-Петербург: ЦНИИ им. акад. А.Н. Крылова. – 1998. – С. 22-27.

Поступила 02.09.2005

МАГНИТНЫЙ МОМЕНТ СОВОКУПНОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТОВ КОМПЕНСАТОРОВ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Пелевин Д.Е.

Отделение магнетизма Института электродинамики НАН Украины
61106, Украина, Харьков, ул. Индустриальная, 19
тел./факс +38(0572) 992162

Рассмотрены вопросы взаимодействия магнитной системы совокупности электромагнитов используемых для снижения искажений геомагнитного поля в локальных объемах бытовых и технических объектов. Разработана расчетная модель магнитного момента совокупности электромагнитов, которая учитывает два взаимодополняющих фактора – нелинейность магнитных характеристик электромагнитов и существующие между ними магнитные связи.

Розглянуті питання взаємодії магнітної системи сукупності електромагнітів які використовуються для зниження спотворень геомагнітного поля в локальних об'ємах побутових та технічних об'єктів. Розроблено розрахункову модель магнітного моменту сукупності електромагнітів, яка враховує два взаємодоповнюючі фактори – не лінійність магнітних характеристик електромагнітів та існуючі між ними магнітні зв'язки

ВВЕДЕНИЕ

Решение проблем электромагнитной совместимости и экологии требует разработки устройств, для снижения магнитного поля в заданных локальных объемах технических объектов, в частности в жилых и производственных помещениях [1]. Разработанный в [2] метод коррекции искаженного постоянного магнитного поля Земли, использующий в качестве исполнительных органов электромагниты, не учитывает взаимодействие их магнитных систем. Однако такое взаимодействие, при определенных вариантах расположения электромагнитов [3], оказывает существенное влияние на эффективность использования предложенного метода коррекции. Это обстоятельство требует рассмотрения вопросов взаимодействия магнитной системы электромагнитов используемых для снижения искажений геомагнитного поля в локальных объемах бытовых и технических объектов.

Цель работы - разработка расчетной модели, позволяющая определять величину и направление магнитного момента совокупности электромагнитов используемых для снижения искажений геомагнитного поля в локальных объемах бытовых и технических объектов учитывающая взаимодействия их магнитных систем.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Рассмотрим совокупность электромагнитов, ориентированных по трем ортогональным направлениям X , Y и Z . Схема их расположения показана на рис.1. Включением этих электромагнитов обеспечивается коррекция искажений геомагнитного поля в локальном объеме бытового либо технического объекта. Такая схема расположения электромагнитов позволяет создавать компенсирующий магнитный момент по трем ортогональным направлениям, а при различных вариантах включения и изменять направление вектора магнитного момента компенсирующего источника. Эффективность рассмотренного в [2] метода коррекции, наряду с другими факторами, зависит от точности определения магнитного момента совокупности электромагнитов.

На первый взгляд магнитный момент совокупности электромагнитов $\vec{M}_i^{\text{сов}}$ при включении одного из них, будет равен расчетному магнитному моменту $\vec{M}_i^{\text{ЭМ}}$ соответствующего включенного электромагнита:

$$\vec{M}_i^{\text{сов}} = \vec{M}_i^{\text{ЭМ}} \quad (1)$$

Здесь и далее индекс $i = X, Y, Z$ одновременно определяет электромагнит и направленность его магнитного момента.

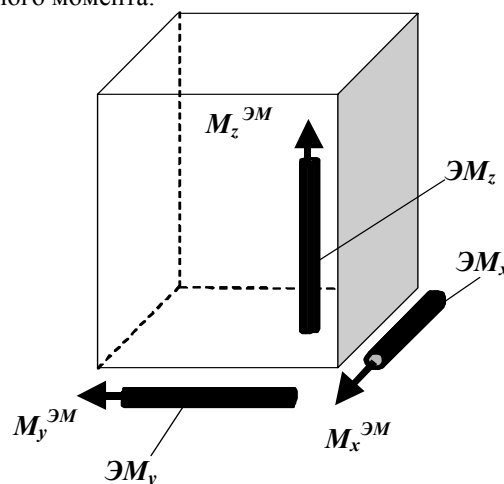


Рис. 1. Схема пространственного расположения электромагнитов

При такой расчетной модели определения магнитного момента $\vec{M}_i^{\text{сов}}$ исходными данными расчета являются величины текущего значения напряжения U_i питания электромагнита и зависимости их магнитных моментов от этого напряжения:

$$\vec{M}_i^{\text{ЭМ}} = \vec{F}_i(U_i) \quad (2)$$

Эта зависимость носит нелинейный характер, из-за выбора предельных величин номинальной намагниченности сердечников электромагнитов, для обеспечения их минимальных массогабаритных показателей. На практике указанные характеристики (2) электромагнитов определяются экспериментальным путем

перед их установкой. Очевидно, что снижение погрешности их определения должно приводить к такому же снижению погрешности в определении магнитных моментов совокупности электромагнитов \vec{M}_i^{COB} . Однако проведенные экспериментальные исследования магнитных характеристик электромагнитов показали, что величина погрешности при определении магнитного момента \vec{M}_i^{COB} во многом определяется и взаимным влиянием электромагнитов друг на друга. Это указывает на ограниченность расчетной модели (1) при определении магнитного момента совокупности электромагнитов \vec{M}_i^{COB} , в особенности при плотной их компоновке, когда указанное взаимное влияние весьма заметно.

Проведем описание изменения магнитного момента для трех электромагнитов с учетом качественных и количественных характеристик их взаимного влияния и нелинейности взаимосвязей их магнитных моментов с величинами соответствующих питающих напряжений. При этом отметим, что указанная нелинейность не проявляется на начальных участках (при $U \leq 0,5 \cdot U_n$) зависимости (2), о чем наглядно свидетельствуют данные рис.2.

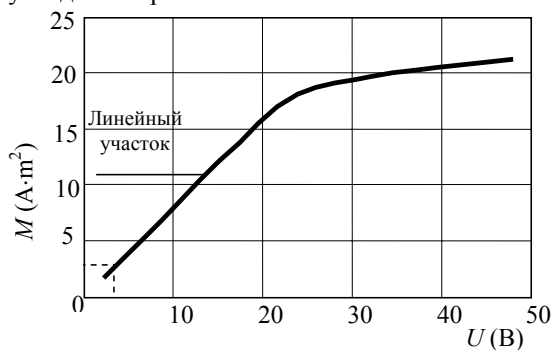


Рис.2. Зависимость магнитного момента электромагнита от величины напряжения на его обмотках

В качестве характеристики линейного участка зависимостей (2) для каждого электромагнита по i -тому направлению примем величину k_i , которая определяется (см. рис.2) как:

$$k_i = U_g / M_g \quad (3)$$

При напряжении U_{x0} на обмотке ЭМ_x этим электромагнитом создается магнитный момент $M_{x0}^{\text{ЭМ}}$, величина которого определяет напряженность магнитного поля по основным осям сердечников ЭМ_y и ЭМ_z. Под действием этой напряженности сердечники ЭМ_y и ЭМ_z намагничиваясь, сами становятся источниками магнитных моментов $M_{yx}^{\text{ЭМ}}$ и $M_{zx}^{\text{ЭМ}}$, соответственно. Второй нижний индекс «x» при магнитных моментах $M_{yx}^{\text{ЭМ}}$ и $M_{zx}^{\text{ЭМ}}$, указывает на то, что они вызваны действием ЭМ_x, а первые индексы «y» и «z», соответственно, определяют их направленность и конкретизируют электромагниты, которые эти магнитные моменты создают.

Взаимосвязь между магнитными моментами $M_{yx}^{\text{ЭМ}}$, $M_{zx}^{\text{ЭМ}}$ и определяющим их магнитным моментом $M_x^{\text{ЭМ}}$, удобно представить коэффициентами взаимного магнитного влияния k_{yx} и k_{zx} :

$$k_{yx} = \frac{M_{yx}^{\text{ЭМ}}}{M_x^{\text{ЭМ}}}, \quad k_{zx} = \frac{M_{zx}^{\text{ЭМ}}}{M_x^{\text{ЭМ}}}. \quad (4)$$

Аналогично определяются коэффициенты k_{xy} , k_{zy} и k_{xz} , k_{yz} , характеризующие взаимное влияние электромагнитов при включении, соответственно, ЭМ_y и ЭМ_z.

Основываясь на принципе суперпозиции магнитных моментов, обусловленных напряжением питания электромагнитов и магнитным взаимодействием между ними, расчетная модель определения магнитного момента совокупности электромагнитов \vec{M}_i^{COB} представляется в виде:

$$\begin{vmatrix} M_x^{\text{COB}} \\ M_y^{\text{COB}} \\ M_z^{\text{COB}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} M_{x0}^{\text{ЭМ}} \\ M_{y0}^{\text{ЭМ}} \\ M_{z0}^{\text{ЭМ}} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & k_{xy} & k_{xz} \\ k_{yx} & 1 & k_{yz} \\ k_{zx} & k_{zy} & 1 \end{vmatrix} \quad (5)$$

Достоинством этой расчетной модели является учет взаимного влияния электромагнитов для любой комбинации их включения, а ее недостаток состоит в неполном учете фактора нелинейности величины магнитных моментов электромагнитов от их питающих напряжений. Это приводит к увеличению погрешности определения магнитного момента \vec{M}_i^{COB} при номинальных намагниченностях сердечников электромагнитов. Для того чтобы снизить указанную погрешность определения \vec{M}_i^{COB} возникновение, например, магнитных моментов $M_{yx}^{\text{ЭМ}}$ и $M_{zx}^{\text{ЭМ}}$ следует интерпретировать как подачу напряжения U_{yx} и U_{zx} на обмотки, соответственно, ЭМ_y и ЭМ_z. Величины этих напряжений определяются исходя из известности коэффициентов крутизны k_x и k_z , и коэффициентов k_{yx} и k_{zx} , которые устанавливаются соотношениями (3), (4):

$$U_{yx} = k_{yx} \cdot k_y \cdot M_x^{\text{ЭМ}}, \quad U_{zx} = k_{zx} \cdot k_z \cdot M_x^{\text{ЭМ}} \quad (6)$$

Такая интерпретация проявления магнитного взаимодействия между электромагнитами позволяет свести его к условному изменению напряжения на их обмотках. С учетом этого напряжение U_x , U_y и U_z на обмотках соответствующих электромагнитов при различных комбинациях их включения представляется как:

$$\begin{pmatrix} U_x \\ U_y \\ U_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M_{x0}^{\text{ЭМ}} \\ M_{y0}^{\text{ЭМ}} \\ M_{z0}^{\text{ЭМ}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{U_{x0}}{M_{x0}^{\text{ЭМ}}} & k_{xy} \cdot k_x & k_{xz} \cdot k_x \\ k_{yx} \cdot k_y & \frac{U_{y0}}{M_{y0}^{\text{ЭМ}}} & k_{yz} \cdot k_y \\ k_{zx} \cdot k_z & k_{zy} \cdot k_z & \frac{U_{z0}}{M_{z0}^{\text{ЭМ}}} \end{pmatrix} \quad (7)$$

С учетом (2), (7) величина изменения магнитного момента \bar{M}_i^{COB} при включении электромагнитов определяется как:

$$\begin{aligned} M_x^{\text{COB}} &= F_x(U_{x0} + U_{xy} + U_{xz}), \\ M_y^{\text{COB}} &= F_y(U_{y0} + U_{yx} + U_{yz}), \\ M_z^{\text{COB}} &= F_z(U_{z0} + U_{zy} + U_{zx}). \end{aligned} \quad (8)$$

Расчетную модель (8) отличает учет двух взаимодополняющих факторов – нелинейности магнитных характеристик электромагнитов (2) и существующих между ними магнитных связей, что в конечном итоге позволяет снизить погрешность определения магнитного момента \bar{M}_i^{COB} . Для реализации этой расчетной модели необходимо знание нелинейности магнитных зависимостей (2) каждого из электромагнитов и характеристик их магнитных взаимосвязей. Практической исходной базой для определения этих параметров могут быть только результаты экспериментальных исследований магнитных характеристик совокупности электромагнитов или физических моделей электромагнитов с учетом их взаимного расположения. Сама процедура такого определения предусматривает:

Экспериментальное определение зависимостей $\bar{M}_i^{\text{ЭМ}} = \bar{F}_i(U_i)$ магнитного момента каждого из электромагнитов перед установкой. Знание этих зависимостей позволяет определить коэффициенты k_i .

Измерение трех компонент магнитного момента по осям X, Y и Z совокупности электромагнитов при поочередном включении электромагнитов. Известность указанных магнитных моментов позволяет провести расчет коэффициентов k_{xy} , k_{zy} , k_{xz} , k_{yx} , k_{yz} и k_{zx} , определяющих магнитные взаимосвязи между электромагнитами.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Результаты натурных измерений магнитных характеристик совокупности электромагнитов рис.1 определили количественное влияние различных комбинаций включения электромагнитов на величины компонент \bar{M}_i^{COB} их магнитного момента.

Для этой цели использовались три идентичных электромагнита. Размеры электромагнитов приведены на рис.3. Он включает в себя сердечник и два магнитных наконечника. Посредством намагничивающей обмотки, сердечник намагничивается практически до насыщения и определяет магнитный момент. В качестве материала сердечника используется пермаллой 50. Электромагниты располагались согласно рис. 1

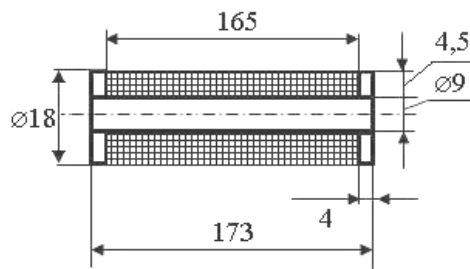


Рис.3

На рис. 4 приведена экспериментально определенная зависимость $\bar{M}_i^{\text{ЭМ}} = \bar{F}_i(U_i)$ магнитного момента электромагнита приведенного на рис.3 в относительных единицах.

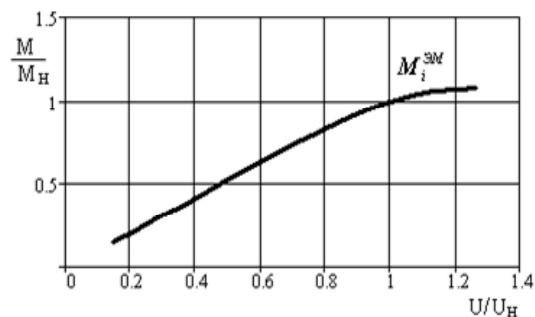


Рис.4 Зависимость магнитного момента электромагнита от величины напряжения на его обмотках в относительных единицах

Было установлено, что применительно к испытуемой схеме расположения электромагнитов рис. 1, равенство (1) выполняется с погрешностью $\pm 7\%$ практически для любых комбинаций включения его электромагнитов:

$$M_i^{\text{COB}} = M_i^{\text{ЭМ}} \pm 7\% \quad (9)$$

В качестве иллюстрации сказанного в табл. 1 приведены результаты измерений магнитного момента \bar{M}_i^{COB} при различных комбинациях включения двух его идентичных по конструкции электромагнитов - ЭМ_x и ЭМ_y (рис.1). Там же приведены и результаты оценки магнитного момента $\Delta \bar{M}_i^{\text{COB}}$ по расчетным моделям (1), (5), (8). Исходные данные, необходимые для такой оценки были получены согласно описанной выше процедуре их экспериментального определения.

Таблица 1

Магнитный момент \bar{M}_i^{COB} в %

Варианг включения ЭМ*	U/U _{ном}	Результаты измерений	Расчет по соотношению (1)	Расчет по соотношению (5)	Расчет по соотношению (8)
1	±1	100	100	100	100
2	±1	97	100	93	98
3	±1	102	100	107	101
4	±1	-7	0	-7	-7
1	±0,74	100	100	100	100
2	±0,74	95	100	93	96

Вариант включения ЭМ*	$U/U_{ном}$	Результаты измерений	Расчет по соотношению (1)	Расчет по соотношению (5)	Расчет по соотношению (8)
3	$\pm 0,74$	103	100	107	104
4	$\pm 0,74$	-7	0	-7	-7

*) вариант 1: ЭМ_x – включен в режиме “+M_x”, т.е. его магнитный момент по направлению и знаку совпадает с осью X; ЭМ_y – выключен.

вариант 2: ЭМ_x – включен в режиме “+M_x”; ЭМ_y – включен в режиме “+M_y”, т.е. его магнитный момент по направлению и знаку совпадает с осью Y;

вариант 3: ЭМ_x – включен в режиме “+M_x”; ЭМ_y – включен в режиме “-M_y”;

вариант 4: ЭМ_x – выключен; ЭМ_y включен в режиме “+M_y”.

Из таблицы следует, что изменение магнитного момента $\Delta \bar{M}_i^{сов}$, при учете магнитных связей между электромагнитами и нелинейности их характеристик по соотношению (8), наиболее полно совпадает с результатами прямых измерений совокупности электромагнитов. Погрешность в определении магнитного момента $\bar{M}_i^{сов}$ при этом не превышает $\pm 1\%$.

Точность предложенной расчетной модели (8) определения изменения магнитного момента совокупности электромагнитов ограничена рядом неучтенных эффектов связанных с магнитным взаимодействием электромагнитов. Основным эффектом магнитного взаимодействия, который не учитывается в предложенной модели расчета, заключается в разнонаправленном намагничивании сердечников электромагнитов. Этот эффект наглядно проявляется при расположении двух электромагнитов - ЭМ_x и ЭМ_y в соответствии с рис.5.

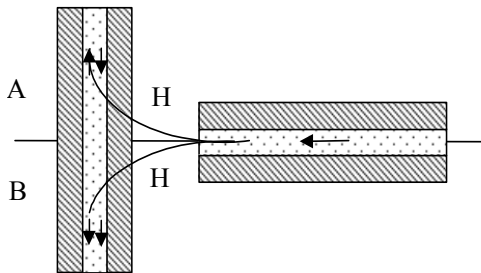


Рис.5

При таком варианте их взаиморасположения магнитное поле H_y включенного ЭМ_x намагничивает верхнюю (А) и нижнюю (В) части сердечника выключенного ЭМ_y в равной степени, но в противоположных направлениях, что предопределяет равенство нулю его магнитного момента, а, следовательно, и коэффициента k_{xy} магнитной взаимосвязи ЭМ_x и ЭМ_y.

Однако, при включении ЭМ_y и его работе на нелинейном участке зависимости (2), равенство намагниченностей верхней (А) и нижней (В) частей от магнитного поля ЭМ_x будет нарушено, что приведет к возникновению дополнительного магнитного момента ЭМ_y,

который не учитывается ни в одной из приведенных выше моделей расчета. Практически представляется реальным лишь один вариант взаиморасположения электромагнитов, когда они практически не оказывают влияния друг на друга. Этот вариант расположения электромагнитов приведен на рис.6. Во всех остальных случаях необходим количественный учет фактора разнонаправленного намагничивания сердечников на основе натуральных измерений магнитных характеристик электромагнитов.

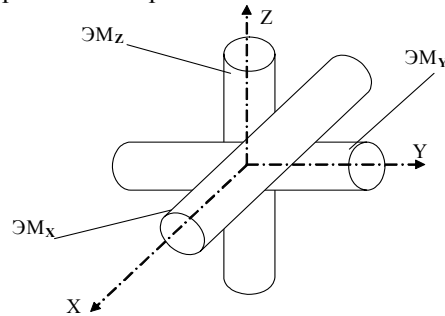


Рис. 6

ВЫВОДЫ

Разработана расчетная модель магнитного момента совокупности электромагнитов, используемых для снижения искажений геомагнитного поля в локальных объемах бытовых и технических объектов. В основу модели положен учет двух взаимодополняющих факторов – нелинейности магнитных характеристик электромагнитов и существующих между ними магнитных связей.

Разработанная расчетная модель позволяет определять магнитный момент совокупности электромагнитов с погрешностью не превышающей $\pm 1\%$.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Клименко Б.В., Лупиков В.С. Особенности снижения внешнего магнитного поля вблизи поверхности распределительного устройства // Вестник Харьк. госуд. политехн. ун-та. 2000. – Вып.84. – с. 117-122.
- [2] Пелевин Д.Е., Рудас Ю.Д. Коррекция искаженного магнитного поля внутри помещений / Электротехника і електромеханіка НТУ «ХПІ», 2002 №1 с. 57-60.
- [3] Коваленко А.П. Магнитные системы управления космическими летательными аппаратами М: «Машиностроение» 1975 г.

Поступила 22.08.2005

О ДИФФУЗИИ ЗАТУХАЮЩИХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ В МЕТАЛЛИЧЕСКУЮ КАМЕРУ

Себко В.П., д.т.н., проф., Беззапонная В.М.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Приборы и методы неразрушающего контроля"
тел. (0572) 707-69-27

У роботі проведені теоретичні й експериментальні дослідження явища проникнення загасаючих магнітних полів, що змінюються повільно, через стінки металевих камер. Отримані експериментальні дані перебувають у гарній згоді з розрахунковими.

В работе проведены теоретические и экспериментальные исследования явления проникновения медленно изменяющихся затухающих магнитных полей через стенки металлических камер. Полученные экспериментальные данные находятся в хорошем согласии с расчётными.

Расчет сложных физических систем можно вести разными путями: когда физическая модель описывается точными математическими уравнениями, а затем в процессе их решения делаются некоторые упрощения или допущения, и когда она сразу же упрощается, а затем уравнения, описывающие эту упрощенную модель, решаются точно.

Конечно, наилучшим вариантом расчета был бы тот, когда сложная физическая модель описывалась бы исчерпывающими ее уравнениями, которые резались бы точно без всяких упрощений. Однако это иногда сложно выполнить. В целом ряде случаев применим второй путь расчета.

Так, например, мы решили вопрос о проникновении медленно изменяющихся затухающих магнитных полей при прохождении через цилиндрические металлические камеры. Схема нашей установки приведена на рис.1. Батарея конденсаторов общей емкостью $C=0,012$ F разряжается на катушку сопротивлением $R_1=0,41$ Ома; $L_1=31 \cdot 10^{-3}$ H. Размеры катушки приведены на рис.3. В эту катушку вставлялись медная труба длиной $l=300$ мм, $d_{\text{вн}}=100$ мм и толщиной стенки 2 мм. Требовалось определить, какие изменения поля на оси катушки (и трубы) вносит такая цилиндрическая камера. Решать такую задачу о проникновении магнитной волны через стенки камеры, когда труба вносит некоторые изменения в разрядный ток конденсатора (из-за взаимной индуктивности трубы с катушкой), то есть меняется граничное условие на внешней части стенки трубы, было бы делом довольно сложным.

