



Електротехніка і Електроомеханіка

Электротехника и Электромеханика

Electrical engineering & Electromechanics

2008'4



Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics

EIE

Науково-практичний журнал

2008'4

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

Болюх В.Ф. д.т.н., професор кафедри загальної електротехніки НТУ "ХПІ", Харків

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

Вороновський Г.К. д.т.н., професор, член-кореспондент НАНУ, завідувач кафедри електричних станцій НТУ "ХПІ", Харків

Гончаров Ю.П. д.т.н., професор кафедри промислової та біомедичної електроніки НТУ "ХПІ", Харків

Гурін А.Г. д.т.н., професор, завідувач кафедри електроізоляційної і кабельної техніки НТУ "ХПІ", Харків

Данько В.Г. д.т.н., професор, завідувач кафедри загальної електротехніки НТУ "ХПІ", Харків (голова редакційної ради)

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

Кириленко О.В. д.т.н., професор, академік НАНУ, директор ІЕД НАНУ, Київ

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

Лупіков В.С. д.т.н., професор, завідувач кафедри електричних апаратів НТУ "ХПІ", Харків

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

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

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 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

Рєзцов 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. Славені імена

Баранов М.И.	Радиоэлектроника: краткая история ее становления в качестве основообразующей физико-технической области электричества и научно-технического прогресса человечества	5
---------------------	--	----------

Електричні машини та апарати

Гаврилюк Р.Б.	Схеми симетричних трифазних двошарових обмоток з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 1:2 (кількість пазів $z = 48$)	13
Гапоненко Г.Н., Кобозев А.С., Омельченко В.В.	Повышение надёжности защиты сетей 0,4 кВ выключателями с микропроцессорными расцепителями за счет расширения перечня защит, повышения чувствительности к удалённым кз и реализации режима "дальнего резервирования"	19
Канов Л.Н.	Определение искажения фазного напряжения синхронного генератора при импульсном возбуждении с помощью схемного моделирования	24
Клименко Б.В., Кохановський В.О.	Особливості електричної ерозії контактів реле на основі срібла з добавками оксидів	28
Князев В.В., Сафнюк Г.Ю.	Оценка неопределенности результатов аттестации генератора микросекундных импульсных помех большой энергии	30
Кузнецов Б.И., Василец Т.Е., Варфоломеев А.А.	Нейроуправление нелинейным динамическим объектом с использованием метода обобщенного управления с предсказанием	34
Невзлин Б.И., Загирняк М.В., Загирняк В.Е.	Уточнение значения коэффициента полезного действия асинхронных двигателей средней мощности	42
Нижевский И.В., Нижевский В.И.	Электрические характеристики двухуровневого эквипотенциального заземлителя из одиночных кольцевых электродов	44
Сосков А.Г., Рак Н.О.	Исследование токораспределения между главными контактами и шунтирующей цепью с полупроводниковым ключом при отключении тока гибридным контактором	48
Терешин В.Н., Богданова Л.Е.	Об одном направлении повышения стабильности уставки тока перегрузки автоматических выключателей	53
Шайда В.П., Дубинина О.Н.	Регрессионный анализ характеристики холостого хода двигателя постоянного тока	57

Теоретична електротехніка

Баранов М.И.	Физическое ограничение применимости модели слаборассеиваемых свободных электронов в металлическом проводнике с электрическим током проводимости	60
---------------------	---	-----------

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Батыгин Ю.В., Воробьев Д.А.	Магнитное поле одновиткового индуктора с внутренним отверстием конического профиля	63
Золотарев В.В., Карпушенко В.П., Золотарев В.М., Науменко А.А.	Распределение стационарного электрического поля в цилиндрическом неидеальном диэлектрике	65
Кравченко В.И., Князев В.В., Лесной И.П., Немченко Ю.С., Гирка Ю.Н.	Экспериментальные исследования выходных характеристик эталона РЭМП	70
Кравченко Ю.В., Набока Б.Г., Рудаков В.В., Антонец Ю.А., Золотарев В.М., Карпушенко В.П.	Резонансная установка для испытания коротких отрезков высоковольтных кабелей	75
Список авторів		81
Abstracts		82
Вимоги до оформлення статей і інформаційних матеріалів у науково-практичному журналі "Електротехніка і електромеханіка"		84

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

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

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

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

Починаючи з 2005 року згідно з договором між редакцією журналу "Електротехніка і Електромеханіка" та Всеросійським інститутом наукової та технічної інформації Російської академії наук (ВИНИТИ РАН), інформація про статті з журналу за відбором експертів ВИНИТИ розміщується у Реферативному журналі (РЖ) та Базах даних (БД) ВИНИТИ. Згідно з цим договором ВИНИТИ надає редакції журналу звіт про відображення статей з журналу у РЖ та БД ВИНИТИ. Звіт ВИНИТИ за 2005 рік буде опубліковано в одному з номерів журналу за 2006 рік.