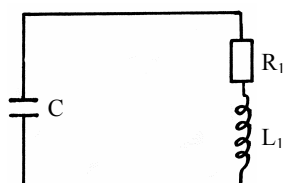


Рис. 1. Электрическая схема установки

В этом случае мы и пошли сразу же на упрощенные модели. Мы считали, что период колебаний магнитного поля велик (L и C - большие). А это значит, что глубина скин-эффекта больше толщины камеры

$$\frac{\delta}{d} = \frac{C}{d \cdot \sqrt{2\pi \cdot \sigma \cdot \beta_0 \cdot \mu}} \gg 1, \quad (1)$$

где δ - глубина скин-эффекта; σ - проводимость материала камеры; β_0 - циклическая частота; μ - магнитная проницаемость материала; d - толщина камеры; μ_0 - магнитная постоянная.

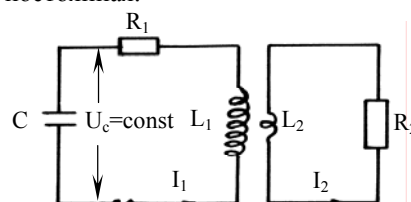


Рис.2. Эквивалентная схема катушки, внутри которой помещена металлическая камера

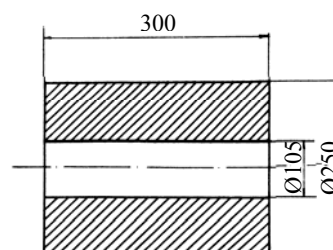


Рис. 3 Катушка
($L_1=31 \cdot 10^{-3}$ Гн; $R_1=0,41$ Ома; $W=614$)

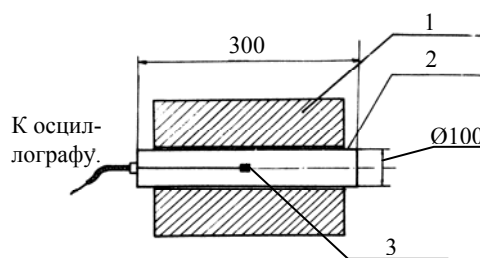


Рис. 4. Схема измерения магнитного поля на оси камеры
1. Катушка, создающая магнитное поле ($L_1=31 \cdot 10^{-3}$ H, $R_1=0,41$ Ом)
2. Цилиндрическая камера
3. Магнитный зонд

Таким образом, камеру можно представить в виде кольца с индуктивностью L_2 и сопротивлением R_2 . Поток, свободно пересекая такое кольцо, наведет в ней ЭДС, под действием которой потекут кольцевые токи, поле которых будет размагничивать основное поле (уравнение магнитного равновесия $i_1 \cdot W_1 = i_0 \cdot W_0 + i_2 \cdot W_2$).

Теперь ясно, что нашу систему: катушка, внутри которой расположена цилиндрическая камера, можно представить в виде рис.2.

По закону Кирхгофа для мгновенных значений токов можно написать систему двух уравнений

$$\begin{cases} L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + R_1 \cdot i_1 + \frac{1}{c} \cdot \int i_1 \cdot dt + M \cdot \frac{di_2}{dt} = 0 \\ R_2 \cdot i_2 + L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{di_1}{dt} = 0. \end{cases}$$

Выпишем начальные условия:

$$t=0, i=0, i_2=0, U_c=U_0.$$

Решая эту систему операторным методом [1,2], найдем $i_1(t)$ и $i_2(t)$. Напряженность поля на оси катушки будет пропорциональна

$$H_{\text{осев.}} \sim i_1 \cdot W_1 + i_2 \cdot W_2. \quad (2)$$

Теперь, если мы отнесем эту напряженность к напряженности поля на оси катушки, внутри которой отсутствует камера, то получим результирующее поле в %

$$h_{\text{осев.}} = \frac{i_1 \cdot W_1 + i_2 \cdot W_2}{I_1 \cdot W_2} \cdot 100\%, \quad (3)$$

где i_1 -мгновенное значение тока в катушке; i_2 - мгновенное значение тока в трубе; I_1 - мгновенное значение тока в катушке при отсутствии в ней трубы.

Тогда ослабление поля на оси в %
 $100\% - h_{\text{осев.}}(\%)$.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО РАСЧЕТА

Заданные значения величин: $L_1=31 \cdot 10^{-3}$ Гн; $R_1=0,41$ Ома; $C=0,012$ Ф; $W=614$ витков; $R_2=0,9$ Ома; $L_2=0,116 \cdot 10^{-6}$ Гн; $M=2410^{-6}$ Гн.

Напряжение на батарее $U=5$ кВ. Материал трубы – медь.

1) Максимальное значение напряженности поля на оси катушки, когда труба отсутствует внутри нее,

$$H \sim I_1 \cdot W_1 = 16,2 \cdot 10^5 \text{ Aw}; I_1 = 3140 \cdot e^{-6,6t} \cdot \sin(51,5t + \pi). \quad (4)$$

2) Оценка скин-эффекта

$$\frac{\delta}{d} = 12.$$

3) Мгновенные значения токов в катушке и в трубе

$$\begin{aligned} i_1(t) &= -210 \cdot e^{-88t} + 210 \cdot e^{-9,5t} \cdot \cos 51,5t + 3350 \cdot e^{-9,5t} \cdot \sin 51,5t \quad (5) \\ i_2(t) &= 37,5 \cdot 10^4 \cdot e^{-88t} - 37,5 \cdot 10^4 \cdot e^{-9,5t} \cdot \cos 51,5t - \\ &\quad - 1,66 \cdot 10^5 \cdot e^{-9,5t} \cdot \sin 51,5t \quad (6) \end{aligned}$$

Как видно из выражения (5), ток в катушке изменился по сравнению с тем током, когда внутри нее отсутствовала камера (4). Во-первых, появился довольно быстро затухающий экспоненциальный член – $210e^{-88t}$, влияющий на первую амплитуду разрядного тока. Во-вторых, возросло затухание разрядного тока

$$\alpha_{\text{без трубы}} = \frac{R_1}{2L_1} = 6,6; \quad \alpha_{\text{с трубой}} = 9,5$$

(связано с потерями от нагрева). Частота колебаний не изменилась. Таким образом, камера внесла некоторые изменения в разрядный ток.

Теперь можно оценить затухание поля внутри камеры.

$$\begin{aligned} i_1 \cdot W_1 &= 15,3 \cdot 10^5 \text{ Aw} & i_2 \cdot W_2 &= -0,98 \cdot 10^5 \text{ Aw} \\ t &= 0,03 \text{ сек.} & t &= 0,03 \text{ сек.} \end{aligned}$$

Полная максимальная напряженность поля внутри камеры

$$H \sim 15,3 \cdot 10^5 - 0,98 \cdot 10^5 = 14,4 \cdot 10^5 \text{ Aw.}$$

Ослабление поля % внутри медной камеры

$$\frac{(16,2 - 14,4) \cdot 10^5}{16,2 \cdot 10^5} \cdot 100\% = 11\%.$$

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ.

Работа была проведена с целью выяснения, как проникает затухающее магнитное поле с периодом $T=100$ мсек и амплитудой порядка $8 \cdot 10^3$ кА/м через медную трубу $d_{\text{внешн.}} = 100$ мм и толщиной стенки 2 мм. Катушка имела параметры и размеры, указанные на рис.3. Труба имела те же параметры, которые употреблялись в расчете, рис. 4. На катушку разряжалась батарея конденсаторов ИМ-150, включающая в себя параллельно 80 конденсаторов общей емкостью 0,012 Ф. Начальное напряжение на батарее 5 кВ, $T=120$ мсек.

Измерения проводились при помощи магнитного зонда со средним диаметром $d=1,5$ мм и числом витков $W=250$. Зонд вставлялся в медную камеру через специальную фишку. Сигнал с зонда подавался на электронно-лучевой осциллограф ЭНО-1. Сигнал (максимальное значение), снимаемый с зонда, внутри трубы, помещенной в катушку, составляет 333 мВ (рис.6). Сигнал с зонда внутри катушки без камеры составляет 432 мВ (рис.5).

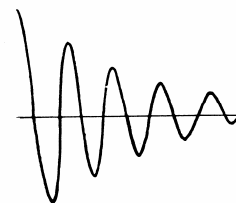


Рис. 5. Сигнал с зонда, когда камера отсутствует внутри катушки



Рис. 6. Сигнал, снимаемый с зонда, при наличии камеры

Надо отметить, что сигнал при наличии камеры внутри катушки по частоте совпадает с сигналом, когда отсутствует камера, кроме того, затухание α при наличии трубы возросло.

Попробуем оценить теоретически величину уменьшения в процентах максимального значения сигнала из-за того, что была внесена медная камера в катушку.

Сигнал с магнитного зонда $\sim dH/dt$.

Найдем величину, пропорциональную максимальному значению сигнала с зонда, когда труба отсутствует внутри катушки

$$\frac{dH}{dt} \text{ с трубой} \sim \frac{d(i_1 \cdot w_1 + i_2 \cdot w_2)}{dt}$$

Подставляя (5) и (6) в последнее выражение, найдём

$$\frac{dH}{dt} \text{ с трубой} \sim -203 \cdot 10^5 \cdot e^{-88t} + 980 \cdot 10^5 \cdot e^{-9,5t} \cdot \cos(51,5t - 7^\circ).$$

Величина, пропорциональная максимальному значению,

$$\frac{dH}{dt} \text{ с трубой} = 729 \cdot 10^5 \text{ Aw/сек},$$

$$t = 0,0023 \text{ сек.}$$

Итак, подсчет уменьшения сигнала с зонда при внесении

$$100\% - \frac{792 \cdot 10^5}{922 \cdot 10^5} \cdot 100\% = 20,5\%.$$

Это почти соответствует измерениям на магнитных зондах (23%). На графике рис.7 -представлены подсчитанные составляющие сигнала

$$\frac{dH}{dt} \text{ с трубой} - 203 \cdot 10^5 \cdot e^{-88t},$$

затухающий член $980 \cdot 10^5 \cdot e^{-9,5t} \cdot \cos(51,5 \cdot t - 0,038 \cdot \pi)$ и результирующий сигнал (жирная кривая).

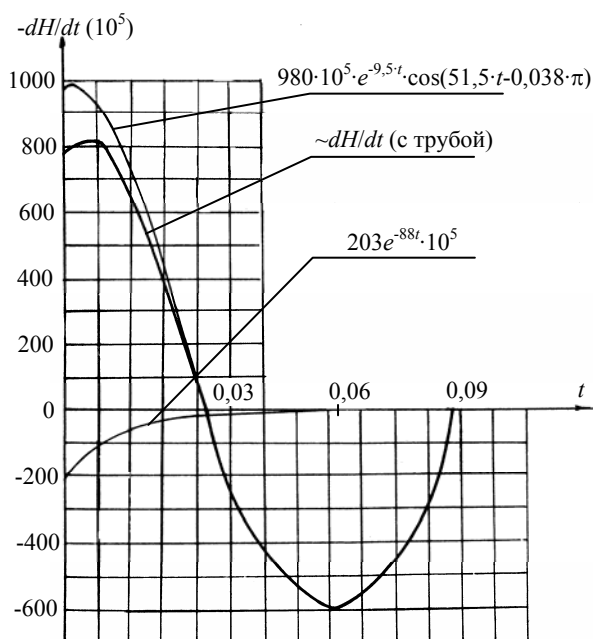


Рис. 7. График. Зависимость сигнала с зонда от времени при наличии камеры (dH/dt (с трубой)). Теоретические кривые

При работе с разрядами на больших частотах взаимоиנדуктивность кольца (камеры) и катушки (часто ее выполняют в виде одного-двух витков) уступает место суммарной взаимоиנדуктивности бесчисленного

множества контуров, связанных с вихревыми токами в толще камеры, с катушкой, на которую разряжается емкость. В этом случае может не только возрасти декремент затухания первичного тока, но и изменится его частота. Сильно возрастают активные потери в толще камеры. В этом случае также можно прибегнуть к эквивалентной схеме замещения. Только здесь надо внести в первичный контур дополнительное сопротивление (которое зависит от формы материала, помещенного внутрь катушки, частоты, электропроводности и т.д.) и индуктивное, а также рассчитать первичный ток $i_1(t)$ при наличии таких добавок и его отклонения от первоначального. Интересна возможность (при таком подходе к расчетам) по изменению тока в первичной цепи, найденному, например, экспериментально, судить об одном каком-то обобщенном параметре сердечника, помещенного внутрь катушки. Больше того, если таким сердечником является проводящая среда, изменяющая свои параметры во времени (например, плазма), то, считая известным закон изменения первичного тока (в катушке), мы могли бы судить о законе изменения этого параметра. Конечно, здесь, по-видимому, пришлось бы иметь дело с параметрическими дифференциальными уравнениями и схемы замещения усложнились бы.

Надо сказать, что на основании такого метода можно решить вопрос о том, как нужно изменять первичный ток, чтобы обобщенный параметр среды (например, электропроводность) изменялся по заданному закону. Правда, во всех этих случаях приходится отвлекаться от многих факторов, которые могут исказить картину. Не все равно такой путь расчетов совместно с экспериментом кажется интересным

Во многих случаях при расчётах сложных систем имеет смысл упрощать физические модели, отвлекаясь сразу же от несущественных факторов и переходить к эквивалентным схемам, а затем точно решать эти схемы. Решения подобных уравнений (часто параметрических) осуществить гораздо проще, поскольку, помимо накопленного солидного опыта (большая научно-техническая литература), разработаны способы их решения на электронно-счётных машинах.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. - М.: Наука, 1964. - 608 с.
- [2] Калантаров П.Л., Нейман Л.Р. Теоретические основы электротехники. Теория цепей переменного тока. - М. Л.: Госэнергоиздат, 1959. - 444 с.

Поступила 06.06.2005

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В СТАБИЛИЗАТОРЕ МОЩНОСТИ

Тимченко Н.А., к.т.н, доц., Чернай В.Ф., к.т.н, с.н.с.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", каф. "Промышленная и биомедицинская электроника"

Асмолова Л.В.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", каф. "Автоматизированные электромеханические системы"

У статті вирішувалось питання миттєвого перерозподілу потужності для підтримки заданих параметрів струму, навантаження та потужності в залежності від змінюючого фрикційного навантаження з використанням джерела електроживлення зі стабілізованим вихідним навантаженням. Було показано, що змінюючи коефіцієнт трансформації джерела живлення стабільно підтримується вихідна потужність.

В статті решался вопрос мгновенного перераспределения мощности для поддержки заданных параметров тока, напряжения и мощности в зависимости от изменяющейся фрикционной нагрузки с использованием источника электропитания со стабилизированной выходной нагрузкой. Было показано, что изменяя коэффициент трансформации источника питания стабильно поддерживается выходная мощность.

ВСТУПЛЕНИЕ

В электроприводах машин и механизмов, работающих на нагрузку типа пара трения, могут возникать фрикционные автоколебания (АКФ) [1]. Известно, что существует два типа АКФ: срывные автоколебания или АКФ 1-го рода [2] и автоколебания без остановок или АКФ 2-го рода [3]. АКФ 2-го рода порождаются динамической неустойчивостью электромеханических систем на падающем участке характеристики трения. В данных автоколебаниях отсутствуют остановки, а по форме они близки к гармоническим. АКФ 1-го рода порождаются различием сил трения покоя и движения, а также реологическими факторами (влиянием времени восстановления трения покоя на его величину), по своему характеру они прерывистые, т.е. движение состоит из чередующихся проскальзываний и сцеплений.

Исследование этих автоколебаний в электромеханических системах имеет важное практическое значение для машин и механизмов, работающих при скоростях 10^2 - 10^3 мм/мин и ниже, как, например, движение руки робота манипулятора при дотягивании, привода подачи металлорежущих станков, в следящих системах. Возникновение АКФ 1-го рода приводит к ухудшению технологического процесса, выражающемуся в снижении точности при отработке малых перемещений.

Для решения этой весьма не простой задачи следует учитывать следующее:

1. Электропривод, питаемый от источника напряжения, поддерживает заданную скорость

$$\omega \approx \omega_0 = \frac{U_a}{k \cdot \Phi}, \text{ т.е. является «источником скорости»},$$

где U_a - напряжение на зажимах якоря, Φ - магнитный поток, k - конструктивный коэффициент двигателя.

2. На практике, в условиях заклинивания от высокой температуры либо ухудшения качества смазки понижается величина скорости, и возникают срывные автоколебания, выражающиеся в периодических скачках и кратковременных остановках действующего узла, и тогда возрастает ток якоря и момент двигателя. При этом источник питания вынужден работать в данный период времени в режиме источника тока (управляемого источника момента).

3. Для поддержания заданных параметров, необходимо мгновенное перераспределение мощности, особенно если мощность источника питания соизмерима с мощностью нагрузки.

Перераспределение мощности происходит программно, воздействуя на датчик обратной связи напряжения и тока, перераспределяя электроэнергию в зависимости от изменения нагрузки.

Для решения этой задачи используем источники электропитания (ИЭП) со стабилизированной выходной мощностью, которые широко применяются как в электроприводе, так и в гальванике. Разработано одно из схемных решений [4], установлены режимы и параметры схемы [5].

Целью настоящей работы является определение процессов в ИЭП путем математического моделирования [6].

МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Исследуемый источник электропитания нагрузки Z_1 с переменными параметрами (рис. 1,а) представлен как преобразователь, у которого на входе расположен силовой модулятор (ключевые элементы S_1, S_2, S_3, S_4), управляемые от генератора G_1 симметрично по способу импульсно-фазовой или широтно-импульсной модуляции. К выходу модулятора подключен регулирующий элемент, содержащий индуктивно-емкостное звено с изменяемым числом рабочих витков первичной обмотки трансформатора T_1 для подстройки его индуктивности в резонанс в случае работы в режиме стабилизатора тока, или для выхода из резонанса при стабилизации выходного напряжения.

Для контроля максимума выходного параметра: тока, напряжения или мощности изменяется соотношение между внутренним импедансом источника с последовательным LC -звеном и внешним импедансом электрической цепи путем воздействия на коэффициент передачи ступенчато регулируемой индуктивности.

Для реализации переменного коэффициента передачи сигнал, пропорциональный выходному току, напряжению или мощности, переключается логическими элементами, и подается на управление ключами, регулирующими число рабочих витков индуктивности LC -звена преобразователя. Для стабилизации

мощности в нагрузке $Z1$ используется обратная связь с блока умножения KXY . Дифференциатор D/DT и счетчик CT преобразуют сигнал обратной связи в

цифровой код, а дешифратор DS определяет текущее значение коэффициента трансформации K_{tr} .

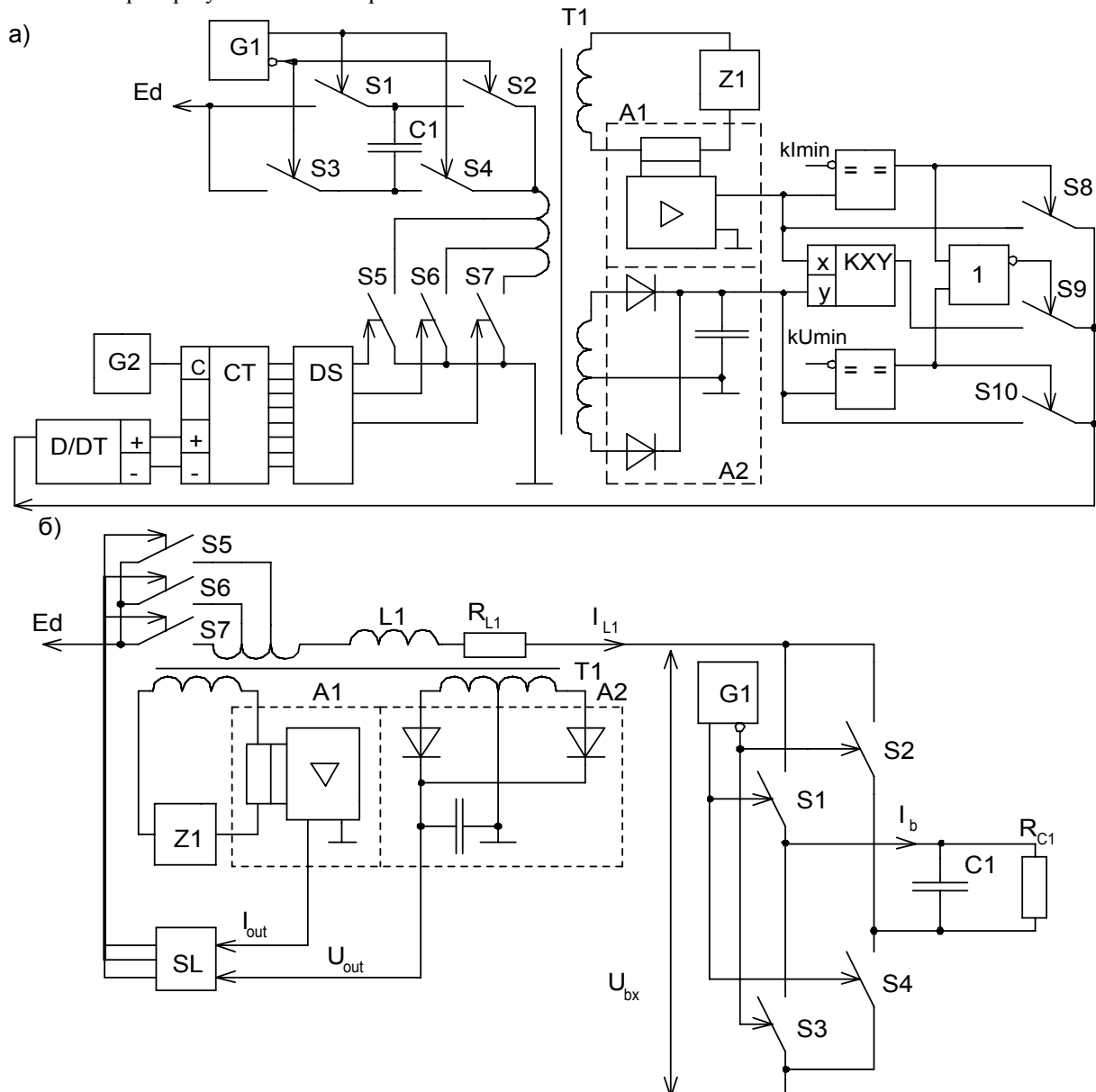


Рис. 1. Стабилизированный источник электропитания с регулируемой индуктивностью: а – функциональная; б – эквивалентная расчетная схема

Эквивалентная схема построена при условии, что время переключения ключевых элементов $S1...S7$ значительно меньше интервала дискретизации переходных процессов, а в трансформаторе $T1$ с переключением обмоток не учитывается намагничивающий ток.

Начальные параметры модели: $K_{tr} = K_{trmax} = R_{z1} * I_{zmax} / E_d$ – максимальное значение коэффициента трансформации с учетом сопротивления нагрузки R_{z1} и максимального выходного тока I_{zmax} ; $K_{trmin} = 1$, $dK_{tr} = 1$ – минимальное значение коэффициента трансформации и его приращение.

При частоте F генератора $G1$ индуктивность $L1$ и емкость $C1$ определены из соотношения для периода колебаний:

$$2\pi\sqrt{L_1 \cdot C_1} = \frac{1}{F} \quad (1)$$

и соотношения волнового и активного сопротивлений

$L1-C1$ контура:

$$\sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = 10R_{L1} \quad (2)$$

где $R_{L1} = \frac{R_{z1}}{K_{tr}}$ – сопротивление нагрузки, приведенное к первичной обмотке трансформатора $T1$ с учетом коэффициента трансформации K_{tr} .

Циклически повторяющиеся уравнения модели:

$t = t + dt$ – текущее время процесса с интервалом дискретизации dt , который определен в долях от периода $T = 1/F$ с учетом минимальной постоянной времени RL - или RC -звена схемы;

$S = 1$ при $\sin(2\pi t) > 0$, $S = -1$ при $\sin(2\pi t) < 0$ – условия переключения коммутатора $S1...S4$;

$U_{bx} = S \cdot U_{C1}$; $I_b = S \cdot I_{L1}$ – входное напряжение

и выходной ток коммутатора;

$I_{C1} = I_b - U_{C1} / R_{C1}$, $U_{L1} = E_d - U_{bx} - I_{L1} \cdot R_{L1}$ – топологические уравнения для тока конденсатора $C1$ и напряжения на индуктивности $L1$, R_{C1} – сопротивление утечки конденсатора $C1$;

$$I_{L1} = \frac{(E_d - U_{bx})dt + L_1 \cdot F \cdot I_{L1}}{L_1 \cdot F + R_{L1} dt};$$

$$U_{C1} = \frac{I_b dt + C_1 \cdot F \cdot U_{C1}}{C_1 \cdot F + \frac{dt}{R_{C1}}} - \text{компонентные уравнения}$$

неявного одношагового интегрирования тока в индуктивности и напряжения на емкости по методу Эйлера, полученные в результате совместного решения топологических уравнений и уравнений закона Ома в дифференциальной форме для индуктивности и емкости:

$$U_{L1} dt - L_1 \cdot F \cdot I_{L1} = -L_1 \cdot F \cdot I_{L10};$$

$$I_{C1} dt - C_1 \cdot F \cdot U_{C1} = -C_1 \cdot F \cdot U_{C10}.$$

$I_{out} = K_I \cdot I_{L1}$ – выходной ток датчика A1, K_I – коэффициент

ослабления; $U_{out} = \frac{I_{L1} \cdot K_U \cdot \pi \cdot w_{rc} + U_{out}}{1 + \pi \cdot w_{rc} dt}$ –

выходное напряжение датчика A2, K_U – коэффициент передачи; w_{rc} – граничная частота RC-фильтра; $P_{out} = I_{out} \cdot U_{out}$ – выходной сигнал датчика мощности; $K_{tr} = K_{tr} + dK_{tr}$ при $K_{tr} < K_{trmax}$ и $P_{out} < P_{out0}$; $K_{tr} = K_{tr} - dK_{tr}$ при $K_{tr} > K_{trmin}$ и $P_{out} > P_{out0}$ – уравнения модели селектора SL , которые определяют текущее значение коэффициента трансформации; $P_{out0} = P_{out}$ – перепределение начального значения выходной мощности для последующего интервала дискретизации.

По результатам данного исследования (рис. 2), выполненного с применением пакетов PASCAL и EXCEL, можно сделать вывод, что характер изменения коэффициента трансформации и время установления огибающей кривых выходной мощности зависит от значения K_{trmax} и его приращения dK_{tr} .

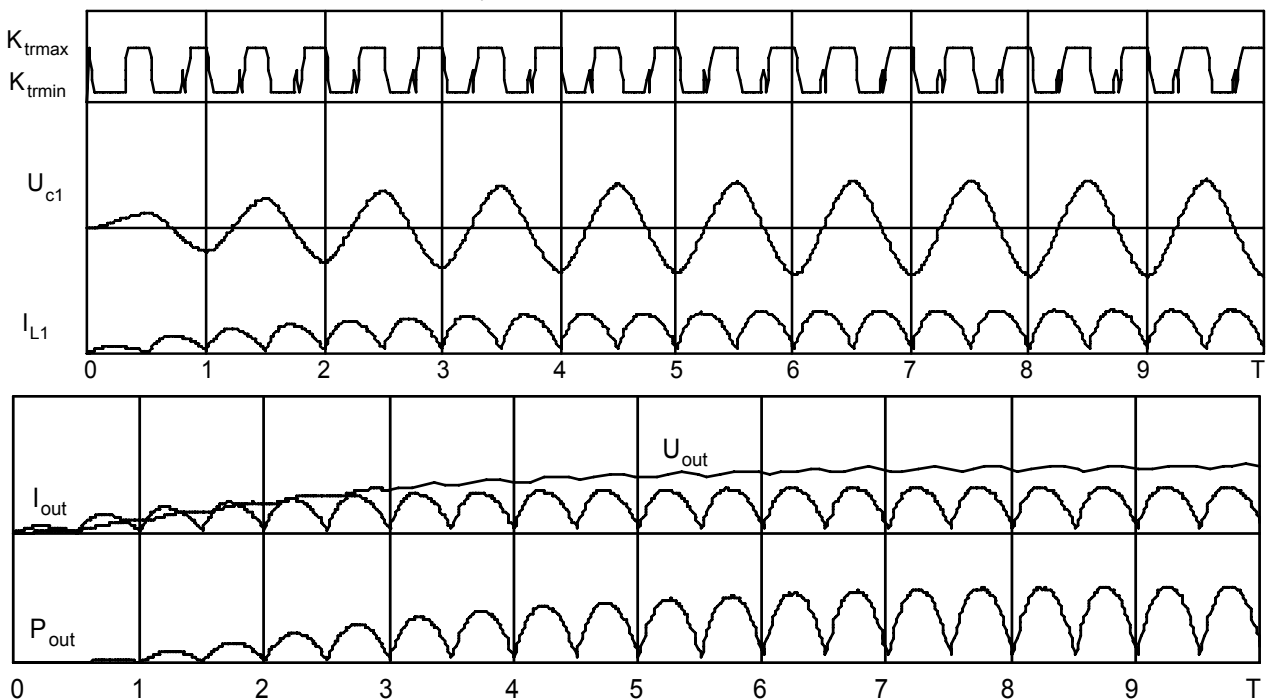


Рис. 2. Диаграммы временные процессов в стабилизаторе мощности

ВЫВОД

В дальнейших исследованиях целесообразно оценить влияние на устойчивость процесса регулирования различных видов корректирующих устройств.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Клепиков В.Б. О проблеме фрикционных автоколебаний в электроприводах машин и механизмов // Электричество. – 1986. – №4. – С. 59 – 62.
- [2] Дерягин Б.В., Пуш В.Э., Толстой Д.М. Теория скольжения твердых тел с периодическими остановками. (Фрикционные автоколебания 1-го рода). //ЖТФ. 1956. Т. 26, вып.6, С.1329-1342.
- [3] Штейнвольф Л.И. Качественная теория фрикционных автоколебаний в механических передачах. – В кн.: Теория механизмов и машин. Изд. ХГУ, вып.1, 1966.
- [4] Генератор импульсов технологического тока для электроэрозионных станков. А.с. 1816580 СССР, МКИ В 23 Н 7/04. // И.А. Зайцев, В.Н. Губаревич, О.Ф. Ларин,

А.Н. Борисенко, В.В. Пугач, В.Ф. Чернай (СССР). – №4906787/08; Заявлено 04.02.91; Опубл. 23.05.93, Бюл. №19. – 8 с.

- [5] Чернай В.Ф. Динамика отслеживания максимального коэффициента трансформации в многофункциональной системе // Технічна електродинаміка. -К.: ІЭД НАНУ. - 1999. - Тематичний випуск. Системи керування та контролю напівпровідникових перетворювачів.- С.101-102.
- [6] Теоретические основы САПР: Учебник для вузов/ В.П.Корячко, В.М.Курейчик, И.П.Норенков. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 400 с.

Поступила 22.07.2005

ВИДИ КОМУТАЦІЇ ТА ЕНЕРГЕТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ В ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ З КЛЮЧОВИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ

Хворост М.В., к.т.н.
ДП "Харківський метрополітен"
Україна, 61012, Харків, вул. Енгельса, 29
тел. (0572) 23-74-01

Гончаров Ю.П., д.т.н., Панасенко М.В., д.т.н., Замаруєв В.В., к.т.н.,
Чумак В.А., Панасенко Н.М., Хворост В.Ю., к.т.н., доц.
Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут"
Україна 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21
тел. (0572) 707-63-67

Нікулін В.С.
Українська державна академія залізничного транспорту
Україна, 61050, Харків, пл. Фейербаха, 7
тел. (057) 705-10-34

Запропоновано енергетичний критерій комутаційного процесу: потужність комутації, який дозволяє описати явища енергетичного характеру у електричних колах з ключовими елементами. На базі цього критерію дана класифікація видів комутації та виділено клас кіл з однорідною комутацією, який дозволяє одержати високі енергетичні показники, підвищену електромагнітну сумісність та спрощує управління комутаційним процесом.

Предложено энергетический критерий коммутационного процесса: мощность коммутации, который позволит описать явления энергетического характера в электрических цепях с ключевыми элементами. На базе этого критерия дана классификация видов коммутации и выделено класс цепей с однородной коммутацией, который позволяет получить высокие энергетические показатели, повысить электромагнитную совместимость и упростит управление коммутационным процессом.

1. Аналіз стану проблеми та постановка задачі. Електричні кола з ключовими елементами, насамперед напівпровідниковими, набувають усе більше розповсюдження у електротехніці. Комутація є основним фізичним процесом у цих колах, вона визначає як їх функціональну працездатність, так і основні енергетичні характеристики: коефіцієнт корисної дії, реактивну потужність та інше.

Вплив комутаційних процесів зростає з підвищенням швидкодії силових напівпровідникових ключів. З одного боку, при цьому можна одержати радикальне скорочення маси силових електромагнітних елементів: трансформаторів, електродвигунів, дроселів та іншого електротехнічного устаткування шляхом підвищення частоти переключень [1]. Однак посилюються і досить численні негативні фактори: комутаційні втрати стають основною складовою загальних втрат, виникає електромагнітне забруднення навколишнього середовища, хвильові процеси в ізоляції, вихрові струми у провідниках та інше.

Розроблені на даний час досить ефективні методи аналізу електромагнітних процесів в електричних колах з ключовими елементами використовують, як правило, модель ідеального ключа [2-4]. Однак як саме ці методи, так і модель ідеального ключа непридатні для аналізу енергетичної сторони явищ. Для комутаційних втрат у напівпровідникових приладах це очевидно. Але ж це виявляється також непридатним і для таких енергетичних явищ, як генерація реактивної потужності та циркуляція енергії проміж елементами комутаційного захисту (снаберами) та джерелами живлення. У даній роботі пропонується розглянути комутаційний процес як процес зміни миттєвої провідності електричного двохполюсника

$$g = \frac{i}{u} \quad (1)$$

незалежно від конкретної фізичної природи цього процесу та швидкості його протікання. Така модель дозволяє враховувати комутаційні властивості не тільки ключових елементів, але й других елементів силового кола, насамперед, реактивних, тому що вони тісно взаємодіють з ключовими елементами. На базі цієї моделі пропонується використовувати в якості основної енергетичної характеристики так звану *потужність комутації*, з котрою пов'язані усі інші енергетичні явища. Деякі елементи підходу, що пропонується, розглядалися у працях Ф. Емде [5] та О. Маєвського [6,7].

2. Потужність комутації. Найважливішим наслідком впливу комутації на енергетичну сторону процесів є зміна миттєвої електричної потужності елемента силового кола

$$p = u \cdot i = g \cdot u^2 \quad (2)$$

під впливом зміни його провідності g .

Ця зміна i є миттєвою потужністю комутації. Щоб дати цьому визначенню точний математичний вираз, перейдемо до диференціалів у другому рівнянні (2)

$$dp = g \cdot d(u^2) + u^2 \cdot dg \quad (3)$$

Перша складова цього рівняння пов'язана зі змі-

ною напруги і ніякого відношення до комутації немає. Вона може існувати, наприклад, в постійному резисторі ($g = \text{const}$) при зміні підведеної напруги. Друга складова, яка пов'язана зі зміною провідності, є миттєвою потужністю комутації (її диференціалом). З урахуванням (1) одержимо для неї еквівалентні вирази

$$ds = dg \cdot u^2 = u \cdot di - i \cdot du = -dri^2, \quad (4)$$

де $r = 1/g$ – миттєвий опір двополюсника.

Розглянемо властивості потужності комутації. Як витікає з першої формули (4), потужність комутації відрізняється від нуля тільки в перебігу примусової (жорсткої) комутації, коли провідність змінюється під напругою. У перебігу примусового вимикання ($dg > 0$) потужність комутації позитивна, а у перебігу примусового ввімкнення ($dg < 0$) – негативна. У перебігу природної (м'якої) комутації, коли провідність змінюється без напруги (струму), ніякої потужності комутації немає. Ясно, що одноопераційні напівпровідникові ключі можуть генерувати потужність тільки одного знака. Наприклад, тиристор (одноопераційний) не володіє властивістю примусового вимикання ($dg < 0$) під напругою, тому для нього завжди $ds \geq 0$.

Потужність комутації як складова миттєвої електричної потужності підкорюється закону збереження. Тому генерація потужності комутації у одному місці електричного кола повинна супроводжуватися її споживанням у другому місці.

Потужність комутації на деякому інтервалі часу t_s визначається як сума миттєвих потужностей комутації на цьому інтервалі

$$s = \int_{(t_s)} ds \quad (5)$$

В залежності від характеру зміни миттєвої потужності комутації у функції часу можуть бути виділені *регулярні* та *обмінні* комутаційні властивості елементів електричного кола.

Регулярні комутаційні властивості мають місце, якщо потужність комутації змінюється тільки у одному напрямку (збільшується або зменшується). Якщо знаки приростів величини s чергуються, то можна казати про обмінні комутаційні властивості. Потужність комутації передається при цьому від даного елемента кола другому та навпаки.

Для більшості елементів електричного кола регулярні комутаційні властивості можна відокремити від обмінних, якщо на інтервалі часу t_s повний приріст миттєвої електричної потужності $p = u \cdot i$ дорівнює нулю. Цієї умови задовольняє, наприклад, період процесу T , тому що на початку та наприкінці потужність p будь якого елемента однакова. Для ключових елементів цієї умови задовольняє також завершений процес ввімкнення або вимикання ($t_s = t_k$), тому що на межах цього процесу одна з двох величин u , або i , дорівнює нулю. Останнє означає, що миттєва потужність $p = u \cdot i$ на межах дорівнює нулю, тобто однакова. Інтервал часу t_s , який задовольняє вказаній умові, та відповідну потужність комутації можна назвати *рівноважними*, тому, що при цьому окремі складові миттєвої електричної потужності p врівноважують один одне. З першого рівняння (2) при цьому маємо

$$\int_{(t_s)} dp = \int_{(t_s)} (u \cdot di + i \cdot du) = 0 \quad (6)$$

Рівноважну потужність комутації позначимо великою літерою S . Підставляючи ds з другого рівняння (4) в (5) та враховуючи (6), одержуємо для рівноважної потужності комутації еквівалентні вирази

$$S = 2 \int_{(t_s)} u \cdot di = -2 \int_{(t_s)} i \cdot du = 2 \int_0^{t_s} u \cdot \frac{di}{dt} \cdot dt = -2 \int_0^{t_s} i \cdot \frac{du}{dt} \cdot dt, \quad (7)$$

або у вигляді дискретних сум

$$S = 2 \sum_{(t_s)} u \cdot \Delta i = -2 \sum_{(t_s)} i \cdot \Delta u = \sum_{(t_s)} u^2 \cdot \Delta g = -2 \sum_{(t_s)} i^2 \cdot \Delta r. \quad (8)$$

Рівняння (8) зручні тоді коли на відрізках рівноважного інтервалу t_s яка небудь з величин: i , u , g , r має прямокутноступінчасту форму.

В останньому та передостанньому рівняннях (7) інтегрування проводиться по часу t .

Використаємо рівноважну потужність комутації для аналізу комутаційних властивостей окремих елементів електричного кола. З останнього рівняння (7) витікає, що рівноважна потужність комутації джерела постійної напруги $u = \text{const}$ (наприклад, за період $t_s = T$) дорівнює нулю. Отже цей елемент не володіє регулярними комутаційними властивостями. Фізична причина цього факту полягає у тому, що джерело підтримує постійну напругу, не може примусово змінювати провідність електричного кола в одному напрямку. Тому це джерело володіє лише обмінними комутаційними властивостями.

З передостаннього рівняння (7) витікає, що такі ж властивостями володіє джерело постійного струму. Приблизно ці властивості дійсні також для силових фільтрів з великими C або L , тому що ці фільтри роблять мало змінними одну з двох величин u , або i .

Підставляючи $di/dt = u/L$ у передостаннє рівняння (7), або $di/dt = i/C$ у останнє, бачимо, що рівноважна потужність комутації дроселя може бути тільки позитивною, а конденсатора – тільки негативною. Фізичні причини комутаційних властивостей реактивних елементів полягають у тому, що у перебігу установаження струму миттєвий опір дроселя знижується з причини зменшення е.р.с. самоіндукції, а миттєвий опір конденсатора зростає з причини збільшення напруги на обкладинках. Тому дросель володіє властивістю примусового (під напругою та струмом) *ввімкнення*, а конденсатор – *вимикання* електричного кола. Інакше кажучи, реактивні елементи у комутаційному розумінні одноопераційні. Це пояснює, чому основою снаберів вимикання є конденсатори, а снаберів ввімкнення – дроселі.

3. Реактивна потужність електричних кіл з ключовими елементами (потужність зсуву). Наявність реактивної потужності у електричних колах пов'язують звично, з дією реактивних елементів, яка

приводить до циркуляції енергії проміж джерелом живлення та споживачем. Однак особливість електричних кіл з ключовими елементами полягає у тому, що реактивна потужність зсуву у них може існувати при повній відсутності реактивних елементів. Найпростіший приклад такого кола зображений на рис. 1. Реактивну складову містить при цьому перша гармоніка струму, а наявність вищих гармонік дещо затемнює картину явищ.

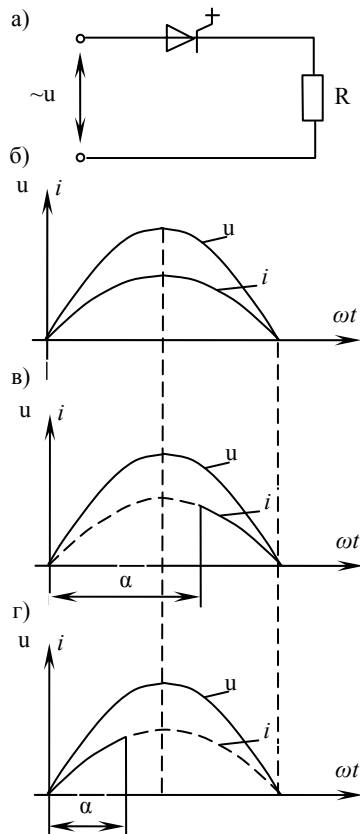


Рис 1. До пояснення фізичних причин виникнення реактивної потужності зсуву у електричних колах з ключовими елементами: а) – схема; б) – випадок коли немає реактивної потужності; в,г) – випадок коли є реактивна потужність позитивного та негативного знаку

Але можна виділити явище у чистому виді, якщо перейти до еквівалентного m -фазного режиму, підключати m схем рис. 1,а до трифазної мережі через ідеальний трансформатор з числом фаз на вторинній стороні, яке дорівнює m . При $m \rightarrow \infty$ вищі гармоніки у первинному струмі повністю вимкнуті, а реактивна складова струму першої гармоніки залишається. Наявність реактивної потужності зсуву та її знак безпосередньо витікають з факту зміни миттєвої провідності електричного кола під впливом комутації. Дійсно, якщо провідність кола постійна, то струм змінюється пропорційно напрузі і ніякого зсуву немає (рис. 1,б). Якщо провідність зростає, то змінення зсуву запізнюється відносно напруги (рис. 1,в): на початку півперіоду він малий, а потім зростає. Навпаки, при зменшенні провідності струм зменшується з випередженням: у першу частину півперіоду він більший ніж у другу (рис. 1,г).

Трактування реактивної потужності зсуву як наслідок зміни миттєвої провідності кола під напругою, або струмом, дійсне не тільки для ключових елементів. Наприклад, конденсатор викликає негативний зсув струму відносно напруги з причини збільшення його миттєвого опору, що вже обговорювалося раніше. На рис. 2 показано, наприклад, як змінюється миттєва провідність конденсатора при синусоїдальній напрузі на обкладинках. Як бачимо, при наявності напруги $u \neq 0$ миттєва провідність тільки зменшується.

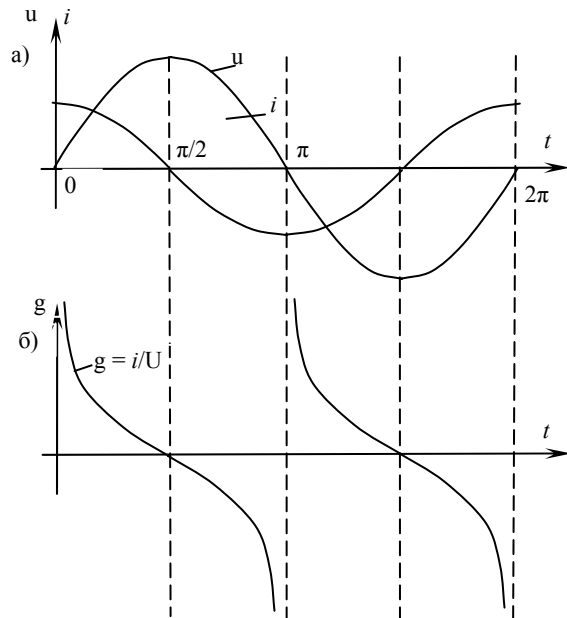


Рис 2. Зв'язок між реактивною потужністю зсуву і зміною миттєвої провідності для конденсатора

Таким чином трактовка реактивної потужності зсуву як наслідок зміни миттєвої провідності електричного кола є більш загальною порівняно з традиційною трактовкою, яка пов'язує зсув з циркуляцією енергії між джерелом живлення та споживачем.