Починаючи з №1 за 2006 р. згідно з Наказом МОН України №688 від 01.12.2005 р. журнал надсилається до УкрІНТЕІ.

Звертаємо увагу авторів на необхідність оформлення рукописів відповідно до Вимог, які публікуються у кожному номері журналу. Статті, оформлені згідно з Вимогами будуть публікуватися у першу чергу.

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА: КРАТКАЯ ИСТОРИЯ ЕЕ СТАНОВЛЕНИЯ В КАЧЕСТВЕ ОСНОВООБРАЗУЮЩЕЙ ФИЗИКО–ТЕХНИЧЕСКОЙ ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСТВА И НАУЧНО–ТЕХНИЧЕСКОГО ПРОГРЕССА ЧЕЛОВЕЧЕСТВА

Баранов М.И., д.т.н., с.н.с.

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: eft@kpi.kharkov.ua

Приведено короткий огляд основних досягнень людства в області генерування, передачі, прийому та посилення високочастотних електромагнітних коливань у мікрометровому – метровому діапазоні довжин хвиль, що відносяться до такої передової галузі науки і техніки як радіоелектроніка.

Приведен краткий обзор основных достижений человечества в области генерирования, передачи, приема и усиления высокочастотных электромагнитных колебаний в микрометровом – метровом диапазонах длин волн, относящихся к такой передовой отрасли науки и техники как радиоэлектроника.

ВВЕДЕНИЕ

Сейчас для человечества наступило время великого прогресса науки и техники. Путь к современному уровню научного познания человеком Природы был усеян многочисленными научно-техническими достижениями и открытиями в разных областях знаний. К числу этих замечательных достижений человеческого разума в области электричества относится такая передовая научно-техническая отрасль как радиоэлектроника. Согласно [1] термин "радиоэлектроника" обозначает область науки и техники, изучающую передачу и преобразование информации при помощи электромагнитных колебаний радиочастотного диапазона и управления движением электронов. Напомним и то, что термин "радио" происходит от латинского слова "radiare", означающего "излучать лучи", то есть применительно к нашему радиоэлектронному случаю беспроводную передачу информации на расстояние посредством электромагнитных волн (радиоволн) [1]. О научно-технической значимости для современного общества радиоэлектроники известный советский радиотехник, академик АН СССР А.И. Берг в середине 20-го столетия написал следующее [2]: "...Использование атомной энергии стало возможным в значительной мере благодаря применению радиоэлектронных методов в физике". Радиоэлектронике уделялось и уделяется в настоящее время во всех странах мира исключительное внимание. Как специалисты, так и государственные менеджеры всех рангов понимают, что радиоэлектроника является передовым важнейшим форпостом на пути научно-технического прогресса в мирных и военных областях человеческого общества. Рассмотрим вкратце всемирную историю изобретения и создания основных радиоэлектронных способов и устройств получения, передачи, приема и усиления электромагнитных колебаний радиочастотного диапазона, сыгравших значительную роль в развитии многих наших отраслей науки и техники.

1. РОЖДЕНИЕ БЕСПРОВОЛОЧНОЙ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

Начнем с того, что возможное существование в земных и космических условиях электромагнитных