Якщо живлення йде від джерела синусоїдальної напруги, або струму, то існує пропорційний зв'язок між реактивною потужністю зсуву Q та введеною у розділі 2 потужністю комутації за період ($t_s = T$). Дійсно, якщо підставити у будь яке з двох останніх рівнянь (7) синусоїдальну напругу та першу гармоніку несинусоїдального струму

$$u = U_m \cdot \sin \omega t, \quad i_1 = I_m \cdot \sin(\omega t - \varphi), \quad (9)$$

то знайдемо

$$S = 2\pi \cdot U_m \cdot I_m \cdot \sin \varphi = 4\pi \cdot Q \quad (10)$$

Зокрема, зв'язок (10) дозволяє розрахувати реактивну потужність електричних кіл з ключами з простих та наглядних рівнянь (8). Наприклад, для випадків рис. 1,в-г з передостаннього рівняння (8)

$$Q = \pm \frac{1}{4\pi} \cdot (U_m \cdot \sin \alpha)^2 \cdot \frac{1}{R} \quad (11)$$

4. Енергія комутації. Мається на увазі енергія, яка споживається ключем від джерела живлення на інтервалі t_k переходу ключа від вимкненого стану до увімкненого, або навпаки. Ця енергія або виділяється

у вигляді тепла, або накопичується у реактивних елементах снаберів. Вона має принципове значення, так як визначає допустиму частоту переключень, а разом з нею масогабаритні показники та коефіцієнт корисної дії. При визначенні енергії комутації враховуємо, що $t_k \neq 0$, але приймаємо припущення $t_k \rightarrow 0$, нехтуючи часом комутації порівняно з періодом процесу. Тоді енергію комутації можна пов'язати з потужністю комутації. При додатковому припущенні про лінійність траєкторій комутаційного процесу (рис. 3а), яке звичайно приймається [2], маємо для потужності комутації з першого або другого рівняння (8), а також для енергії комутації

$$|s| = 2u \cdot i, \quad E = \frac{1}{2} u \cdot i \cdot t_k, \quad (12)$$

відділя

$$E = \frac{t_k}{4} \cdot s \quad (13)$$

Перехід до модуля s дозволяє поширити зв'язок також на примусове вимикання, коли потужність комутації змінює знак, а енергія комутації його зберігає.

Зв'язок (13) у сукупності з рівнянням (8) дозволяє використовувати потужність комутації для розрахунку комутаційних втрат, а також для зіставлення різних видів імпульсної модуляції за показниками к.к.д. Однак найбільш цікавим є використання цього зв'язку для аналізу характеристик кін, де енергія комутації не виділяється у виразі тепла, а тимчасово накопичується у реактивних елементах снаберів.

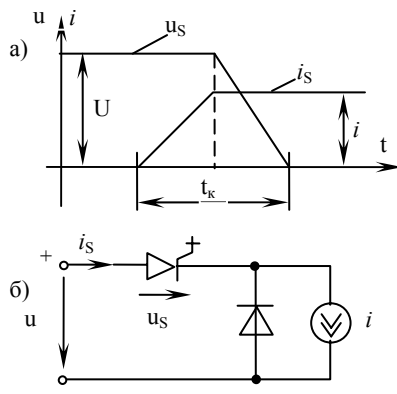


Рис 3. Лінійаризована траєкторія комутаційного процесу у перебігу примусового ввімкнення (а) ключа у базовій комутаційній структурі з силовими фільтрами на вході та виході (б)

Після деякого охолодження у силовій електроніці відновився інтерес до таких пристроїв, тому що виявилось, що безснаберні напівпровідникові ключі не дають задовільного рішення проблеми комутації при великих потужностях. Найпростіші снабери (рис. 4), також не дозволяють одержати задовільний к.к.д. у зв'язку з потребою вилучення енергії комутації. Дійсно, у схемі рис.4,а при ввімкненні VS дросель L у багато разів обмежує комутаційні втрати за рахунок затримки наростання струму. Однак енергія комутації $Li^2/2$, яка накопичується при цьому у дроселі, повинна бути завчасно повернена до джерел живлення, або виділена у вигляді тепла у резистивних елементах, а

інакше при вимкненні VS вона виділяється у ньому у вигляді тепла і може визвати його пошкодження за рахунок виникаючої перенапруги.

На думку авторів найбільш ефективним прийомом вирішення цієї проблеми є перехід до режиму так званої однорідної (одноопераційної) комутації [4].

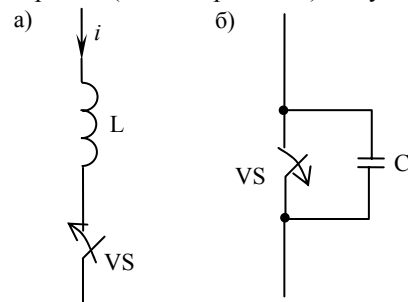


Рис 4. Найпростіші снабери: а) – ввімкнення; б) – вимикання

5. Однорідна комутація. Комутація є однорідною, якщо відсутня потужність комутації при одній з двох комутаційних операцій вимикання або ввімкнення, тобто ця операція протікає при відсутності напруги та струму на ключі. Якщо без потужності комутації протікає вимикання, то таку комутацію називаємо однорідною комутацією першого роду, а якщо ввімкнення, то однорідною комутацією другого роду. Однорідна комутація дозволяє комплексно вирішити основні проблеми, пов'язані з комутацією напівпровідникових ключових елементів. По-перше, для обмеження комутаційних втрат можливо використання найпростіших бездисипативних снаберів, які не містять додаткових пристроїв для поглинання, або повернення енергії комутації. Дійсно, якщо у схемі, де встановлений ключ рис. 4,а, створені умови для його вимкнення без струму, то це означає, що енергія комутації, яка була накопичена у дроселі L при ввімкненні ключа, вже повернулася до електричного кола і проблем з її поглинанням при вимкненні ключа не виникає. Тому ключ буде діючим і з простим індуктивним снабером. По-друге, при однорідній комутації ефективно обмежується швидкість зміни струмів та напруг у силовій схемі, що поліпшує електромагнітну сумісність. І на кінець, однорідна комутація дозволяє обійтися одноопераційними напівпровідниковими приладами, що спрощує керування та підвищує надійність ключових елементів.

Для напівпровідникових приладів, що можуть примусово вимикатися (наприклад, IGBT, MOSFET або GTO) ефективною є однорідна комутація другого роду, яка розвантажує ключ від потужності комутації під час ввімкнення. Тоді залишається примусовим тільки вимикання, при якому прилад діє у комутаційному розумінні як ємність, або реалізує примусове вимикання спільно з ємністю, яка зменшує у багато разів комутаційні втрати. Ніяких додаткових пристроїв для поглинання, або повернення енергії комутації, що накопичується у конденсаторі у перебігу вимкнення ключа, при цьому не потрібно. У якості приладу VS при цьому може бути використаний одноопераційний прилад, який одержав назву „антиристор”,

або „дуалтиристор” [8,9]. Особливість цього приладу полягає в тому, що він має вольтамперну характеристику, яка дуальна характеристиці тиристора. Зокрема, він вмикається без зовнішнього імпульсу керування при зменшенні напруги до нуля, що спрощує систему керування, має внутрішній зворотний зв'язок, що підвищує надійність, та вимикається при перевищенні струмом заданого порога, що спрощує захист. Анти-тиристора, придатного для промислового використання, ще не створено, але він має досить велику перспективу.

Подальше розглянемо більш детально схеми з ключовими елементами реалізуючі однорідну комутацію другого роду, яку для скорочення будемо називати одноопераційною комутацією.

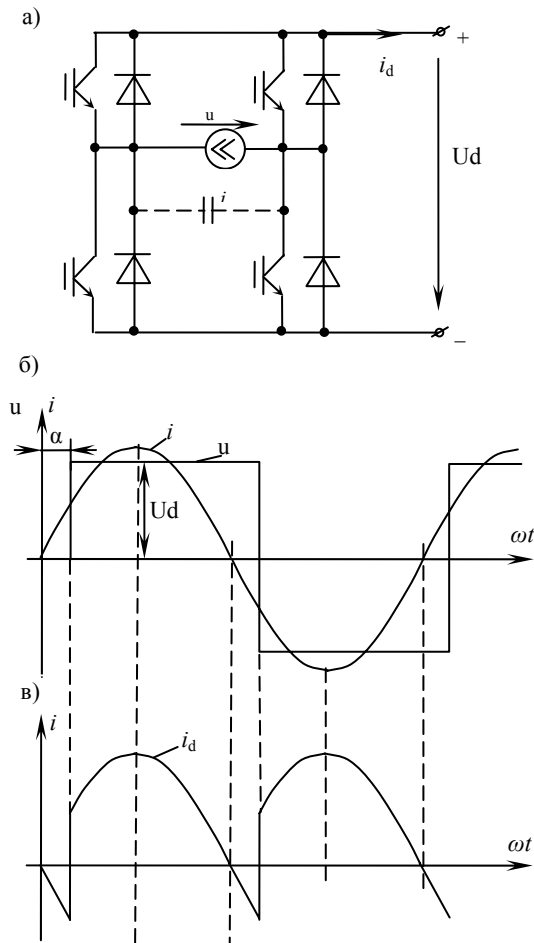


Рис 5. Приклад джерельної одноопераційної комутації:
а) – схема; б,в) – напруга та струм у функції електричного кута

В зв'язку із збереженням потужності комутації у схемі повинен бути генератор потужності комутації протилежного знаку ($s < 0$), у порівнянні з негативною потужністю ($s < 0$) яка генерується одноопераційним ключем. В залежності від типу такого генератора можна виділити наступні види одноопераційної комутації:

- джерельну;
- розділену;
- реактивну (дросельну)

Прикладом джерельної одноопераційної комутації є схема рис. 5,а. Змінний струм i перетворюється

від регулюемого випрямляча струму з фазовим керуванням (рис. 5, б,в). При позитивному куті керування α напруга на боці змінного струму відстає від нього, що відповідає генерації реактивної потужності позитивного знаку. Це відповідає генерації джерелом i потужності комутації також позитивного знаку, що потребує від перетворювача створення потужності комутації тільки негативного знаку.

Для розвантаження від комутаційних втрат достатньо підключити конденсатор паралельно виходу, як показано пунктиром на рис. 5,а. Ця схема є дуальною відносно традиційного випрямляча напруги на одноопераційних тиристорах та може бути виконана на одноопераційних анти-тиристорах.

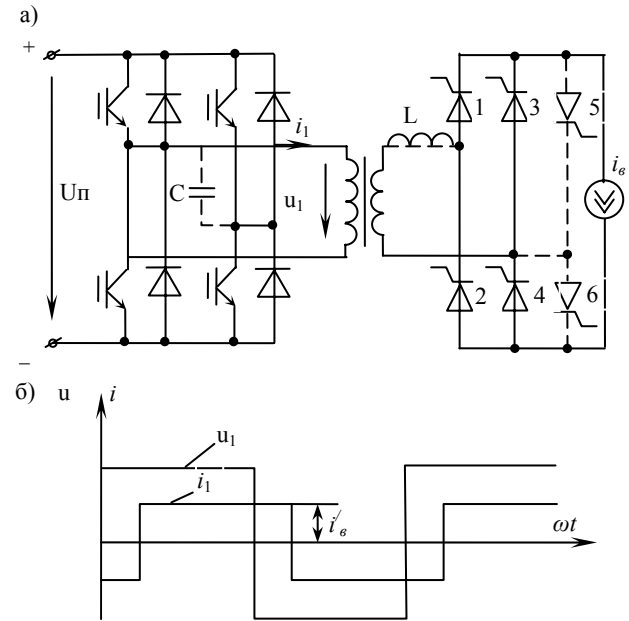


Рис 6. Приклад розділеної одноопераційної комутації:
а) – схема; б) – напруга та струм у проміжній ланці змінного струму

Розділена комутація використовує розділення комутації двох родів проміж різними комутаторами та може бути реалізована у перетворювачах з проміжною ланкою підвищеної частоти (рис. 6,а). Перетворювач схеми рис. 6,а призначений для обміну енергією між джерелами постійної напруги U_{Π} і постійного струму i_b . Комутатори первинної та вторинної ланки комують зі зсувом на кут керування α . При $\alpha > 0$ первинна ланка, як і у схемі рис. 5,а, виконує одноопераційну комутацію другого роду, а вторинна ланка – одноопераційну комутацію першого роду (рис. 6,б). Тому для розвантаження від комутаційних втрат достатньо включити паралельний конденсатор C на первинній стороні та послідовний дросель L – на вторинній (пунктир на рис. 6,а). Комутатори при цьому можуть виконуватися на одноопераційних анти-тиристорах та тиристорах.

Однак при мінливому струмі i_b з можливістю холостого ходу ($i_b=0$) впливає той недолік, що час перезаряду конденсатора C залежить від струму i_b . Це порушує нормальну роботу схеми при малих струмах i_b . Для подолання цього недоліку можна використати

додаткові тиристори 5,6, кожен з яких вмикається в один з півперіодів незадовго перед комутацією у первинній ланці, замикаючи спільно з одним з тиристорів 1,2 накоротко вторинну обмотку. Тим самим створюється додатковий струм комутації для перезаряду конденсатора, який швидко убуває після її завершення до нуля. Регулюванням моменту ввімкнення додаткових тиристорів можна забезпечити постійний час перезаряду конденсатора незалежно від величини i_b . Швидкість зміни струму комутації обмежує індуктивність L .

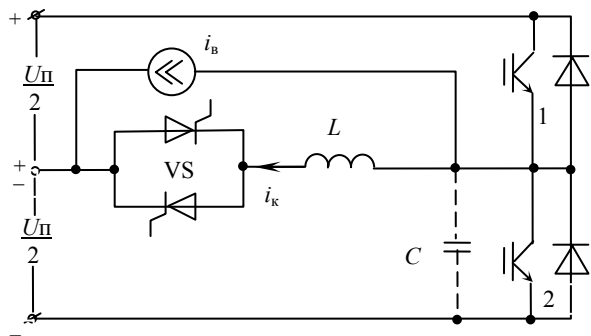


Рис. 7. Приклад реактивної одноопераційної комутації

Реактивна комутація використовує у якості генератора потужності комутації протилежного знаку реактивний елемент (дросель при однорідній комутації другого роду). Прикладом схеми, яка використовує дросельну одноопераційну комутацію, є так званий снабер Мак-Муррі, введений на рис. 7 у схему напівмостового інвертора напруги.

Незадовго перед переключенням силових ключів 1,2 вмикається чотириквADRантний допоміжний ключ VS, що приводить до протікання додаткового струму комутації i_k у тому з силових ключів, який проводить струм навантаження i_b . Струм комутації спрямований згідно з напрямком провідності керованого прикладу. Регулюванням моменту ввімкнення ключа VS можна забезпечити вимикання силового транзистора при постійному струмі незалежно від величини i_b , що дає постійний час перезаряду конденсатора C та після закінчення цього перезаряду ввімкнення чергового силового транзистора при нульовій напрузі на ньому. Ця схема, на думку авторів, є найбільш прийнятною для використання в інверторах з широкодіапазонною широтно-імпульсною модуляцією.

Висновки. 1. Комутаційний процес у колах з ключовими елементами доцільно трактувати як процес зміни миттєвої провідності двополюсника незалежно від фізичної природи цього процесу та швидкості його протікання.

2. У якості енергетичної характеристики комутаційного процесу доцільно використовувати так звану потужність комутації як приріст миттєвої електричної потужності під впливом зміни провідності двополюсника.

3. Реактивна потужність зсуву у колах з ключовими елементами, як і потужність комутації, є наслідком зміни миттєвої провідності елементів. Це трактування є більш загальним порівняно з трактуванням, яке пов'язує зсув з циркуляцією енергії між джерелом живлення та навантаженням.

4. Існує пропорційний зв'язок між потужністю комутації та енергією комутації, яка виділяється у ключових елементах під час комутації та перетворюється у тепло або циркулює між електричним колом і елементами комутаційного захисту – снаберами.

5. За допомогою уведених енергетичних критеріїв може бути виділений клас ключових елементів з одноопераційною комутацією, у якому комплексно вирішуються основи проблеми комутації: обмежуються комутаційні втрати, згладжуються фронти імпульсів і створюються умови для використання одноопераційних напівпровідникових приладів – тиристорів і антистиристорів у схемах автономних перетворювачів.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Северс Р., Блум Р. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для вторичного электропитания. // Пер. с англ. под ред. Смольникова Л.Е. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294с.
- [2] Mochan N., Undeland T.M., Roblins W.P. Power electronics: converters, application and design //New York: John Wiley, 1989. – 667р.
- [3] Шипило В.П. Операторно – рекуррентный анализ электрических цепей и систем. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 312с.
- [4] Гончаров Ю.П., Будьонний О.В., Морозов В.Г., Панасенко М.В. та ін. Перетворювальна техніка, ч.2. За ред. В.С. Руденка. – Харків, Фоліо, 2000.– 360с.
- [5] Emde F. Entohmung. // ETZ, 1930, V.15.
- [6] Маевский О.А., Гончаров Ю.П. Приведенная реактивная мощность электрических цепей с нелинейными элементами. / Электричество, 1967, №3. – с. 22–26.
- [7] Маевский О.А. Энергетические показатели вентиляльных преобразователей. – М.: Энергия, 1978. – 320с.
- [8] Гончаров Ю.П., Панасенко Н.В., Ересью А.В. и др. Силовые полупроводниковые ключи с внутренней обратной связью, действующей на выключение. // Вестник ХГПУ, вып. 106, Харьков, 2000. – с. 67–74
- [9] Iturriz F., Ladoux P. Phase controlled multilevel converters based on dual structure associations. // IEEE Trans on power electronics, V.15, №1, 2000. – p. 92 – 102.

Поступила 4.07.2005

СТОХАСТИЧЕСКИЕ ПЕРЕХОДНЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИЛОВЫХ ЦЕПЯХ ЭЛЕКТРОВЗОВ ПРИ РЕЗКОМ ИЗМЕНЕНИИ НАПРЯЖЕНИЯ НА ТОКОПРИЁМНИКЕ

Костин Н.А., д.т.н., проф., Мищенко Т.Н., Гилевич О.И., к.т.н., доц.

Днепропетровский национальный университет железнодорожного транспорта имени академика В. Лазаряна
Украина, 49010, Днепропетровск, ул. ак. В Лазаряна, 2, ДНУЖТ, кафедра "ТОЭ"
тел. (0562) 7761-237

Запропоновано метод імовірнісного аналізу стохастичних електромагнітних процесів в силових колах електрорухомого складу. Виконані і проаналізовані результати чисельних розрахунків процесів в аварійному режимі зняття та подальшого відновлення напруги на струмоприймачі першого українського електровоза постійного струму ДЕ 1.

Предложен метод вероятностного анализа стохастических электромагнитных процессов в силовых цепях электроподвижного состава. Выполнены и проанализированы результаты численных расчётов процессов в аварийном режиме снятия и последующего восстановления напряжения на токоприёмнике первого украинского электровоза постоянного тока ДЭ 1.

ВВЕДЕНИЕ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Без детального анализа и чёткого знания нормальных и аварийных переходных электромагнитных процессов, протекающих в силовых цепях электроподвижного состава (ЭПС) невозможен процесс создания новых и надёжная безаварийная эксплуатация и ремонт существующего, в том числе и электровозов. А точный расчёт должен учитывать реально действующие факторы.

На вход нелинейной динамической стохастической системы, которую представляет собой электровоз, с точки зрения теории электрических систем, подаётся одно внешнее воздействие – напряжение на токоприёмнике U . Приложенное напряжение U , является постоянным, характеризуется большими непрерывными колебаниями во времени, то есть, представляет собой случайной функцией времени. На рис. 1 приведены реализации напряжения на токоприёмниках электровозов постоянного тока, эксплуатирующихся на Приднепровской железной дороге.

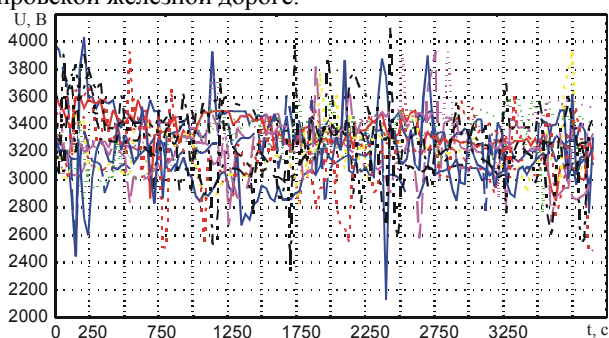


Рис. 1. Реализации напряжения на токоприёмниках электровозов постоянного тока, эксплуатирующихся в Украине

При анализе этих реализаций $U(t)$ (рис. 1) и данных табл. 1 видно, что при номинальном напряжении, равном 3000В, фактические его значения изменяются в пределах от 2131 до 4100В при среднем 3262В. Анализ этих реализаций $U(t)$ (рис. 1) и данные табл. 1 показывают, что при номинальном напряжении, равном 3000В, фактические его значение изменяются в пределах: 2131-4100В при среднем 3262В. Однородный характер колебаний $U(t)$ (рис. 1), а также постоянство во времени функций математического ожидания $m_U(t)$ и дисперсии $D_U(t)$ дают основание считать напряжение $U(t)$ стационарным случайным процессом. Одновременно, вид гистограммы (рис. 2), незначительные величины коэффициентов асимметрии и эксцесса (табл. 1), а также величина вероятности $p=0,15$ (по критерию Пирсона) позволяют считать, что одномерным (в пересечении t_k) распределением напряжения $f(U, t_k)$ есть закон Гаусса с параметрами, приведенными в табл. 1.

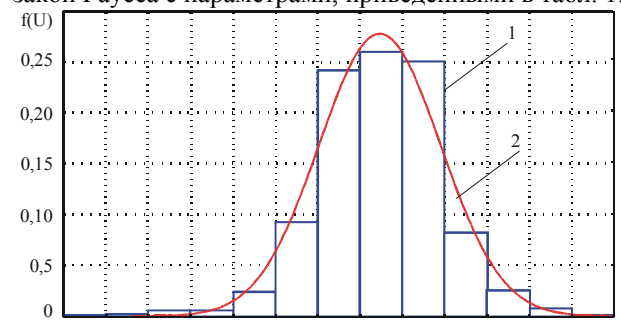


Рис. 2. Гистограмма (1) и теоретический закон (2) распределения случайного процесса $U(t)$

Таблица 1

Вероятностные функции одномерного распределения напряжения на токоприёмнике.