волн (возмущений электромагнитного поля) в 1864 году теоретически предсказал создатель теории электромагнитного поля великий английский физик Д.К. Максвелл [3], а в 1888 году выдающийся немецкий физик Г.Р. Герц экспериментально с помощью созданного им высоковольтного излучающего и приемного радиотехнического оборудования (вibratorа и резонатора Герца) в лабораторных условиях открыл и изучил в воздушном пространстве предсказанные Д.К. Максвеллом электромагнитные волны (волны или лучи Герца) [4, 5]. Ни Г.Р. Герц, ни тем более Д.К. Максвелл не смогли предложить людям и соответственно человеческому обществу в целом пути практического применения такого нового вида материи как электромагнитное поле, служащее носителем электромагнитной энергии и одним из проявлений которого являются электрические и магнитные силы, действующие на размещенные в нем электрические заряды. Несколько нарушая хронологию событий радиотехнического характера, отметим, что материальность электромагнитных волн была доказана выдающимся русским физиком-экспериментатором П.Н. Лебедевым, впервые измерившим опытным путем в 1899 году давление солнечного света на твердые тела, длина $\lambda_{\text{ЭМВ}}$ когерентных электромагнитных волн которого измеряется долями микрона [6]. Его фундаментальная работа "Опытное исследование светового давления" была опубликована в ведущем немецком журнале "Annalen der Physik" в 1901 году [6].

После открытия волн Герца к проблеме их практического использования подключился наш соотечественник – профессор кафедры физики Петербургского электротехнического института А.С. Попов [4]. В 1889 году он на заседании Физического отделения Русского физико-химического общества (РФХО) продемонстрировал физические опыты с электромагнитными волнами: простейший vibrator Герца [4] вырабатывал высокочастотные электромагнитные колебания, а простейший резонатор Герца [4] их через воздух воспринимал на расстоянии в несколько метров. По роду своей служебной деятельности А.С. Попов в этом же году для офицеров Балтийского военноморского флота провел цикл лекций на тему "Новей-

шие исследования о соотношении между световыми и электрическими явлениями". Данные лекции, имевшие большой успех, сопровождались демонстрацией известных опытов Г.Р. Герца. После них (этих лекций) практический интерес к волнам Герца проявило и морское министерство России. Один из его архивных циркуляров того времени гласил [6]: "...Опыты, проведенные германским профессором Герцем в доказательство тождественности электрических и световых явлений, представляют большой интерес не только в строго научном смысле, но также и для уяснения вопросов электротехники". Пропагандируя открытие Г.Р. Герца, которое указывало лишь на потенциальную возможность использования электромагнитных волн для передачи без проводов на расстояние электрических сигналов, А.С. Попов методично шаг за шагом решает задачу их (волн Герца) технического применения. В 1894 году его заинтересовал прибор, изобретенный французским физиком Э. Бранли в 1890 году и названный когерером [6] (это название произошло от латинского "*cohaerentia*" – "сцепление, связь" [1]). Этот прибор представлял собой стеклянную трубочку, заполненную металлическими (железными) опилками. Когерер являлся своеобразным полупроводником: до воздействия на него электромагнитных колебаний его электрическое сопротивление было большим (до единиц МОм), а после воздействия – малым (до десятков Ом) [6]. Это свойство данного когерера, включенного в электрическую цепь приемника радиоволн, было связано с поведением его опилок: под действием внешнего переменного электромагнитного поля радиоволн опилки слипались, их электрическое сопротивление уменьшалось и электрический ток в цепи когерера резко возрастал. После прекращения электромагнитного воздействия слипание металлических опилок и уменьшение их электрического сопротивления сохранялось часами (по наблюдениям самого Э. Бранли до 24 часов [6]). Привести опилки и соответственно когерер в исходное практически непроводящее состояние можно было слабым механическим ударом по стенке его стеклянной трубочки.

Данное свойство когерера, свидетельствующее о его высокой чувствительности к переменному электромагнитному полю, с последующей модернизацией этого устройства путем электромеханического встряхивания в нем металлических опилок и было использовано А.С. Поповым 7 мая 1895 года при демонстрации на заседании Физического отделения РФХО работы сконструированного им первого радиотехнического прибора [7], содержащего разнесенные на расстояние радиопередатчик и радиоприемник. Электрическая схема примененного в этот день А.С. Поповым радиопередатчика и радиоприемника, осуществивших первую в мире беспроводную электросвязь, приведена на рис.1. В данной схеме в качестве радиопередатчика А.С. Попов использовал искровой генератор, разработанный Г.Р. Герцем [4]. В этом генераторе (вибраторе Герца) источником высокого электрического напряжения служила индукционная катушка 2 (катушка Румкорфа) с механическим прерывателем тока 3. Прерыватель (ключ) 3 периодически замыкал

и размыкал электрический ток первичной обмотки катушки 2, обусловленный разрядом источника питания 1. При этом во вторичной повышающей обмотке катушки 2 возникали высоковольтные импульсы электрического напряжения, заряжающие металлические шары воздушного искрового разрядника 4. Каждый такой импульс напряжения электрически пробивал предварительно настроенный двухэлектродный шаровой разрядник 4, в воздушном искровом промежутке которого протекал затухающий по экспоненте синусоидальный импульс тока [4]. Временные параметры этих затухающих токовых колебаний определялись электрическими параметрами (емкостью и индуктивностью) передающего колебательного контура, состоящего из металлических шаров искрового разрядника 4 и передающей проволочной антенны 5. В связи с тем, что эти токовые колебания в передающем контуре вибратора Герца достигали значений частоты порядка 100 МГц, то он (этот контур) излучал в окружающее воздушное пространство сферические радиоволны (длина электромагнитных волн $\lambda_{ЭМВ}$ при этом составляла порядка 3м [4]).

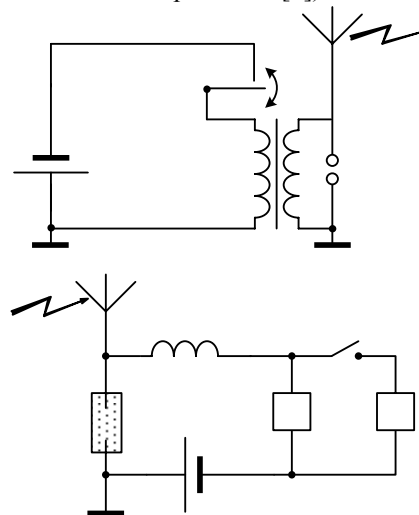


Рис. 1. Схема радиопередатчика и радиоприемника А.С. Попова при первой в мире беспроводной электросвязи

В своем приемном устройстве (радиоприемнике) А.С. Попов оригинально применил электрический звонок в качестве регистратора поступающего в приемную проволочную антенну 6 приемного колебательного контура электрического сигнала и одновременно автомата для приведения чувствительного к электрическим колебаниям когерера 7 в исходное высокоомное и непроводящее ток состояние. Приемная антенна 6 у А.С. Попова была выполнена в виде вертикально размещенной металлической проволоки длиной 2,5 м [6]. Когерер 7 представлял из себя горизонтально расположенную стеклянную трубку с двумя круглыми торцевыми металлическими контактными пластинками, разведенными слоем железных опилок. Под действием высокочастотных токов, наводимых вибратором Герца в приемной антенне 6, металлические опилки в когерере 7 слипались (спекались) и замыкали электрическую цепь с индуктивностью 8, источником питания 12 и электрическим реле

9, контакты 10 которого включали электрический звонок 11. Молоточек звонка 11 ударял по стеклянному корпусу когерера 7 и встряхивал в нем железные опилки, что приводило к нарушению их хорошей электропроводности и приведению когерера 7 в исходное запирающее электрический ток состояние.

Используя указанный прибор, А.С. Попов в 1895 году мог проводить физические опыты по передаче и приему электромагнитных волн на расстояние до 60 м [6]. Летом этого же года радиоприемник его прибора был использован для регистрации электромагнитных возмущений в земной атмосфере, вызванных сильноточными грозовыми разрядами (молниями). При этом А.С. Попов с помощью своего радиоприемника отмечал атмосферные грозовые разряды на расстоянии до 25 верст (около 27 км). Поэтому вначале радиоприемник А.С. Попова получил название "грозоотметчик Попова" [6]. В своей статье [7] А.С. Попов о своем радиотехническом приборе писал: "...При дальнейшем усовершенствовании он может быть использован в передаче сигналов на расстояния при помощи быстрых электрических колебаний". В дальнейшем А.С. Попов в схему на рис.1 в цепь электрического звонка радиоприемника дополнительно включил телеграфный записывающий аппарат [6]. В результате такого усовершенствования им в 1896 году было создано первое устройство для беспроводной телеграфии, в котором осуществлялась радиопередача и радиоприем осмысленного текста условным кодом (в дальнейшем азбукой Морзе). Широко известна первая в мире радиотелеграмма всего из двух слов, переданная и принятая в 1896 году с помощью созданного А.С. Поповым радиотелеграфа [4,5]: "*Генрих Герц*". В это время первооткрыватель радио неустанно работал над разработкой радиотелеграфной связи для русского военно-морского флота. Работая для флота, А.С. Попов прекрасно понимал важность этой специальной работы для своей родины. Поэтому он не спешил с печатными публикациями по данной тематике: в этот период он устно информировал морских офицеров и ученых России о состоянии дел по военному радиотелеграфу [6]. В 1897 году дальность действия радиотелеграфа А.С. Попова составляла уже около 5000 м [2, 6]. Важным этапом в развитии беспроводной электросвязи (радиотелеграфии) было совместное предложение первых русских радиотехников А.С. Попова, Н.Н. Рыбкина и Д.С. Троицкого о радиоприеме телеграфных сигналов на слух с помощью телефона, ранее изобретенного в Англии и широко используемого в проводных кабельных линиях телефонной электросвязи [8, 9].