Параметры	$m_U(t)$, В	$D_U(t)$, В ²	$\sigma_U(t)$, В	A_S , от.ед.	E_X , от.ед.
Значение	3270	34970	187	-0,21	-0,11

Учитывая такой характер, $U(t)$ задача расчета стохастических переходных электромагнитных процессов ставится следующим образом: задана нелинейная динамическая система (электровоз), к входу которой прикладывается одно внешнее воздействие – случайная функция напряжения на токоприёмнике

U , необходимо определить несколько величин – токов, которые являются также случайными функциями. Следовательно, надо определить статистические характеристики этих величин (законы распределения, функции математического ожидания и дисперсии).

МЕТОД ВЕРОЯТНОСТНОГО АНАЛИЗА НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ

Определение законов распределения случайного процесса на выходе нелинейной динамической системы оказывается очень сложной и трудоемкой, математической задачей [1,4]. Точное аналитическое решение этой задачи возможно получить лишь для некоторых конкретных простейших нелинейных систем при известных видах внешнего случайного действия и характеристиках нелинейных элементов системы. Поэтому практическое решение поставленной задачи возможно только приближенными методами. Кроме этого, во многих практических задачах моментные функции (и прежде всего, функции математического ожидания $m(t)$, корреляционная функция $K(t, t')$ и функция дисперсии $D(t)$) дают достаточно полное представление о случайном процессе на выходе системы. И, одновременно, в теории линейных систем существуют простые преобразования моментных функций [1]: если случайная функция $X(t)$ с математическим ожиданием $m_x(t)$ и корреляционной функцией $K_x(t, t')$ преобразуется линейным оператором Z в случайную функцию $Y(t) = Z[X(t)]$, то для нахождения математического ожидания $m_y(t)$ случайной функции $Y(t)$ необходимо применить тот же оператор Z к математическому ожиданию случайной функции $X(t)$ (то есть, $m_y(t) = Z[m_x(t)]$), а для нахождения корреляционной функции $K_y(t, t')$ надо дважды применить тот же оператор к корреляционной функции $K_x(t, t')$, то есть, $K_y(t, t') = Z^{(t)}Z^{(t')}[K_x(t, t')]$.

Изложенный метод дает общий путь решения поставленной задачи: статистически линеаризовав заданную нелинейную систему и применяя правила преобразования моментных функций линейных систем, определяем моментные функции случайных процессов – токов на выходе нелинейной системы (электровоза).

В общем случае система дифференциальных уравнений, которая описывает переходные процессы в силовых цепях ЭПС постоянного тока, может быть сведена к дифференциальному уравнению первого порядка с постоянными коэффициентами в нормальной форме (в форме Коши):

$$\frac{dI_k(t)}{dt} = \sum_{i=1}^n a_{ki} \cdot I_i(t) + b_k \cdot U(t) + \sum_{q=1}^s d_{kq} \cdot E_q(t), \quad (1)$$

где

$$E_q(t) = F_q[\Phi_q(t)], \quad (q = 1, 2, \dots, s), \quad (2)$$

а

$$\Phi_q(t) = A_q \cdot I_r(t) + B_q \cdot U(t), \quad (3)$$

где $a_{ki}, b_k, d_{kq}, A_q, B_q$ – постоянные коэффициенты (в общем случае они могут зависеть от времени); n – порядок системы дифференциальных уравнений; s – число нелинейных статических элементов; $I_i(t), I_r(t), I_k(t)$ – случайные процессы на выходе в системы; $U(t)$ – внешнее случайное воздействие на систему (напряжение на токоприемнике); $\Phi_q(t)$ – случайное воздействие на входе нелинейного элемента; $E_q(t)$ – случайное действие на выходе q -го нелинейного элемента; $F_q[\Phi_q(t)]$ – характеристика q -го нелинейного элемента.

Выполним линеаризацию характеристик нелинейных элементов, используя для этого метод статистической линеаризации [3]. Тогда характеристику q -го нелинейного элемента можно записать в виде:

$$E_q = F_q[\Phi_q(t)] \approx K_{q0}(t) \cdot m_{\Phi_q}(t) + K_{q1}(t) \cdot \Phi_q^0(t), \quad (q = 1, 2, \dots, s), \quad (4)$$

где $m_{\Phi_q}(t)$ – математическое ожидание случайной функции воздействия; $\Phi_q(t)$ – на входе q -го нелинейного элемента; $\Phi_q^0(t) = \Phi_q(t) - m_{\Phi_q}(t)$ – центрированная случайная функция воздействия $\Phi_q(t)$; $K_{q0}(t), K_{q1}(t)$ – коэффициенты статистической линеаризации характеристики $F_q[\Phi_q(t)]$ нелинейного элемента. Эти коэффициенты в общем случае могут быть функциями времени:

$$K_{q0}(t) = f_0[m_{\Phi_q}(t), \sigma_{\Phi_q}(t); t], \quad (5)$$

$$K_{q1}(t) = f_1[m_{\Phi_q}(t), \sigma_{\Phi_q}(t); t]. \quad (6)$$

Очевидно, что математическое ожидание $M[E_q(t)] = M[F_q\{\Phi_q(t); t\}] = K_{q0}(t) \cdot m_{\Phi_q}(t)$. (7) так как математическое ожидание центрированной случайной функции $\Phi_q^0(t)$ равно нулю.

Применяя к левой и правой частям уравнений (1) и (3) операцию математического ожидания и учитывая (7), получим, что

$$\frac{dm_{Ik}(t)}{dt} = \sum_{i=1}^n a_{ki} \cdot m_{Ii}(t) + b_k \cdot m_U(t) + \sum_{q=1}^s d_{kq} \cdot K_{q0} \cdot m_{\Phi_q}(t), \quad (k = 1, 2, \dots, n), \quad (8)$$

$$m_{\Phi_q}(t) = A_q \cdot m_{I_k}(t) + B_q \cdot m_U(t), \quad (q = 1, 2, \dots, s). \quad (9)$$

В выражении (8), в соответствии с (5), коэффициенты K_{q0} зависят не только от математических ожиданий $m_{\Phi_q}(t)$, но и от неизвестных среднеквадратических отклонений $\sigma_{\Phi_q}(t)$ случайных действий $\Phi_q(t)$. Поэтому для определения этих $\sigma_{\Phi_q}(t)$, а также среднеквадратических отклонений $\sigma_{Ik}(t)$ искомым случайным процессом в системе рассмотрим

уравнения, полученные путем отнимания уравнений (8) и (9) из соответствующих уравнений (1) и (3). Тогда с учетом (4) получим

$$\frac{dI_k(t)}{dt} - \frac{dm_{lk}(t)}{dt} = \left(\frac{dI_k(t)}{dt} \right)^0 = \sum_{i=1}^n a_{ki} \cdot I_i^0(t) + b_k \cdot U^0(t) + \sum_{q=1}^s d_{kq} \cdot K_{q0} \cdot \Phi_q^0(t), \quad (k=1,2,\dots,n), \quad (10)$$

$$\Phi_q^0(t) = A_q \cdot I_k^0(t) + B_q \cdot U^0(t), \quad (q=1,2,\dots,s), \quad (11)$$

где $I_k^0(t)$, $U^0(t)$, $\Phi_q^0(t)$ – центрированные случайные функции.

Полученная система уравнений (10) – (11) является линейной. И потому решив ее вместе с уравнениями (8) – (9), (5) – (6) методами анализа линейных систем [4,3], определим искомые математические ожидания $m_{lk}(t)$ и среднеквадратические отклонения $\sigma_{lk}(t)$ случайных процессов $I_k(t)$ в системе.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРОВОЗА В РЕЖИМЕ ТЯГИ

Для расчёта стохастических процессов в одном из аварийных режимов первого украинского электровоза ДЭ1 используем предложенный метод.

Резкое изменение напряжения на токоприёмнике, при эксплуатации ЭПС, является наиболее распространенным аварийным режимом. Практика показывает, что при переходном режиме в условиях частых и резких изменений напряжения ухудшаются коммутационные и потенциальные условия на коллекторе тягового двигателя, в результате чего на нем может возникнуть круговой огонь. Этому режиму способствует отключение других электровозов, работающих на линии, коммутация в системе электроснабжения, короткие замыкания в контактной сети, отрыв – касание токоприёмника, гололёд. При этом под режимом резкого изменения напряжения следует различать такие два режима, как полное снятие питающего напряжения, то есть, снижение его до нуля на некоторое время $t_{сн}$ с последующим восстановлением, так и режим повышения (или понижения) толчком питающего напряжения от одного его значения к другому. В статье предложен на рассмотрение первый режим параллельного соединения двух тяговых двигателей электровоза.

В исследуемом режиме снятия питающего напряжения с последующим его восстановлением следует различать стадии: а) при наличии дуги между токоприёмником и контактной сетью (вначале снятия), б) при полном отключении ЭПС (пантографа от контактной сети), то есть, с момента достижения тока нуля, в) при восстановлении напряжения.

Математическая модель электровоза на каждой стадии различна. Для первой стадии снятия напряжения характерно горение дуги, согласно рис. 3, модель на пару главных полюсов будет иметь вид:

$$i_{я} = i_{в} + i_{ш}, \quad (12)$$

$$2R_{дг} \cdot i_{я} + 2R_{в} \cdot i_{в} + 2 \cdot 2p \cdot \sigma_{в} \cdot w_{в} \cdot \frac{d\Phi}{dt} + 2R_{я} \cdot i_{я} + 2L_{я} \cdot \frac{di_{я}}{dt} + 2e(t) = U, \quad (13)$$

$$2R_{в} \cdot i_{в} + 2 \cdot 2p \cdot \sigma_{в} \cdot w_{в} \cdot \frac{d\Phi}{dt} - R_{ш} \cdot i_{ш} - L_{ш} \cdot \frac{di_{ш}}{dt} = 0, \quad (14)$$

$$2\sigma_{вх} \cdot w_{вх} \cdot \frac{d\Phi}{dt} + 2R_{вх}(t) \cdot i_{вх} = 0, \quad (15)$$

$$w_{в} \cdot i_{в} + w_{вх} \cdot i_{вх} = w_{в} \cdot i_{\mu}$$

или, при условии, что $w_{в} = w_{вх}$,

$$i_{в} + i_{вх} = i_{\mu}, \quad (16)$$

где и на рис. 3 $i_{я}$, $i_{в}$, $i_{ш}$, $i_{вх}$ – токи соответственно в обмотке якоря, обмотке возбуждения, шунтирующем контуре, вихревой; p – число пар полюсов обмотки главных полюсов двигателя; $\sigma_{в}$, $\sigma_{вх}$ и $w_{в}$, $w_{вх}$ – коэффициенты рассеяния и число витков соответственно обмотки возбуждения (главных полюсов) и контура вихревых токов; i_{μ} – ток намагничивания станины, который является нелинейной функцией Φ :

$$i_{\mu} = 33,601 - 2536,387\Phi(t) + 2,518 \cdot 10^5 \cdot \Phi^2(t) - 4,031 \cdot 10^6 \cdot \Phi^3(t) + 2,269 \cdot 10^7 \cdot \Phi^4(t); \quad (17)$$

Φ , $\Phi_{св}$, $\Phi_{свх}$ – магнитные потоки соответственно основной (станины), рассеивания в обмотке возбуждения, вихревом контуре; $R_{дг}$ – сопротивление дуги.

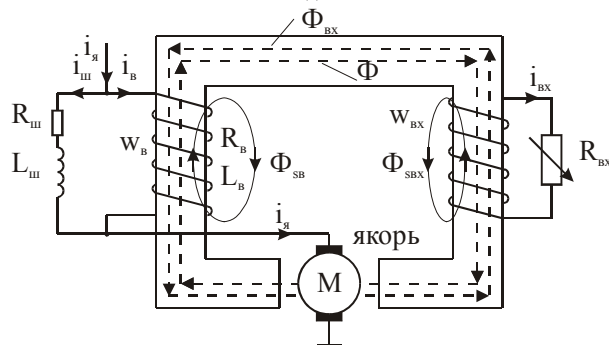


Рис. 3. Электромагнитная схема замещения тягового двигателя

Влияние дуги следовало бы учитывать путём использования её вольт–амперной характеристики. Но, согласно практическим данным [5], падение напряжения в дуге для высоковольтных цепей (в том числе и ЭПС) составляет 2–3 % питающего напряжения, то есть, $R_{дг}$ является «малым параметром» [2] и поэтому дуга может быть учтена как линейный резистор $R_{дг}$.

Учёт вихревого тока, возникающий в станине и в сердечнике главных полюсов тяговых двигателей, как следует из рис. 3, осуществляется эквивалентным короткозамкнутым контуром с числом витков $w_{вх}$ и индуктивно (через Φ) связанным с обмоткой главных полюсов аналогично обмоткам однофазного трансформатора. Активное сопротивление $R_{вх}$ этого контура является переменной величиной, зависящей от

времени развития переходного процесса вследствие постепенного проникновения вихревых ЭДС и токов от периферийных частей магнитопровода его вглубь.

Для второй стадии снятия напряжения, т. е. после разрыва дуги: ток якоря $i_{я}$ достигает нуля ($i_{я} = 0$), сопротивление дуги $R_{дг} \rightarrow \infty$ и $U = 0$. Следовательно, математическая модель содержит систему (14) – (16) и уравнение $i_{в} + i_{ш} = 0$.

Стадия восстановления напряжения описывается системой уравнений (12) – (16), но при условии, что $R_{дг} = 0$.

РЕЗУЛЬТАТЫ И АНАЛИЗ ЧИСЛЕННЫХ РАСЧЁТОВ

На основании изложенной методики и приведённых выше статистических данных распределения напряжения (рис. 1) были выполнены численные расчёты основных переходных величин для следующих данных тягового двигателя электровоза ДЕ1:

$$R_{дг} = 0,22 \text{ Ом}; R_{я} = 0,051 \text{ Ом}; L_{я} = 1,56 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$R_{ш} = 0,005 \text{ Ом}; L_{ш} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}; \sigma_{вх} = \sigma_{в} = 1,25;$$

$$C_w = 156,69; \omega = 170,044 \text{ с}^{-1};$$

$$w_{в} = w_{вх} = 16 \text{ витков}; I_{ном} = 565 \text{ А}.$$

Сопротивления вихревого контура при снятии и восстановлении напряжения соответственно равны:

$$R_{вх}^{сн}(t) = \frac{2,78 \cdot 10^{-3}}{2,55 \sqrt{1 - e^{-1,5 \frac{t}{11,402}}}}; R_{вх}^{вс}(t) = \frac{2,78 \cdot 10^{-3}}{2,55 \left(1 - e^{1,6 \cdot 10^{-3} t}\right)}$$

Ввиду того, что переходные процессы в тяговом двигателе, а значит и во всём электровозе, определяются процессами в магнитопроводе тягового двигателя, прежде всего, в переходных режимах определяли характер изменения магнитного потока $\Phi(t)$.

Результаты численных расчётов переходных процессов на параллельном соединении ОП 3 представлены на рис. 4 – 7 и в табл. 2

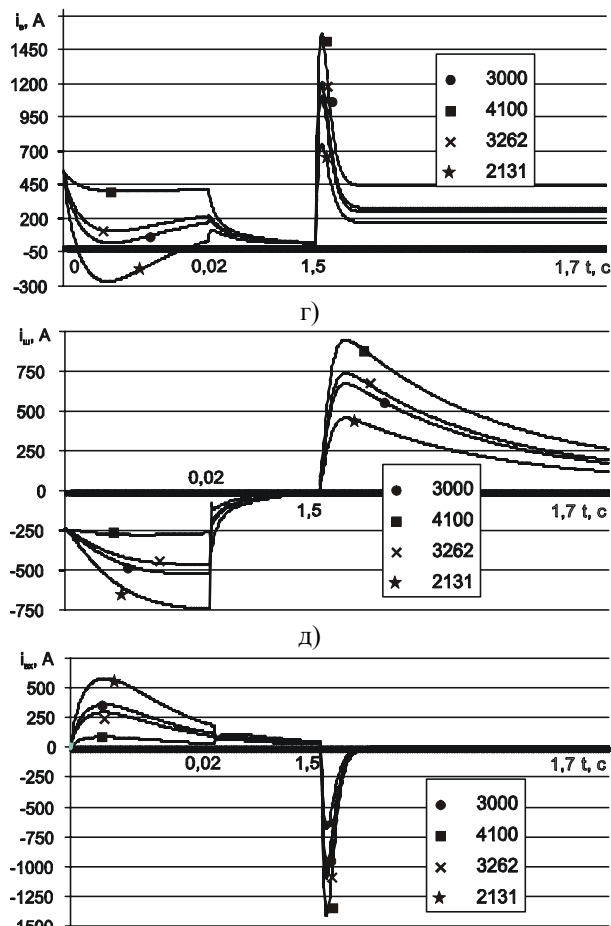
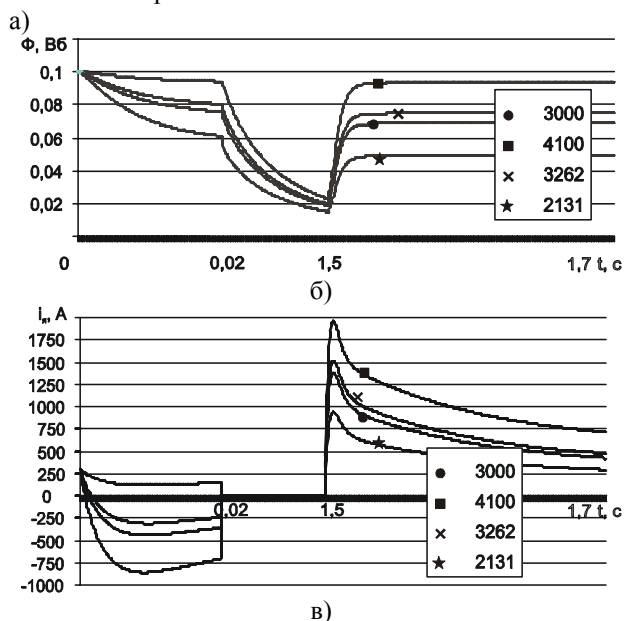


Рис. 4. Временные зависимости изменения переходных магнитного потока Φ (а), тока якоря $i_{я}$ (б), тока обмотки возбуждения $i_{в}$ (в), тока шунтирующей цепи $i_{ш}$ (г) и вихревых токов $i_{вх}$ (д) при времени снятия напряжения $t_{сн} = 0,5 \text{ с}$ и разных напряжениях на токоприёмнике. Периоды процесса: 0–0,02 с – процесс снятия напряжения с дугой, $i_{я} \neq 0$; 0,02–1,5 с – процесс снятия при $i_{я} = 0$; 1,5–1,7 с – восстановление напряжения

В качестве примера, на рис. 4, показаны временные зависимости изменения основных величин – магнитного потока $\Phi(t)$, токов якоря $i_{я}$, обмотки возбуждения $i_{в}$, шунта $i_{ш}$ и $i_{вх}$ – для всех трёх стадий переходных процессов: горения дуги, полного разрыва цепи тягового двигателя ($i_{я} = 0$) и восстановления питающего напряжения.

Проанализировав результаты численных расчётов, приходим к следующим выводам:

1. Как в режиме горения дуги, так и при полном снятии напряжения ($i_{я} = 0$) скорость затухания магнитного потока выше, а его конечное значение заметно ниже при меньшей величине исходного напряжения на токоприёмнике (рис. 4,а). Это обусловлено тем, что при большем U величина Φ и его $\frac{d\Phi}{dt}$ большие, а значит больше и вихревые токи ($i_{вх} = \gamma \cdot \Phi \cdot \frac{d\Phi}{dt}$) и выше их тормозящее действие.

В начальный период снятия напряжения, дли-

тельностью 0,02 С, то есть, во время горения дуги, поток уменьшается экспоненциально и одновременно наблюдается резкое повышение всех токов. При наиболее высоком напряжении $U = 4100$ В и наиболее низком $U = 2131$ В при степени ослабления поля ОП 4 (т.е. $\beta = 0,43$) за время примерно 0,011–0,012 с токи $i_{я}, i_{в}, i_{ш}$ меняют своё направления и возрастают до $(0,21...1,5) \cdot I_{ном}$, $(0,7...0,47) \cdot I_{ном}$ и $(0,49...1,3) \cdot I_{ном}$ соответственно. Длительность действия размагничивающего импульса тока $i_{в}(t)$ составляет (0,02–0,023) С. Бросок вихревых токов достигает $(0,15...1,03) \cdot I_{ном}$.

2. После полного разрыва цепи ($i_{я} = 0$), то есть, при $t > 0,02 - 1,5$ с, скорость затухания магнитного потока резко возрастает и для режимов с исходным $U = 4100$ В и $U = 2131$ В за время снятия $t_{сн}$, равное 1,5 с, величина Φ уменьшается, примерно 45,5 % и соответственно 40,2 % от его установившегося значения. При этом в режиме полного поля характер затухания магнитного потока (и изменения других переходных величин) определяется только вихревыми токами, зависящими от сопротивления $R_{вх}^{сн}$ контура вихревых токов.

3. В режиме ослабления поля при $i_{я} = 0$ на характер и степень затухания $\Phi(t)$, а также на изменения токов, оказывают не только вихревые токи, но и ток $i_{ш}$ шунтирующего контура. Магнитодвижущая сила, создаваемая контуром, частично идёт на поддержание магнитного потока двигателя (что видно из характера изменения токов $i_{в}(t)$ и $i_{ш}(t)$, рис. 4, в и г), а частично на создание потокосцепления индуктивного шунта. При этом токи обмотки возбуждения и шунта снижаются практически до нуля через примерно 1,5 С после снятия напряжения.

4. В режиме восстановления питающего напряжения, в его первые моменты времени, как известно, и как следует из рис. 4, б, наблюдается резкое возрастание (бросок) тока якоря $i_{я}$. А как следует из результатов расчётов, броски имеют место и у тока возбуждения $i_{в}$, и тока шунта $i_{ш}$, и вихревых токов $i_{вх}$ (рис. 4, в, г, д). Причина появления броска тока якоря (а вместе с ним и других токов) заключается в том, что вместе с появлением тока двигателя начинает повышаться и основной магнитный поток, а, следовательно, и противо-ЭДС якоря. Однако это повышение замедленное (рис. 4, а) и поэтому в первые моменты восстановления ток якоря ограничивается только очень малым активным сопротивлением двигателя при достаточно большом появившемся вновь напряжении на токоприёмнике.

5. Как следует из рис. 4, с повышением напряжения амплитуды бросков токов возрастают, причём, чем больше напряжение, тем быстрее происходит нарастание токов. Однако относительное изменение величины амплитуды бросков токов больше, чем относительное изменение величины напряжения. При

$U = U_{ном} = 3000$ В и $t_{сн} \leq 1,5$ с броски тока якоря $I_{я\max}$ превышают номинального значения в 2,45 раза (рис. 4, б) и, следовательно, восстановление питания в этом случае создаёт опасности для двигателей и электровоза в целом.

При заданных неизменных параметрах электрической цепи двигателя и шунтирующей цепи были произведены численные расчёты при различных: 1) степенях ослабления поля $\beta = 0,43; 0,57; 0,65$ и $0,78$; 2) значениях времени снятия напряжения $t_{сн} = 0,5; 1,5$ и $3,0$ с; 3) значениях восстановления напряжения U , как случайной функции (рис. 1–2). Величины бросков токов зависят от значения восстановленного напряжения U , степени ослабления поля β и времени снятия напряжения $t_{сн}$.

В начальные моменты времени, при $t_{сн} \leq 0,1 - 0,15$ с сопротивление $R_{вх}^{сн}$ большое, тем самым $i_{вх}$ и создаваемый им магнитный поток $\Phi_{вх}$ (Рис. 4, а) невелики, противодействие снижению магнитного потока Φ мало и поэтому последний затухает резко. В последующие моменты, при $t_{сн} \leq 0,1 - 0,15$ с точнее на интервале $t_{сн} \leq 0,1 - 0,15$ с, величина $R_{вх}^{сн}$ на 65 % меньше, чем в начальной стадии. Это обуславливает большую величину $\Phi_{вх}$ и тем самым большее противодействие затуханию основного потока $\Phi(t)$, вследствие чего скорость уменьшения последнего снижается.

С увеличением показателя ослабления поля β и времени снятия напряжения $t_{сн}$ математическое ожидание $m_{I_{я\max}}$ (рис. 5) и среднеквадратическое отклонение $\sigma_{I_{я\max}}$ (табл. 2) амплитуды броска тока якоря заметно возрастают. Наибольшее абсолютное значение амплитуды броска тока $I_{я\max}$ наблюдается при $U_{\max} = 4100$ В, $\beta = 0,78$ и $t_{сн} = 3,0$ с; оно равно $4I_{ном}$. Согласно гистограмме Рис. 6, область вероятных значений бросков тока якоря заключена в интервале 63,3–2258,6 А, то есть, $(0,112...4,0) \cdot I_{ном}$, а наиболее вероятными значениями являются значения 377...1631 А.

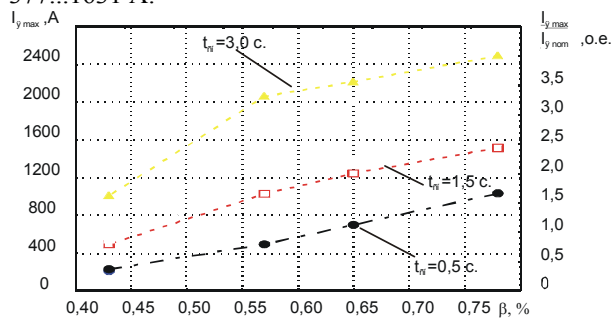


Рис. 5. Значения математического ожидания амплитуды броска тока якоря в зависимости от степени ослабления поля β и времени снятия напряжения $t_{сн}$

Таблица 2

Значения среднеквадратического отклонения величины амплитуды броска тока якоря $\sigma_{I_{я\max}}$ (в амперах) в зависимости от степени ослабления поля β и времени $t_{сн}$ снятия напряжения

Степень ослабления поля, β	Время снятия напряжения, с		
	0,5	1,5	3
0,78	114,8	169,8	183,7
0,65	83,0	144,5	170,0
0,57	66,2	124,2	62,5
0,43	16,8	27,7	35,0

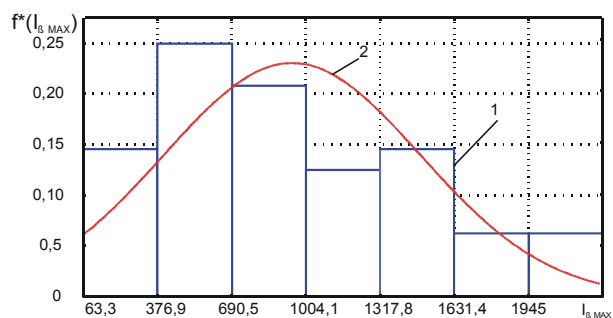


Рис. 6. Гистограмма (1) и теоретическое распределение по Гауссу (2) максимального значения тока якоря при времени снятия напряжения $t_{сн} = 0,5; 1,5; 3,0$ с и случайных напряжениях на токоприёмнике U в момент восстановления напряжения

Аналогично, анализ данных статистического закона распределения рис. 7 свидетельствует, что броски тока в обмотке возбуждения составляют от 107,2 до 1782,3 А, то есть, $(0,2...3,15) \cdot I_{НОМ}$, а наиболее вероятными значениями являются 347...1304 А.

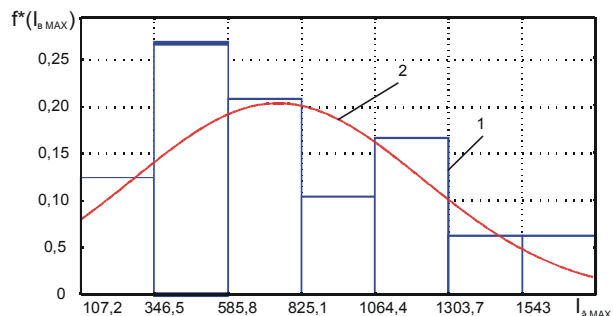


Рис. 7. Гистограмма (1) и теоретическое распределение по Гауссу (2) максимального значения тока обмотки возбуждения при времени снятия напряжения $t_{сн} = 0,5; 1,5; 3,0$ с и случайных напряжениях на токоприёмнике U в момент восстановления напряжения

Броски тока в шунтирующем контуре 1,5...2,0 раза меньше, чем в обмотке возбуждения.

Возникающие перенапряжения на обмотках якоря и обмотке возбуждения, достигающие соответственно 1000 и 3100 В.

ВЫВОД

Даже при $U = U_{НОМ} = 3000$ В в режиме ОП 4 и времени снятия напряжения менее 1,5 с броски тока якоря уже превышают номинальное значение и, следовательно, восстановление напряжения в этих режимах создаёт опасность для двигателя и электровоза в целом. В наиболее неблагоприятных условиях режима восстановления максимальное значение тока якоря достигают $4I_{НОМ}$, обмотки возбуждения – $3,1-3,2I_{НОМ}$, а броски тока в шунтирующем контуре в 1,5...2 раза меньше, чем в обмотке возбуждения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Вентцель Е.С. Теория вероятностей. – М.: Наука, 1969. – 576с.
- [2] Зевеке Г.В. и др. Основы теории цепей. М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.
- [3] Казаков Н.Е., Доступов Б.Г. Статистическая динамика нелинейных автоматических систем. – Москва: Гос. изд. физ.-мат. лит.-ры, 1962.–331с.
- [4] Лившиц Н.А., Пугачёв В.Н. Вероятностный анализ систем автоматического управления. – М.: Советское радио, 1963. – Т.1 –482с.; Т.2 – 895с.
- [5] Лозановский А.Л. Исследование токовых нестационарных режимов в силовых цепях электровозов методом физического моделирования: Автореф. дис...канд.наук / Всесоюзный научно-исслед. ин-т. – М., 1963 – 20с.

Поступила 18.05.2005

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЛАБОРАТОРНО-ПРАКТИЧЕСКИХ ЗАНЯТИЙ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ ЗА СЧЕТ КОМПЬЮТЕРИЗАЦИИ УНИВЕРСАЛЬНОГО ЛАБОРАТОРНОГО ОБОРУДОВАНИЯ

Бусел Н.П., к.т.н., доц.

Государственное учреждение высшего профессионального образования "Белорусско-Российский университет"
Беларусь, 212005, Могилев, пр-т Мира 43, ГУВПО "БРУ", кафедра "Электротехника и электроника"
тел. (+375) 0222 228970, E-mail: jsk@mgtu.mogilev.unibel.by, ntp@mogilev.by

Михальцов А.П., к.т.н., Мурга В.В.

УП НТП "Центр"

Беларусь, 212007, Могилев, б-р Юбилейный, 7б
тел. (+375) 0222 32-41-29

Рассматриваются достоинства концепции тесной взаимосвязи лабораторных исследований для получения первичных практических знаний с теоретическими аспектами анализа процессов в электротехнических устройствах и подтверждения расчетных результатов в лабораторных условиях.

Основываясь на утвердившейся результативной практике освоения электротехнических дисциплин, сочетающей обязательные лабораторные исследования и практические занятия, подчеркнем, что в условиях неизбежного ужесточения временных рамок в сегодняшних учебных планах особое внимание следует уделить лабораторно-практическим занятиям, наиболее успешно реализующим концепцию, которую можно трактовать как сочетание созерцания не до конца осознанного (лабораторные исследования простейших элементов и процессов), теоретического осмысления электротехнических задач (практические занятия) и, наконец, оценки достоверности теоретических знаний на практике (лабораторные измерения для уяснения рациональных режимов работы электротехнических устройств [1-3].

Реальные возможности компьютеризации лабораторного оборудования в сочетании с глубоко продуманной его универсальностью открывают исключительно плодотворные подходы и приемы построения учебного процесса, основанного на заинтересованности студента получить реальные знания, соревновательности в вопросах освоения дисциплины и, что крайне важно, рационального использования трудовых затрат.

Обращаясь, например, к опыту эксплуатации универсального лабораторного комплекса "Электрик" [3] на кафедре "Электротехника и электроника" Белорусско-Российского университета сошлемся на отдельные примеры успешной реализации упомянутой выше концепции построения лабораторно-практических занятий.

Раздел цепей постоянного тока на стенде представлен мостовой измерительной схемой с резистивным и генераторным датчиками с питанием от полупроводникового параметрического стабилизатора напряжения, что позволяет уяснить условия равновесия схемы, задать обоснованные пределы изменения параметров датчиков, рассчитать и проверить экспериментальные выходные характеристики, причем расчетные значения отдельных точек находятся не-

сколькими рабочими звеньями студентов, а результаты расчетов сопоставляются с экспериментальными результатами и такой прием повышает активность и ответственность большинства студентов в процессе занятий. Следует отметить также, что мостовая цепь позволяет эффективно освоить практически все основные методы расчета и сопоставить их трудоемкость.

С другой стороны, реализация первичного источника постоянного напряжения на основе управляемого мостового тиристорного выпрямителя позволяет в дальнейшем вернуться к мостовой цепи с резистивным датчиком, но при использовании ее в качестве нагрузки полупроводникового параметрического стабилизатора напряжения в качестве практического примера нелинейной цепи постоянного тока.

Вторым примером выберем электрические цепи переменного тока, представляющие собой комбинации из двух индуктивных сопротивлений, группы резисторов и батареи конденсаторов, что позволяет построить первичные эксперименты по определению параметров индуктивных элементов, а далее рассмотреть способы их соединения с резистивными и емкостными.

Наиболее ёмкую практическую направленность здесь имеет работа по исследованию влияния коэффициента мощности потребителя на коэффициент полезного действия и потерю напряжения в линии электропередачи, где преднамеренно акцентируется внимание на большей достоверности расчетных оценок к.п.д. и потери напряжения.

Подчеркнем также, что известные результаты исследований параметров элементов и простейших электрических цепей, позволяют упростить лабораторные измерения в более сложных случаях, например, в четырехпроводной трехфазной цепи, где представляется возможным ограничиться двухэлементным ваттметром, а мощность третьей фазы вычислить и в конечном счете сопоставить расчетные результаты для всей цепи с измеренными, а также выпятить значимость нейтрального провода.

Обращаясь далее к вопросу построения механической характеристики асинхронного короткозамкнутого двигателя ограничимся известными расчетными формулами на основе схемы замещения [2]

$$M = \frac{m \cdot p \cdot U_{\phi}^2 \cdot R'_2 / s}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot [(R_1 + R'_2 / s)^2 + X_k^2]} \quad (1)$$

или

$$M = \frac{2 \cdot M_k}{s / s_k + s_k / s}, \quad (2)$$

и подчеркнем, что обе они не учитывают важный физический аспект, именуемый вытеснением тока ротора и связанный с ним эффект изменения активного сопротивления фазы ротора. На практике это приводит к грубейшим отличиям расчетной характеристики двигателя от реальной при скольжениях, превышающих критическое значение.

Для устранения этой принципиальной неувязки в сопоставлении теории и практики асинхронного электродвигателя в работе [4] предложена модификация соотношения (1) за счет отыскания значений параметров схемы замещения из условия обеспечения паспортных значений момента двигателя в номинальном и пусковом режимах.

Отсылая читателя к работе [4], приведем конечные формулы для параметров схемы замещения

$$\begin{aligned} X_k &= \frac{m \cdot p \cdot U_{\phi}^2}{4 \cdot \pi \cdot f \cdot K_m \cdot M_H}; \\ R_1 &= \frac{m \cdot p \cdot U_{\phi}^2 \cdot s_H}{4 \cdot \pi \cdot f \cdot M_H} \cdot \left(1 + \sqrt{1 - \frac{1}{K_M^2}} \right); \\ K_{2п} &= \frac{K_m}{K_H} \cdot X_k - R_1 - \sqrt{\left(\frac{K_m}{K_H} \cdot X_k - R_1 \right)^2 - (R_1^2 + X_k^2)}; \\ R'_2 &= \frac{R_1 \cdot (1-s) + R'_{2п} \cdot (s-s_H)}{1-s_H} \end{aligned} \quad (3)$$

где $R'_{2п}$ - приведенное активное сопротивление фазы ротора при пуске; K_m - коэффициент перегрузочной способности по моменту; K_H - кратность пускового момента.

При подстановке значений X_k , R_1 , R'_2 (3) в формулу (1) расчетная зависимость момента двигателя от скольжения хорошо согласуется с реальной механической характеристикой практически во всем диапазоне скольжений.

Предложенная методика построения расчетной механической характеристики асинхронного короткозамкнутого электродвигателя хотя и требует более трудоемких вычислений, однако при компьютеризации процесса вычислений оказывается предпочтительной с позиций большей согласованности ее с реальными процессами в электродвигателе, которые и представляют для студента наибольшую значимость.

В заключение подчеркнем, что компьютеризация универсального лабораторного комплекса существенно расширяет информативные возможности лабораторно-практических занятий и на наш взгляд [3] позволяет рассматривать такое оборудование в качестве базового элемента электротехнической под-

готовки инженера даже с элементами научных исследований по основным разделам электротехники.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] О структуре курса электротехники для неэлектротехнических специальностей вузов. А.Г. Зброк. - Сб. науч.-метод. статей по электротехнике, 1980, вып. 8. - С. 129-135.
- [2] Электротехника: Учеб. для неэлектротехн. спец. вузов / Зайдель Х.Э., Коген-Далин В.В., Крымов В.В. и др.: Под ред. В.Г. Герасимова. - 3-е изд., перераб. и доп. - М.: Высш. шк., 1985. - 480с., ил.
- [3] Бусел Н.П., Писарик В.В., Сасин А.В., Михальцов А.П. Универсальный лабораторный комплекс с компьютерным обеспечением базовый элемент электротехнической подготовки инженера // Электротехника и электромеханика. - 2005. - С.98-100.
- [4] Бусел Н.П., Писарик В.В. Анализ механических характеристик асинхронного электродвигателя на основании паспортных номинальных параметров. Трансформаторы и электрические машины: Межвузовский науч.-метод. сборник / Под ред. Б.А. Волынского. - Калинин, 1986. - С.59-63.

Поступила 01.09.2005

ELECTROMAGNETIC TERRORISM: NEW HAZARDS

V. Gurevich, Ph.D

Israel Electric Corp., Central Electric Laboratory

POB10, Haifa 31000, Israel, fax: (++1) 603-308-5909, E-mail: gurevich2@bezeqint.net

Спроба повернути увагу до небезпеки нового виду тероризму: електромагнітного. Приведені відомості з відкритих джерел про історію створення нового виду зброї, про країни, компанії і фахівців, що займають лідируюче положення в цій області. Показано, що сучасні електроенергетичні об'єкти дуже вразливі щодо навмисних електромагнітних впливів, враховуючи широке застосування мікропроцесорної техніки і комп'ютерів в умовах, коли вже сьогодні на ринку є технічні засоби, що дозволяють здійснювати атаки на такі об'єкти.

Попытка привлечь внимание к опасности нового вида терроризма: электромагнитного. Приведены сведения из открытых источников об истории создания нового вида оружия, о странах, компаниях и специалистах, занимающих лидирующее положение в этой области. Показано, что современные электроэнергетические объекты весьма уязвимы в отношении преднамеренных электромагнитных воздействий из-за широкого применения микропроцессорной техники и компьютеров в условиях, когда уже сегодня на рынке имеются технические средства, позволяющие осуществлять атаки на такие объекты.

The theory behind the *E-bomb* was proposed in 1925 by physicist Arthur H. Compton not to build weapons, but to study atoms. Compton demonstrated that firing a stream of highly energetic photons into atoms that have a low atomic number causes them to eject a stream of electrons. Physics students know this phenomenon as the *Compton Effect*. It became a key tool in unlocking the secrets of the atom. Ironically, this nuclear research led to an unexpected demonstration of the power of the Compton Effect, and spawned a new type of weapon. In 1958, nuclear weapons designers ignited hydrogen bombs high over the Pacific Ocean. The detonations created bursts of gamma rays that, upon striking the oxygen and nitrogen in the atmosphere, released a tsunami of electrons that spread for hundreds of miles. Street lights were blown out in Hawaii and radio navigation was disrupted for 18 hours as far away as Australia. The United States set out to learn how to "harden" electronics against this electromagnetic pulse (EMP) and develop EMP weapons.

Now, intensive investigations in electromagnetic weapons field are being carried out in Russia, the USA, England, Germany, and China. In the USA such research is carried out by the biggest companies of the military-industrial establishment, such as TWR, Raytheon, Lockheed Martin, Los Alamos National Laboratories, the Air Force Research Laboratory at Kirtland Air Force Base, New Mexico, and many civil organizations and universities.

In the 1990's the U.S. Air Force Office of Scientific Research set up a five-year Multidisciplinary University Research Initiative (MURI) program to explore microwave sources. One of those funded was the University of New Mexico's Schamiloglu, whose lab is located just a few kilometers down the road from where the Shiva Star sits behind tightly locked doors.

The German company "Rheinmetall Weapons and Munitions" has also been researching E-weapons for years and has test versions.

The EMP shell was designed following revelations that Russia was well ahead of the West in the development of so-called radio-frequency weapons. A paper given at a conference in Bordeaux in 1994 made it clear that the Russians believed it possible to use such weapons to disable all of an enemy's electronic equipment. Written by Dr. A. B. Prishchepenko, Deputy Director of Scientific Center "Sirius", Member-correspondent of the Russian

Academy of Military Sciences and entitled "Radio Frequency Weapons on the Future Battlefield", it described Soviet research dating back to the late forties, provoking near panic among western military planners (A.B. Prishchepenko, V.V. Kiseljov, and I.S. Kudimov, "Radio Frequency Weapon at the Future Battlefield", *Electromagnetic environment and consequences*, Proceedings of the EUROEM94, Bordeaux, France, May 30-June 3, 1994, part 1, p. 266-271). It gave credence to the nightmare scenario of a high-technology war in which all the radio, radar and computer systems on which their weapons depended would be disabled, leaving them completely defenseless. Then two years ago it emerged that the Russians had developed an electro-magnetic device, a so-called *E-Bomb*, capable of disabling electrical and electronic systems, which could be carried in a briefcase. Amid intelligence reports showing that the Irish IRA had discussed the possibility of paralyzing the City of London with an E-Bomb, British research in that technology was stepped up.

Today in Russia electromagnetic weapons are being developed by huge research and production institutions like the Scientific Association for High-Temperatures (OIVT), consisting of the following Moscow organizations: the Institute of High Temperatures of Academy of Sciences; the Institute of Thermal Physics of Extremal States; the Institute of Theoretical and Applied Electrodynamics; the Research-and-Development Center of Thermal Physics of Impulse Excitations, and the proving ground in Bishkek; in addition the All-Russian Scientific Research Institute of Experimental Physics in Sarov (Arzamas-16) in the Nizhni Novgorod region; the All-Russian Scientific Research Institute of Technical Physics in Snezhinsk (Chelyabinsk-70). In spite of the economic crisis in Russia and a lack of money for many military programs, the government allocates money to these institutions. For example, recently in Moscow for the Scientific Association OIVT, a new building with an area of 1.5 thousand square meters has been built.

As of late, many projects of past age have been declassified and are freely sold today. For example, the Institute of High Current Electronics of the Russian Academy of Sciences in Tomsk (HCEI SB RAS) offers at free sale ultra-wideband high-power sources of directional electromagnetic radiation (Fig.1).

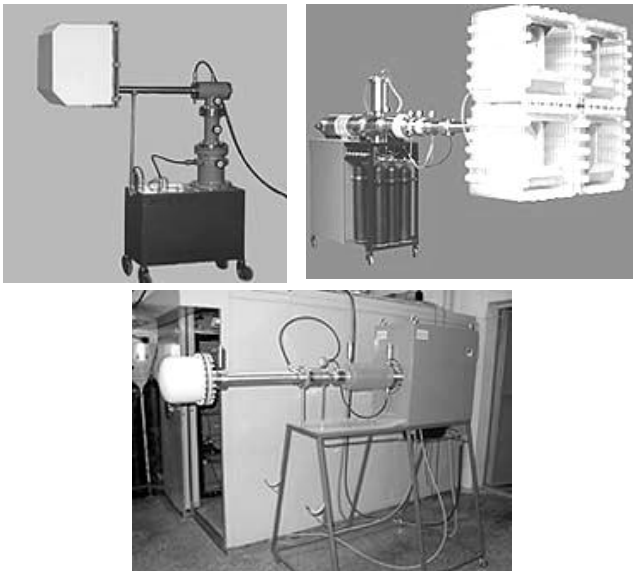


Fig. 1. Compact ultra-wideband generators of directional pulse electromagnetic radiation with power output of 100 – 1000 Megawatts (Institute of High Current Electronics, Russia)

As the technology of military RF weapons matures, such weaponry also becomes affordable and usable by criminals and terrorists. Both cheap low-tech and expensive high-tech weapons exist. High-power sources and other components to build EM weapons are available on the open market and proliferate around the globe, Fig. 2.