Успешные радиофизические опыты А.С. Попова в области беспроводной электросвязи приобрели широкую известность и вызвали интерес у многих ученых и изобретателей мира. Одним из таких иностранных изобретателей оказался итальянский инженер Г. Маркони, сделавший 2 июня 1896 года заявку в патентное ведомство Англии на выдачу патента на изобретение "*Усовершенствование в передаче электрических импульсов и сигналов и в аппаратуре для этого*" [6, 9]. 2 июля 1897 года им был получен соответствующий английский патент, юридически закреп-

ляющий его приоритет в Англии на радиотехническое устройство, аналогичное предложенному, сделанному и апробированному "в металле" А.С. Поповым более двух лет тому назад. Наш физик своего изобретения ни в России, ни за рубежом не патентовал. Он ограничился газетным сообщением о нем 7 мая 1895 года в г. Петербурге, научной журнальной публикацией [7] и статьей "*Телеграфирование без проводов*" на страницах газеты "*Котлин*" от 8 января 1897 года в г. Кронштадте. Появление последней статьи было вызвано зарубежным сообщением об опытах Г. Маркони в области радиотелеграфии. Отметим, что Г. Маркони, как и А.С. Попов, базировался в своих радиотехнических разработках на радиопередатчике по схеме Г.Р. Герца и радиоприемнике, использующем принцип когерера. А.С. Попов был вынужден выступить в защиту своего приоритета в вопросе об изобретении беспроводной электросвязи (радиосвязи). Всемирная история радиотехники подтвердила тот факт, что заслуга в открытии радио принадлежит русскому физiku А.С. Попову и дата первого публичного сообщения об этом открытии 7 мая 1895 года является датой одного из крупнейших изобретений в научно-технической истории человечества. Тем не менее, заслуга Г. Маркони в дальнейшем развитии беспроводной электросвязи (радиосвязи) бесспорна. Об этом свидетельствует и то, что ему в 1909 году за изобретения в области радиотелеграфа Шведской Академии наук была присуждена Нобелевская премия по физике. На взгляд автора, подобной премии совместно с Г. Маркони заслуживал и А.С. Попов, безвременно скончавшийся от инсульта 13 января 1906 года [6].

В этом разделе вкратце следует отметить и работы выдающегося английского физика XX века Э. Резерфорда, пытавшегося в конце 19-го столетия решить проблему беспроводной передачи и приема электрических сигналов не на принципе когерера, а на изменении намагничивания стального стержня под действием высокочастотных электрических колебаний [6]. Еще работая в Новой Зеландии, он в "*Трудах Ново-Зеландского института*" за 1894 год опубликовал результаты своих исследований по намагничиванию железа высокочастотными электрическими разрядами [6]. Переехав в г. Кембридж (Англия), он продолжил заниматься этой научной задачей и в 1897 году в журнале Лондонского Королевского общества опубликовал статью "*Магнитный детектор электрических волн и некоторые его применения*" [6]. Узнав в 1897 году после выхода своей статьи в свет из зарубежной печати о работах Г. Маркони по радиосвязи, Э. Резерфорд прекратил свои дальнейшие опыты с магнитным детектором (этот термин происходит от латинского слова "*detector*" – "*обнаруживающий*" [1]) и переключился в своих научных интересах совершенно на иную физическую область – атомную физику, в которой и обессмертил свое имя.

2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РЕЗОНАНС И ВЗРОСЛЕНИЕ БЕСПРОВОЛОЧНОЙ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

На заре радиосвязи, как и сейчас в период ее расцвета, для ее осуществления применялись следующие основные радиотехнические устройства: ра-

диопередатчик с передающей антенной и радиоприемник с приемной антенной. В радиофизических исследованиях А.С. Попова и Г. Маркони использовались только искровые радиопередатчики, основанные на несовершенном вибраторе Герца с различными электрическими параметрами его излучающего колебательного контура и широкополосном излучении с его помощью в окружающее воздушное пространство сферических электромагнитных волн разной длины $\lambda_{ЭМВ}$. По мере развития электросвязи с увеличением числа таких радиопередатчиков и их мощности они начали мешать работе друг друга: их частотные диапазоны накладывались один на другой и перекрывались. Радиоэфир при их работе заполнялся электромагнитной какофонией (хаотичным нагромождением электромагнитных колебаний [1]). Этот электромагнитный диссонанс мешал радиоприемнику поймать требуемый радиопередатчик. Положение казалось безвыходным. Однако вскоре удалось решить и эту непростую задачу: для выделения из радиоэфира той или иной передачи в радиоприемнике стали использовать явление резонанса электрических колебаний в его колебательном контуре (технический термин "резонанс" происходит от латинского слова "resonans" – дающий отзвук [1]). Как известно, при электрическом резонансе напряжения (тока) в цепи (контуре) происходит резкое возрастание амплитуды колебаний соответствующей электрической величины [10]. Для обеспечения в цепи (контуре) электрического резонанса напряжения (тока) необходимо, чтобы частота ее (его) собственных электрических колебаний совпадала с частотой внешнего вынужденного электромагнитного воздействия. Открыт электрический резонанс в цепях электро- и радиотехники был в 1897 году английским ученым О. Лоджем [8].

С открытием и практическим использованием в колебательных контурах радиопередатчиков и радиоприемников явления электрического резонанса развитие беспроводной электросвязи получило мощный прогрессивный научно-технический толчок. На основе электрического резонанса радиопередатчики (вибраторы Герца) стали излучать не широкую полосу радиоволн, а узкую, соответствующую частоте настройки его излучающего колебательного контура. При этом радиоприемники, в свою очередь, при электрической настройке их приемного колебательного контура в электрический резонанс из радиоэфира стали улавливать только необходимую электромагнитную волну (радиопередачу), соответствующую радиоволне своего радиопередатчика. Здесь для ясности следует указать то, что колебательные контура радиопередатчика и радиоприемника содержат сосредоточенные (распределенные) индуктивности L_k и емкости C_k . Электрическая энергия, накопленная вначале в емкости C_k , при замыкании соответствующего излучающего или принимающего контура, переходит в магнитную энергию индуктивности L_k , а затем от индуктивности L_k снова возвращается к емкости C_k . Этот процесс попеременного разряда и заряда емкости C_k повторяется вновь и вновь. Из-за наличия в

$L_k C_k$ – контурах активного сопротивления R_k их токоведущих частей высокочастотные электрические колебания в этих контурах затухают и, в конце концов, колебательный процесс в радиопередатчике (радиоприемнике) прекращается. Период этих колебаний T_k , например, при неучете влияния R_k , как известно, определяется знаменитой формулой Томсона [10]: $T_k = 2\pi\sqrt{L_k C_k}$. Поэтому в рассматриваемых контурах собственная частота электрических колебаний $f_k = 1/T_k$ может регулироваться изменением значений емкости C_k или индуктивности L_k . Регулировкой значений L_k и C_k колебательные контура радиопередатчика (радиоприемника) и настраивают на нужную частоту радиоволн. Что касается электрического резонанса напряжения (тока) в указанных колебательных контурах, то условием его существования в них является следующее классическое соотношение [10]: $\omega_k^2 L_k C_k = 1$, где $\omega_k = 2\pi f_k$ – круговая резонансная частота электрических колебаний в контуре.

К началу XX века в мире был известен лишь один способ генерирования высокочастотных электромагнитных колебаний – искровой метод Г.Р. Герца [6, 8]. Этот метод позволял в окружающем вибратор Герца воздушном пространстве создавать только затухающие во времени электрические колебания частотой в десятки и сотни мегагерц. Однако практика радиосвязи требовала перехода радиотехнических устройств на работу незатухающими электромагнитными колебаниями. К этому активно подталкивало: во-первых, стремление увеличить мощность передающих радиостанций и соответственно дальность действия радиоустройств; во-вторых, повышение требований к избирательности принимаемых радиоприемниками радиосигналов; в-третьих, желание иметь наряду с телеграфной и телефонную радиосвязь.