One potential ingredient made available by the military is old radars, sold when facilities close down. Anything that operates between 200 MHz and 4 or 5 GHz seems to be a real problem. The reason they are for sale is that they are not very effective. Radar technology has improved drastically, but the radar doesn't need to be the newest technology to cause problems to electronic equipment and systems that aren't prepared for an intentional EM threat. Intentional EMI includes both pulses and continuous-wave signals, in two basic forms. One is high-power microwave (HPM), a continuous-wave signal at a given frequency that continues for a microsecond or two at a Gigahertz, like radar. The other is ultra-wideband, which is essentially a fast pulse produced by a radar using pulse techniques rather than a continuous wave. These threats can be packaged in a mobile van or even a suitcase. The effective ranges decrease with size, but even a suitcase-sized threat is widely available. According to Peter Cotterill, managing director of MPE Ltd. (Liverpool, UK), an electromagnetic bomb in a suitcase with a range possibly as high as 500 m can be purchased on the Internet at the cost of only \$100,000. Terrorists could use a less expensive, low-tech approach to create the same destructive power. "Any nation with even a 1940's technology base could make them," says Carlo Kopp, an Australian-based expert on high-tech warfare. "The threat of E-bomb proliferation is very real." POPULAR MECHANICS estimates a basic weapon could be built for \$400.

Nowadays there are no measures preventing distribution of electronic weapons. Even if agreements on limitation of distribution of electromagnetic weapons are reached, they won't be able to solve the problem of accessibility of required materials and equipment.

One cannot rule out the possibility of leakage of electromagnetic weapons technology from countries of

the former USSR to third world countries, or to terrorist organizations, as the former really face great economic difficulties. The danger of distribution of electromagnetic weapons is quite real.

Today it is possible to find finished drawings and descriptions of generators of directional high frequency radiation based on household microwave ovens on the Internet (see: www.powerlabs.org, www.voltsamps.com, etc).

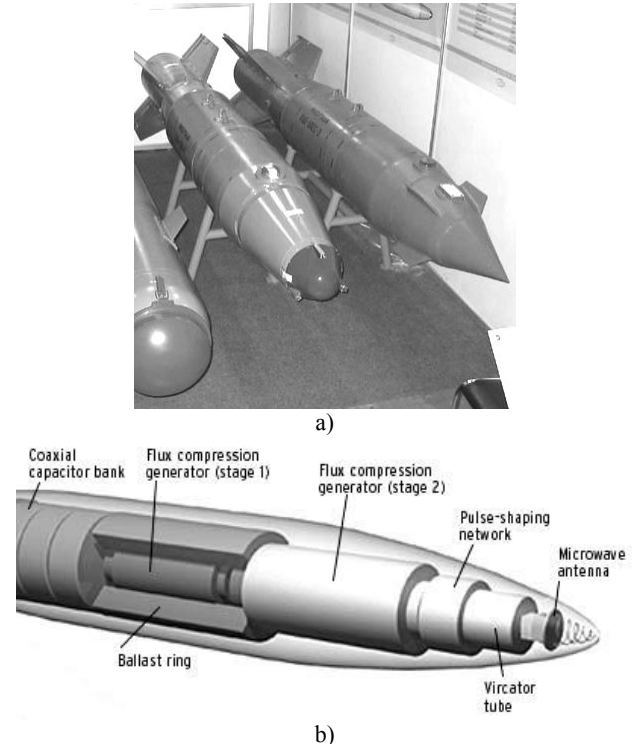


Fig. 2 Electromagnetic Bombs
a - Russian GPS-guided KAB-500S type Electromagnetic Bomb (right); b - typical construction of an E-bomb

Problems of "electromagnetic terrorism" capable of causing man-caused accidents on a national scale similar to that which happened in New-York in August 2003, were formulated in an article by Manuel W. Wik (now chief engineer and strategic specialist on future defense science and technology programs at the Defence Materiel Administration, Stockholm) "Electromagnetic Terrorism – What are the Risks? What can be Done? ", Published in 1997 in the "International Product Compliance Magazine". Here is what that article says on the subject:

"Although electromagnetic terrorism is not often discussed in public, as it is potentially an extremely sensitive issue, there needs to be wider public awareness of the threats posed and a better understanding of the consequent risk-management strategies required. Nevertheless, with the gradual development of smaller equipment that can be used to produce short, intense electromagnetic pulses capable of damaging the controls of much electronic equipment, electromagnetic terrorism is increasingly something that needs to be considered during the compliance-planning route. Thus, although it is important that neither the details of electromagnetic (EM) interaction with particular systems nor specific vulnerabilities should be made public, public awareness of the potential threats and, indeed, a better understanding of the relevant risk-management strategies need to be more widely disseminated. Electromagnetic terrorism (EM terrorism) is the intentional, malicious generation of electromagnetic energy, introducing noise or

signals into electric and electronic systems, thus disrupting, confusing or damaging these systems for terrorist or criminal purposes. EM terrorism can be regarded as one type of offensive information warfare. EM terrorism needs to be considered more carefully in the future because information and information technology are increasingly important in everyday life".

Electronic components and circuits, such as microprocessors, are working at increasingly higher frequencies and lower voltages and thus are increasingly more susceptible to electromagnetic interference (EMI).

At the same time, there have been rapid advances in radio frequency (RF) sources and antennae and there is an increasing variety of equipment capable of generating very short RF pulses that can disrupt sophisticated electronics. Intentional electromagnetic interference (EMI) poses a significant threat worldwide. Until recently, industry has been resistant to addressing the issue, but the International Electrotechnical Commission (IEC) is beginning to develop methods to fight criminal EMI.

The possibility of intentional EMI has come under the scrutiny of the United States Congress. Representative Jim Saxton of New Jersey and Representative Roscoe Bartlett of Maryland have held several investigations concerning this threat and have lobbied Congress for funds for appropriate research. As early as February 1998, Saxton began holding hearings on the proliferation and threat of RF weapons.

The issue of intentional EMI has also begun to be addressed at international conferences. The 1999 International Zurich Symposium on EMC held the first workshop on intentional EMI, with nearly 200 people in attendance. The 2001 Zurich Symposium was the culmination of several years of work in the field of intentional EMI. This symposium included the first refereed session on intentional EMI. The threat of intentional EMI is not limited to RF energy. Most of the emphasis in this area has been on radio-frequency fields but the issue of injecting directly into power and telecom systems has been overlooked. Yuri Parfenov and Vladimir Fortov, of the Russian Academy of Sciences Institute for High Energy Densities, recently experimented with injection of disturbances into power lines outside a building and found that the signals penetrate very easily and at a high enough voltage to cause damage to computers inside the building. Additionally, radiated fields often become a conducted threat due to coupling of RF energy to exposed wires.

It is astonishing that numerous research projects devoted to EM terrorism are concerned with the EMI impact on such objects as communication systems, telecommunications, air-planes, computers, but there are practically no projects devoted to investigation of resistance of microprocessor-based relays to EMI, malfunctioning of which can lead to high consequences. However, it is obvious without any investigations that microprocessor based relays are more prone to EMI impact than electromechanical and even analog electronic ones.

In addition, it turns out that "electromagnetic terrorism" is not the only form of modern remote terrorism to which microprocessor-based relays are prone. There are also electronic intrusions called *cyber-attacks*.

A cyber intrusion is a form of electronic intrusion where the attacker uses a computer to invade electronic assets to which he or she does not have authorized access. The IEEE defines *electronic intrusions* as:

Entry into the substation via telephone lines or other electronic-based media for the manipulation

or disturbance of electronic devices. These devices include digital relays, fault recorders, equipment diagnostic packages, automation equipment, computers, PLC's, and communication interfaces.

A cyber-attack can be an intrusion as described above, or a *denial of service attack* (DOS) where the attacker floods the victim with nuisance requests and/or messages to the extent that normal services and functions cannot be maintained. A DOS attack is also called a *flood attack*. A *distributed DOS attack* (D-DOS) is a flood attack launched simultaneously from multiple sites.

Tools for attacking computer-based control equipment by telephone and network connection are free and widely available over the Internet. There are literally dozens of Web sites devoted to hacking, usually providing downloadable programs or scripts to help the novice hacker get started.

Nowadays hackers' attacks are becoming terrorist weapons. Real cases of terrorist attacks of this kind are usually kept secret, but some are already known. For example, an attempt to damage the Israeli power system with the help of a hacker's attack was prepared by the "Special Services" of Iran for several months in 2003. Fortunately, the security service of the Israel Electric Corp. managed to block these attacks. As attacks of this kind to the main national computer systems of Israel have become more frequent, within Israeli Counter-Intelligence and Internal Security Service (SHABAK) there is a special subdivision for counteraction to such attacks.

But this problem is not only actual for Israel. The North American electric power network is vulnerable to electronic intrusions (a.k.a. cyber-attacks) launched from anywhere in the world, according to studies by the White House, FBI, IEEE, North American Electric Reliability Council (NERC), and National Security Telecommunications Advisory Committee (NSTAC). At the heart of this vulnerability is the capability for remote access to control and protection equipment used by generation facilities and Transmission and Distribution (T&D) utilities. Remote access to protective equipment historically has been limited to proprietary systems and dedicated network connections. Now, however, there is an increased use of public telephone services, protocols, and network facilities, concurrent with a growing, more sophisticated, worldwide population of computer users and computer hackers which is why special services of many countries had to create special subdivisions to fight this dangerous phenomenon. In Russia in particular, it is the Federal Agency of Governmental Communication and Information (FAQCI) that tackles these problems.

Is there a solution for this situation?

Probably yes, if:

- We completely replace all electric wires connected to microprocessor relays, including current and voltage circuits, with non-conductive fiber-optical wires;
 - Use opto-electronic CT and VT, instead of traditional instrument transformers;
 - Provide full galvanic separation from the power electric network by using a power supply of microprocessor relays to carry through the unit "motor generator";
 - The microprocessor based relays should be placed in a completely closed metal case made with a special technology, used for ultrahigh frequencies in which there are no other kinds of the electric equipment,
- This is the price necessary to pay for progress in the field of relay protection!

Поступила 11.05.2005

О КЛАССАХ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ

Мясников В.Е.
СКБ НПО "Электроаппарат"
Украина, 61017, Харьков, ул. Котлова, 106
тел. (057) 712-90-43

Приведен анализ существующей классификации электротехнических изделий по способу защиты человека от поражения электрическим током. Предложена новая система показателей электробезопасности. Преимущества предложенной системы – расширение перечня технических решений до 12 классов и дифференциация их по уровню обеспечиваемой электробезопасности. Предложенная классификация рекомендована для использования во вновь разрабатываемых международных стандартах.

Приведений анализ існуючої класифікації електротехнічних виробів за способом захисту людини від поразки електричним струмом. Запропонована нова система показників електробезпеки. Переваги запропонованої системи – розширення переліку технічних рішень до 12 класів і диференціація їх по рівню забезпечуваної електробезпеки. Запропонована класифікація рекомендована для використання в міжнародних стандартах, що знов розробляються.

Многообразие технических решений по обеспечению защиты человека – оператора от поражения электрическим током при эксплуатации электротехнических изделий (ЭТИ) не укладывается в рамки существующей классификации показателей электробезопасности ЭТИ. Используемые для обеспечения электробезопасности ЭТИ технические решения предусматривают следующие способы защиты:

1. Защита человека – оператора изоляцией (основной, двойной, усиленной). Защита основной изоляцией предусмотрена для ЭТИ класса по способу защиты человека от поражения электрическим током (далее – класса) 0. Защита человека – оператора двойной или усиленной изоляцией предусмотрена для ЭТИ класса II.
2. Защита человека – оператора изоляцией в сочетании с заземлением металлических нетоковедущих частей ЭТИ предусмотрена для классов 0I, I.
3. Защита человека – оператора безопасным сверхнизким напряжением источника питания предусмотрена для изделий класса III.

Кратко изложенная выше существующая классификация показателей электробезопасности не охватывает используемые в ЭТИ для защиты человека – оператора средства аварийного отключения (предохранители, автоматические выключатели), оболочки, блокировки (предотвращающие возможности прямого контакта человека – оператора с токоведущими частями изделий, находящимися под напряжением), электрическое разделение сети. Существующая классификация показателей электробезопасности предусматривает разбивку одного способа осуществления защиты от поражения электрическим током (заземления) на два независимых класса – 0I и I, что нелогично, при этом ни одним из этих классов не охвачено заземление опорной (привалочной) поверхностью, контактирующей с заземленной металлической конструкцией, то есть заземление без элемента для заземления, широко используемое в различных конструкциях электротехнических изделий. Кроме того, различные способы защиты ЭТИ обеспечивают различные уровни безопасности человека – оператора, что в существующей классификации способов защиты человека – оператора от поражения электрическим током никак не отражено. Предлагаемая классификация способов защиты человека – оператора от поражения электрическим током лишена перечисленных выше недостатков. Эта классификация охватывает следующие способы защиты человека – оператора:

- Защита основной изоляции;
- Защита двойной или усиленной изоляцией;
- Защита заземлением металлических нетоковедущих частей;
- Защита средствами аварийного отключения (по току перегрузки и (или) короткого замыкания; по току утечки через изоляцию) и (или) оболочкой, блокировками, электрическим разделением сети в сочетании с указанными выше способами защиты;
- Защита безопасным сверхнизким напряжением источника питания.

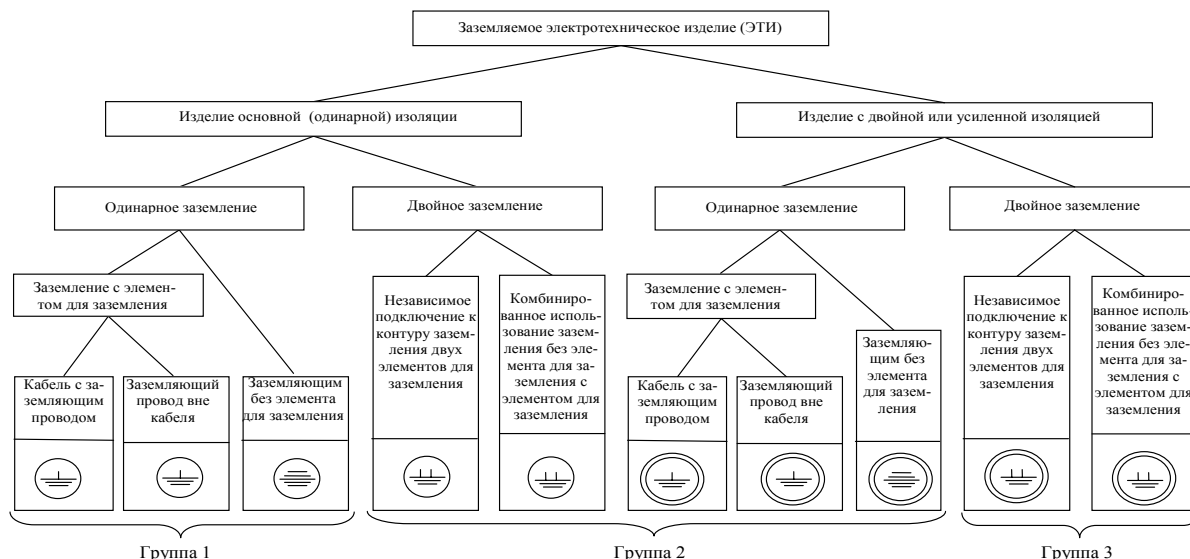
Классификация способов заземления ЭТИ приведена на рисунке. В этой классификации сочетаются различные уровни металлических нетоковедущих частей от токоведущих (основная, двойная или усиленная изоляция) с различными вариантами осуществления заземления (одинарное или двойное заземление). Предполагается, что надежность двойного заземления выше надежности одинарного заземления, что очевидно. В результате все разнообразие вариантов заземления ЭТИ сведено в три группы, причем более высокому номеру группы соответствует более низкий уровень безопасности человека – оператора.

Приведенные на рисунке символы дают наглядное представление о сочетании уровня изоляции металлических нетоковедущих частей от токоведущих с вариантом осуществления заземления ЭТИ.

С учетом используемых в ЭТИ (в том числе и в комбинациях) способов защиты от поражения электрическим током могут быть обеспечены различные уровни безопасности человека – оператора:

- Нормальный (А);
- Усиленный (В);
- Повышенный (С);
- Высокий (D);
- Максимальный (Е).

Предлагаемые варианты сочетания способов защиты с обеспечиваемыми уровнями безопасности человека – оператора приведены в таблице: они являются классами электрической безопасности ЭТИ согласно предложенной классификации – более дифференциальной, информативной и всеохватной, чем существующая в настоящее время. Предложенная классификация электрической безопасности ЭТИ включает, таким образом, двенадцать классов: 1А; 2В; 3В; 3С; 3D; 4В; 4С; 5С; 5D; 5Е; 6С; 6Е.



Способы заземления электротехнических изделий и их символические обозначения:

элемент символа \bigcirc обозначает одинарную изоляцию металлических нетоковедущих частей ЭТИ от токоведущих, а элемент $\underline{\underline{\bigcirc}}$ - одинарное заземление ЭТИ. Элемент символа \bigcirc обозначает двойную изоляцию металлических нетоковедущих частей ЭТИ от токоведущих, а элемент символа $\underline{\underline{\bigcirc}}$ - двойное заземление ЭТИ. Для усиленной изоляции металлических нетоковедущих частей ЭТИ от токоведущих элемент символа \bigcirc следует заменять на \bigcirc . Приведенные символы должны быть нанесены на заземляемом ЭТИ

Таблица

Способы защиты, обеспечиваемые конструкцией ЭТИ	Уровни безопасности человека - оператора				
	A	B	C	D	E
1. Защита основной изоляцией	+	-	-	-	-
2. Защита двойной или усиленной изоляцией	-	+	-	-	-
3. Защита основной изоляцией в сочетании с заземлением металлических нетоковедущих частей:					
- Группа 1	-	+	-	-	-
- Группа 2	-	-	+	-	-
- Группа 3	-	-	-	+	-
4. Защита средствами аварийного отключения и (или) оболочкой, блокировками, электрическим разделением сети в сочетании:					
- С основной изоляцией	-	+	-	-	-
- С двойной или усиленной изоляцией	-	-	+	-	-
5. Защита средствами аварийного отключения и (или) оболочкой, блокировками, электрическим разделением сети в сочетании с заземлением металлических нетоковедущих частей:					
- Группа 1	-	-	+	-	-
- Группа 2	-	-	-	+	-
- Группа 3	-	-	-	-	+
6. Защита безопасным сверхнизким напряжением источника питания (в том числе, полученным в результате электрического разделения сети):					
- До 12 V включительно	-	-	-	-	+
- Свыше 12 V до 42 V включительно	-	-	+	-	-

Структура условного обозначения этих классов характеризует принятые технические решения по обеспечению защиты человека – оператора от поражения электрическим током и уровень обеспечиваемой безопасности человека – оператора.

Следует указать, что уровень обеспечиваемой безопасности человека – оператора должен быть адекватен жесткости условий эксплуатации ЭТИ – чем жестче условия эксплуатации ЭТИ, тем выше уровень обеспечиваемой безопасности человека – оператора. Например, при воздействии на ЭТИ в эксплуатации ударных нагрузок двойное заземление повышает безопасность человека – оператора ввиду невозможности обрыва двух независимых электрических цепей заземления ЭТИ.

Необходимо отметить, что во многих случаях заказчику ЭТИ достаточно указать требуемый уровень безопасности (например, C), при этом разработчик ЭТИ будет свободен в выборе способа защиты для обеспечения заданного требования, то есть в выборе класса электрической безопасности ЭТИ.

Обсуждение достоинств и недостатков предложенной классификации электрической безопасности ЭТИ заинтересованными специалистами может стать предметом профессиональной дискуссии на страницах журнала и предшествовать предложению о придании классификации статуса нормативного документа Международной электротехнической комиссии (IEC).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] ГОСТ 12.2.007.0-75 "ССБТ. Изделия электротехнические. Общие требования безопасности".
- [2] ПУЭ, шестое издание. Москва, Энергоатомиздат, 1985 г.
- [3] П.А. Долин "Основы техники безопасности в электроустановках", издание второе, Москва, Энергоатомиздат, 1984 г.
- [4] В.Е. Манойлов «Основы электробезопасности», издание пятое, Ленинград, Энергоатомиздат, Ленинградское отделение, 1991.
- [5] V.Myasnikov "Classification of electric shock hazards needs re-examination". - "ELECTRICITY TODAY", April 10-15, 2005.

Поступила 05.05.2005

МИХАИЛ АБРАМОВИЧ ЛЮБЧИК

К 85-летию со дня рождения

4 октября 2005 г исполнилось 85 лет со дня рождения профессора, доктора технических наук, заслуженного работника народного образования Украины, Государственного стипендиата Президента Украины в области образования, лауреата Национальной имиджевой программы "Лидеры XXI столетия" (2003 г.) почетного доктора Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" Михаила Абрамовича Любчика.

Трудовая, научная и педагогическая деятельность профессора Михаила Абрамовича Любчика непрерывно, более 60 лет, связана со становлением Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" (НТУ "ХПИ").

После окончания Великой Отечественной войны, участником которой он являлся, с 1945 г. он принимал активное участие в восстановлении из руин корпусов Харьковского электротехнического института, который впоследствии вошел в состав Харьковского политехнического института. За эту работу он был отмечен Почетным знаком Наркомэлектропрома. Михаил Абрамович много сил и умения приложил для воссоздания и развития специальности электроаппаратостроения в Украине, в том числе на кафедре "Электрические аппараты" Харьковского политехнического института, на которой он успешно работает и в настоящее время.

Проф. Любчик М.А. - признанный ученый в области электромеханики. Его разработки по теории определяющего размера, корректирующих функций и магнитного шунтирования рабочих зазоров дискретных электромагнитных механизмов устройств автоматики широко используются в научных трудах, положены в основу оптимального проектирования многих изделий и успешно используются в практике отечественного и зарубежного электроаппаратостроения.

Результаты научных исследований проф. М.А. Любчика отражены во многих опубликованных им статьях и монографиях, часть которых издана за рубежом – в Китае, Румынии, Болгарии, Германии и других странах. Эти работы охватывают широкий диапазон проблем теории и промышленного производства, робототехники и медицины. Под его руководством, совместно с учеными кафедры, были выполнены работы по электромагнитному движителю имплантированного искусственного сердца (в рамках совместного проекта СССР - США). В последние годы его научные интересы были связаны с созданием технических средств локальной магнитотерапии. Ра-

боты в этой области получили положительные отзывы многих лечебных учреждений. За проект "Новые принципы и реализации магнитных систем устройств широкого профиля медицинской техники" в 1998 году



М.А. Любчику было присвоено звание лауреата конкурса Благотворительного фонда им. Н.А. Куцына. Об активной научной деятельности проф. М.А. Любчика свидетельствует получение им свыше 30 авторских свидетельств и патентов на изобретения.

Проф. Любчик М.А. – опытный и высококвалифицированный педагог. Он уделяет много внимания постановке учебного процесса в университете. Разработанные и поставленные им новые учебные курсы отличаются высоким научным и методическим уровнем и всегда вызывают интерес коллег и студентов, неоднократно отмечались Министерством образования Украины за высокий уровень подготовки специалистов и подготовку дипломного проектирования, научно-исследовательской работы студентов. Дипломные работы, выполненные в последние годы под руководством проф. М.А. Любчика, неоднократно занимали первые места на университетских конкурсах дипломных проектов и работ.

Проф. Любчик М.А. много ценного внедрил в организационно-методическую работу в высшей школе. Подготовленные и опубликованные им статьи, методические указания и рекомендации широко используются в университете, отмечались ректором и Министерством образования. Он является членом постоянно действующей рабочей группы Министерства образования и науки Украины по расчету штатных нормативов вузов Украины.

В 1993 г. Указом Президента Украины проф. Любчику М.А. присвоено звание Заслуженный работник народного образования Украины", в 1995 году ему было присвоено звание "Почетный доктор Харьковского государственного политехнического университета", а в 2002 г. – была присуждена Государственная стипендия Президента Украины в области образования.

Ректорат НТУ "ХПИ", деканат Электромашиностроительного факультета, сотрудники кафедры "Электрические аппараты", друзья и коллеги желают Михаилу Абрамовичу доброго здоровья, долголетия и дальнейших творческих успехов во всех направлениях его многогранной деятельности.

Редакция журнала "Электротехника и Электромеханика" присоединяется к этим пожеланиям.

Список авторів

А		Н	
Асмолова Лариса Валерьевна.....	64	Нікулін В.С.	67
Б		П	
Баранов Михаил Иванович.....	5	Павленко Татьяна Павловна.....	54
Беззапонная Виктория Михайловна.....	61	Панасенко Микола Васильович.....	67
Беспрозванных Анна Викторовна.....	40	Панасенко Надія Миколайовна.....	67
Болюх Владимир Федорович.....	15	Пелевин Дмитрий Евгеньевич.....	51, 57
Бондар Роман Петрович.....	22	Петров Сергей Васильевич.....	51
Бусел Николай Петрович.....	79	Петрушин Виктор Сергеевич.....	25
Г		С	
Гилевич Олег Ильич.....	73	Себко Вадим Пантелеевич.....	61
Голенков Геннадій Михайлович.....	22	Ставинский Андрей Андреевич.....	30
Гончаров Юрій Петрович.....	67	Ставинский Ростислав Андреевич.....	30
Гуревич Владимир Игоревич (V. Gurevich).....	81		
З		Т	
Завгородній Віктор Дмитрович.....	45	Тимченко Николай Александрович.....	64
Замаруєв Володимир Васильович.....	67		
К		Х	
Костин Николай Александрович.....	73	Хворост Володимир Юрійович.....	67
Крюкова Наталья Валерьевна.....	51	Хворост Микола Васильович.....	67
Л		Ч	
Лупиков Валерий Сергееч.....	51	Чабан Андрій Васильович.....	37
Лучук Владимир Феодосьевич.....	15	Чернай Валерий Федорович.....	64
		Чумак Володимир Анатолійович.....	67
М		Ш	
Марков Александр Михайлович.....	15	Шубцов Вячеслав Евгеньевич.....	51
Машнев Анатолий Егорович.....	51		
Михальцов Александр Петрович.....	79	Щ	
Мищенко Татьяна Николаевна.....	73	Щукин Игорь Сергеевич.....	15
Мурга Виктор Васильевич.....	79		
Мясников Виталий Евгеньевич.....	84		

Abstracts

ELECTROENGINEERING: Prominent events and great names

Baranov M.I.

Oliver Heaviside and his requirements to the world treasure of science

A short essay on the scientific activity of the prominent English physicist Heaviside played an important role in the development of classical elec-

5 trodynamics, operating calculus and theories of wire and wireless electrical communication is presented.

Key words – **electromagnetic theory, history, requirement, operating calculus, electrical communication.**

Electrical Mashines and Apparatus

Bolyukh V.F., Markov A.M., Luchuk V.F., Shchukin I.S.

Research on a Dynamic Induction Motor Excited from a Low-Voltage Capacitive Accumulator

Efficiency criteria for a dynamic induction motor operating in various modes are introduced. The motor operation is studied under excitation from a capacitive accumulator providing various inductor current pulse shapes. Utilization of a low-voltage high-capacitance capacitive accumulator is advisable for a small number of the inductor winding turns and a large cross-section of the inductor conductive bus. A motor model intended for platter punching is built and tested.

Key words – **dynamic induction motor, low-voltage capacitive accumulator, efficiency criteria, inductor current pulse shapes, platter punching.**

Golenkov G.M., Bondar R.P.

Application of a vibroexciter with an induction motor for drifting operations

Problems of application of various methods of trenchless well-drifting are considered. Existing designs are analyzed and estimation of their functioning is made. A design of a linear induction vibroexciter is introduced, theoretical grounds of its operation elaborated.

Key words – **trenchless technology, linear induction motor, magnetizing force.**

Petrushin V.S.

Present status and prospects of adjustable-speed induction motor production

A survey of current designs of adjustable-speed induction motors is presented. A rational system

15 approach for the motors design and optimization is proposed. Economic efficiency of adjustable-speed induction motors application in electric drives with semiconductor converters is substantiated.

Key words – **electric drive, adjustable-speed induction motor, design, optimization.**

Stavinsky A.A., Stavinsky R.A., Plakhtyr O.O.

Methods of special requirements assurance for electric power equipment based on transformers and transformer converters with spatial structure of the active part

Directions and engineering solutions of providing required electromagnetic compatibility factors and improving special transformers on the basis of spatial structure of the active part with parallel shaping surfaces of winding windows and rods are analyzed.

Key words – **electromagnetic compatibility, low-magnetic transformer, converter transformer, controllable transformer.**

Tchaban A.

Features of Ψ - and A-models of an induction motor in phase coordinates

A comparative analysis of Ψ - and A-models of an induction motor in phase coordinates is suggested. A new approach for building A-models of an induction motor in phase coordinates is introduced. Differential equations of the A-model are presented in Cauchy normal form. Results of currents and motor speed computation are used to show advantage of A-model in computation practice.

Key words – **induction motor, phase coordinates, A-model, computation.**

Electrical Engineering: Theory

Bezprozvannykh A.V.

Hygroscopic humidifying of a polyethylene-sheathed telephone cable

For two years, a telephone distribution cable has been in a vessel relative humidity in which made practically 100 %. Capacitance and dielectric loss tangent have been periodically measured. It is revealed that with time, swelling, along with humidifying, of polymeric polyethylene sheath and isolation is observed. Hygroscopic moisture from the earth surface penetrates into the material and dissolves. Thus, the thickness of the isolation and the sheath increases, while the length – decreases.

Key words – **telephone cable, electric capacity, dielectric loss tangent, hygroscopic moisture, humidifying.**

Zavgorodniy V.D.

A quantum mechanical model of induction-type angle transducers (Part 6 Contactless limited-angle transducers)

New designs of contactless limited-angle transducers based on transversal magnetic flux

40 structures are described. Results of the designs analysis on the basis of M.Faraday's ideas and terminology and their comparison with experimental data are given.

Key words – **induction angle transducer, contactless angle transducer, limited angle transducer, electro-tonic state.**

Lupikov V.S., Krjukova N.V., Mashnev A.J., Petrov S.V., Pelevin D.J., Shubcov V.J.

Improvement of a magnetic field homogeneity in the working volume of a magnetic measuring stand

Experimental researches of magnetic field distributing in the working volume of a magnetic measuring stand of the Magnetism Department of Electrodynamic Institute of National Academy of Science of Ukraine are resulted. Recommendations on increasing of measuring exactness on the stand are given for the permanent external magnetic field.

Key words – **electrical equipment, space device, external magnetic field, measurement, magnetic measuring stand, working volume.**

Pavlenko T.P.

Quantum mechanical calculation of Richardson effect current

The paper considers expressions for calculating thermal electron emission current and shows conditions that determine values of switching current and cathode voltage drop on the basis of electric-and-mass transfer equations. Also, cathode spot effect on energy balance under deceleration and recombination emissions is estimated.

Key words – **Richardson effect, current, electric-and-mass transfer equations, energy balance.**

Pjeljevin D.E.

Magnetic moment of a set of electromagnets - magnetic field compensators

Problems of magnetic interaction of aggregate electromagnets used for geomagnetic field distortion removal within the local space of household and industrial objects (residential and industrial rooms) are considered. An analytical model of magnetic moment of a set of electromagnets is developed. The model takes into account complementary factors, namely, nonlinear magnetic characteristics of the electromagnets and magnetic coupling between them.

Key words – **magnetic field, magnetic moment, aggregate electromagnets, field compensator, analytical model.**

Sebko V.P., Bezzaponnaya V.M.

About diffusion of decaying magnetic fields into a metal chamber

In the paper, theoretical and experimental research on slowly-changing decaying magnetic

54 field penetration through the walls of metal chambers is reported. Experimental data obtained are in good agreement with analytical results.

Key words – **magnetic field, metal chamber, physical model, calculation.**

Timchenko N.A., Chernaj V.F., Asmolova L.V.

Power stabilizer processes simulation

In the article, a problem of instantaneous power redistribution is solved aiming at maintaining given current, voltage and power parameters depending on changing frictional load, with application of a power source with stabilized output load. It is shown that changing transformation ratio of the power source results in maintaining stable output power.

Key words – **power stabilizer, instantaneous power redistribution, simulation, output power maintenance.**

Khvorost M.V., Goncharov Yu.P., Panachenko M.V., Zamaruev V.V., Chumak V.A., Panachenko N.M., Nikulin V.S.

Switching types and energy characteristics in electric circuits with switching elements

An energy criterion of switching process, namely, switching power, is introduced, which will make it possible to describe energy phenomena in electric circuits with switching elements. With application of this criterion, switching classification is made, and a class of uniform-switching circuits that allows obtaining excellent energy data, improving electromagnetic compatibility, and simplifying switching control, is distinguished.

Key words – **electric circuit, switching process, energy characteristic, criterion.**

61

73

Electric Transport

Kostin N.A., Mishenko T.N., Gilevich O.I.

Stochastic transient electromagnetic processes in power circuits of electric locomotives under a sharp change in current-collector voltage

A probabilistic-analysis method for stochastic electromagnetic processes in power circuits of rolling stock is introduced. Results of numerical

calculations of emergency-operation processes under voltage removal and its subsequent recovery on the current-collector of the first Ukrainian DC locomotive DE1 are analyzed.

Key words – **probabilistic analysis method, current-collector, emergency transient electromagnetic processes.**

Education Structure in

“Electrical Engineering” and “Electromechanics”

Busel N.P., Mikhaltsov A.P., Murga V.V.

Improving efficiency of laboratory classes in electric engineering through computerization of universal laboratory equipment

Advantages of a concept of close laboratory studies relation for gaining primary practical

79

knowledge with theoretical aspects of electric equipment process analysis and verifying analytical results in laboratory conditions are considered.

Key words – **electric equipment process, theoretical analysis, laboratory classes, computerization.**

Information

Gurevich V.I.

Electromagnetic terrorism: new hazards

A new kind of terrorism is considered, namely, electromagnetic terrorism. The history of development of this kind of weapon is described, and information on countries, companies, and leading experts in the area is given. It is shown that modern power objects are quite vulnerable to intentional electromagnetic action because of wide application of microprocessor-based protective relays and computers. Accessibility of special equipment allows carrying out successful terrorist attacks on such objects.

Key words - **electromagnetic terrorism, intentional EMI, E-bomb, microprocessor relay, electromagnetic interference, cyber-attack.**

81

Myasnikov V.E.

On electrical safety classes for electric products

An analysis of existing electric products classification is made in terms of their action on operators and electric-shock protection methods. A new system of electrical safety indices is proposed. Advantages of the system are technology list extension to 12 classes and their differentiation about guaranteed electrical safety levels. The introduced classification is recommended for application in international standards being developed.

Key words - **power equipment, electric shock hazard, electrical safety, classification.**

64

67

84

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТІ І ІНФОРМАЦІЙНИХ МАТЕРІАЛІВ В НАУКОВО-ПРАКТИЧНОМУ ЖУРНАЛІ "ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА"

Шумилов Ю.А., д.т.н., проф.

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут"
Україна, 03056, Київ, пр-т Перемоги, 37, НТУУ "КПІ", кафедра "Електромеханіка"
тел. (044) 241-76-38

Клименко Б.В., д.т.н., проф.

Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут"
Україна, 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПІ", кафедра "Електричні апарати"
тел. (057) 707-62-81, факс (057) 707-66-01, E-mail: eie@kpi.kharkov.ua

Текст анотацій українською мовою, до 5 рядків (для громадян України).

Текст анотацій на російській мові, до 5 рядків.

ВСТУП

У журналі публікуються результати досліджень і огляди у області електричних машин і апаратів, сильних магнітних полів і теоретичної електротехніки, що не публікувалися раніше, методичні матеріали по напрямках підготовки "Електротехніка" і "Електромеханіка", а також інформаційні матеріали за профілем журналу.

Пакет документів, що направляється в редакцію повинен містити:

1) у друкованому варіанті:

— стаття або інформаційний матеріал (1 екз.) виконаний на аркушах паперу формату А4 густиною 80 - 90 г/м², віддрукований на лазерному принтері з роздільною здатністю не менше 300 dpi;

— акт експертизи з печаткою (для громадян України). Офіційний лист з проханням опублікувати статтю (для громадян зарубіжних країн);

— рецензія (підписується доктором наук і засвідчується печаткою);

— копія документа про оплату за публікацію.

2) в електронному варіанті:

— стаття або інформаційний матеріал, виконаний у відповідності до даних вимог (без колонтитулів і нумерації сторінок);

— анотація англійською мовою (автори, назва статті, анотація, ключові слова);

— відомості про авторів (прізвище, ім'я, по-батькові повністю, дата народження, місце роботи, посада, основні напрями наукової діяльності).

Анотація і відомості про авторів виконуються у вигляді окремого документа Microsoft Word і з довільним форматом.

Оригінал статті або інформаційних матеріалів готується тільки з використанням редактора Microsoft Word однією з трьох мов: українською, російською або англійською.

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТІ

Всі розділи документа повинні містити поля: зліва, справа, зверху – по 20 мм, знизу – 25 мм. Заповнення останньої сторінки повинне бути не менше 80%.

Заголовок статті містить:

— код УДК;

— назва статті (Times New Roman 12pt, жирний, розміщення по центру, заголовні букви, не допускаються перенесення);

— список авторів, вчений ступінь (при необхідності звання і посада), назва організації, поштова адреса, контактні телефони (факс, E-mail). Для авторів різних організацій список приводиться по даній вище формі; — анотації статті українською (обов'язково тільки для громадян України) і російською мовою, обсягом до 5 рядків кожна, оформляються шрифтом Times New Roman 9 pt, жирний, курсив.

Між елементами заголовку статті робиться інтервал в один рядок 10 pt.

ОСНОВНИЙ ТЕКСТ СТАТТІ

Текст розміщується у двох колонках, відстань між якими 5 мм. Абзацні відступи (червоний рядок) – 7,5 мм. Текст набирається шрифтом Times New Roman 10 pt з одиночним міжрядковим інтервалом. Допускається розділення тексту на розділи. Назва розділу оформляється заголовними буквами і центрується, нумерація – не обов'язкова (розділи ВСТУП, ВИСНОВОК і ЛІТЕРАТУРА, якщо такі є, не нумеруються). Перед назвою розділу вставляється один порожній рядок.

Рисунки і широкі таблиці допускається розміщувати в одну колонку. Назва виконується шрифтом розміром 9 pt. Допускається використання рисунків і таблиць без назви: Рис. 1, Табл. 1.

Таблиця 1

Розміри полів тексту статті

Поле зліва	20 мм
Поле справа	20 мм
Поле зверху	20 мм
Поле знизу	25 мм

Рисунки розташовуються у окремих абзацах, з вирівнюванням по центру і оформляються як окремі об'єкти, виконуються в редакторі рисунків Microsoft Word або вставляються в текст статті у форматі *bmp* або *jpg*.

Розташування рисунка поверх тексту і застосування альбомної орієнтації не допускається.

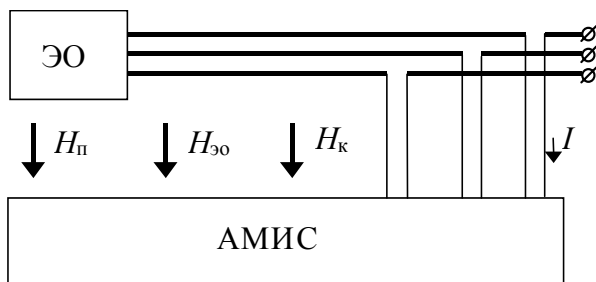


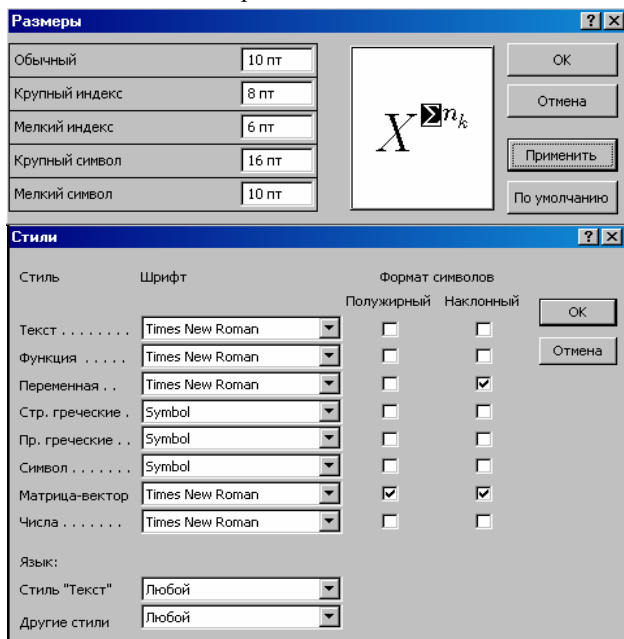
Рис.1. Функціональна схема пристрою

Математичні формули створюються у вигляді окремих об'єктів тільки в редакторі формул Microsoft Equation, розташовуються по центру і нумеруються в межах статті, номер притиснутий до правої сторони колонки. За формулою має слідувати розділовий знак, а якщо формула містить пояснення, то вони повинні починатися з нового абзацу із слова "де" без відступу

$$N = \frac{\tau_{u \max}}{T_{k \text{ внутр}}}, \quad (1)$$

де $\tau_{u \max}$ - ..., $T_{k \text{ внутр}}$ - ...

Настройки редактора формул для меню "Розмір" і "Стиль" символів представлені нижче:



Кириличні символи у формулах повинні бути виконані в стилі "Текст".

Щоб уникнути різного роду накладень символів у формулах не рекомендується застосовувати символ ділення /, букву ℓ , а також змінювати розмір об'єкту формули. Крім того, необхідно використовувати символ множення у вигляді крапки.

Великі вирази і рівняння необхідно записувати в декілька рядків

$$Y = \varphi_0(S_n) + \gamma_0 \cdot \int_{S=0}^{S_n} \varphi_0 \cdot \sin(S_n - S) \cdot dS + \gamma_0^2 \cdot \int_{S=0}^{S_n} P_0(S) \cdot \cos(S_n - S) \cdot dS. \quad (2)$$

Символи у формулах і в тексті статті повинні мати однакові зображення.

Перелік літератури розміщується в кінці тексту. Розмір шрифту - 9пт. Після відступу одного порожнього рядку (10пт) від основного тексту по центру колонки розташовують слово ЛІТЕРАТУРА. Нумерація джерел – у порядку посилань по тексту або в алфавітному порядку, номер поміщається у квадратних дужках з виступом.

ВИСНОВОК

Якщо Ви робите посилання на формули, рисунки, таблиці або літературу, необхідно використовувати наступні позначення: (1), (1) і (2), (1) – (4); рис. 1, рис. 1,а, рис. 1 і 2; табл. 1, табл. 1 і 2; [1], [1 – 3, 5].

ЛІТЕРАТУРА

- [1] P.V. Johns, "A symmetrical condensed node for the TLM method", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, Apr. 1997, pp. 370-377.
- [2] Шимони К. Теоретическая электротехника. – М.: Мир, 1964. – 272 с.
- [3] Лавров В.Я. Численно-аналитический метод расчета помехонесущих магнитных полей // *Техн. электродинамика*. – 1983. - № 61. - С. 18-21.
- [4] Пат. 14813 А Україна. МКИ G 01 R 33/24. Спосіб визначення залишкової та індукованої складових компонента магнітної індукції статичного зовнішнього магнітного поля феромагнітного виробу / А.В. Єрисов, В.С. Лупіков, В.Ю. Розов та ін.— №95125251; Заявлено 12.12.95; Опубл. 30.06.97. Бюл. №3. — 6 с.
- [5] Минкевич А.В. Физическое пространство — время и релятивистская космология // *Тез. докл. 10-й Росссийск. Гравитац. конф. "Теоретические и экспериментальные проблемы общей теории относительности и гравитации"* (г. Владимир, 20-27 июня 1999 г.). — М.: РГО, 1999. — с. 84.

В кінці статті, через інтервал в 1-2 рядки розміром 10пт, мовою оригіналу вказують дату надходження статті в редакцію журналу (розмір 9пт, курсив, розташування по правому краю). Наприклад:

Поступила 02.07.2005

або

Надійшла 02.07.2005

Матеріали приймаються за адресою:

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Фрунзе, 21, м. Харків, 61002, Україна

Електронні варіанти матеріалів по E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua eie@kpi.kharkov.ua

Довідки по телефонах: (057) 707-62-81 Клименко Борис Володимирович, Себякіна Наталя Валентинівна

ЩОКВАРТАЛЬНИЙ НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics
2005'4

ISBN 966-593-254-3



9 789665 1932543

Технічне редагування:

Ємельянов Вадим Леонідович

т. (057)707-69-76

E-mail: evl@kpi.kharkov.ua

Секретар редакції:

Себякіна Наталя Валентинівна

т. (057)707-62-81

E-mail: seb@kpi.kharkov.ua

Підписано до друку 04.10.2005 р.

Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy

Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 11,5.

Наклад 300 прим. 1-й завод - 125. Зам. № 1027. Ціна договірна.

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44