Первые радиопередатчики по изложенным выше причинам были несовершенны, обладали сравнительно малой мощностью, а первые радиоприемники имели низкую чувствительность к радиоволнам. Заметим, что в период первой мировой войны в русской армии уже использовались передвижные полевые искровые радиостанции, в которых затухающие радиоволны возбуждались и излучались электрической искрой в воздушном вибраторе Герца [2, 11]. Данные радиостанции, в основном, дублировали работу военной полевой проводной электросвязи (в случае ее выхода из строя) между штабами русской армии. При распространении в воздушном пространстве радиоволна, как известно, из-за процессов рассеяния теряет часть своей электромагнитной энергии. Поэтому с увеличением расстояния от радиопередатчика излученная радиоволна по своей амплитуде из-за пространственного затухания становится все меньше и меньше. Первые радиоприемники могли ловить (воспринимать) из окружающего их воздушного пространства только сравнительно сильные электромагнитные сигналы (колебания). В этой связи в радиосвязи на повестку дня логично встали научно-технические вопросы о повышении электромагнитной чувствительности ра-

диоприменников и переходе в радиопередатчиках на новый способ генерирования более мощных незатухающих во времени электромагнитных колебаний и соответствующих радиоволн, распространяющихся в земной атмосфере на большие расстояния.

3. ИЗОБРЕТЕНИЕ ЭЛЕКТРОННОЙ ЛАМПЫ И НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ПЕРЕВОРОТ В РАДИОТЕХНИКЕ

1. Изобретение двухэлектродной радиолампы. С 1914 года в России на смену искровым радиопередатчикам стали постепенно приходиться ламповые, в которых высокочастотные электромагнитные колебания создавались не электрической искрой в воздушном промежутке, а первенцем радиоэлектроники – электронной двухэлектродной лампой (радиолампой), работающей в условиях вакуума и установленной в излучающем колебательном контуре радиопередатчика (генератора радиоволн). Что представляла собой первая радиолампа, совершившая настоящий переворот в науке и технике? Для этого нам, прежде всего, стоит вспомнить обычную электрическую лампу накаливания, изобретенную впервые известным русским ученым А.Н. Лодыгиным в 1872 году (с угольной нитью была им запатентована в Англии в том же году) и предназначенную для освещения помещений (лампы с нитью из тугоплавких металлов он создал к 1890 году) [12]. Всем хорошо известно, что в ее прозрачной стеклянной колбе с откаченным воздухом размещена высокоомная металлическая (обычно вольфрамовая) нить, нагреваемая до высокой температуры (добелá) электрическим током и излучающая свет (электромагнитные волны частотой порядка 10^{15} Гц [13]). Именно данная электрическая лампа накаливания и сыграла свою определяющую роль в изобретении первой двухэлектродной радиолампы. В 1883 году известный американский изобретатель и электротехник Т. Эдисон (получил патент США на лампу с угольной нитью в 1879 году [12]) при усовершенствовании обычной электрической лампочки накаливания обнаружил интересное явление (рис.2): между раскаленной за счет разряда аккумуляторной батареи 2 при замыкании ключа 3 нитью 1 с отрицательным электрическим потенциалом, размещенной в стеклянной колбе 4 с откаченным воздухом, и металлической пластинкой 5 с положительным электрическим потенциалом, включенной в цепь аккумуляторной батареи 6, начинал протекать электрический ток. Данный эффект Т. Эдисон назвал "*распылением вещества нити накаливания в электрической лампе*" [6, 8].

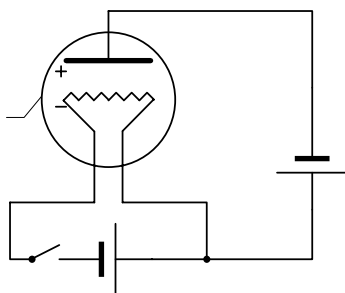


Рис. 2. Схема эксперимента Т. Эдисона с электрической лампой накаливания

Следует заметить, что в период проведения знаменитым исследователем электричества Т. Эдисоном указанного выше эксперимента еще не был открыт такой основной носитель электричества в металле как электрон. Справочно укажем, что эта элементарная частица была открыта в газоразрядной трубке (практически аналогичной рис.2 конструкции) выдающимся английским физиком Дж. Томсоном только в 1897 году [6, 14]. Мы теперь точно знаем, что этот электрический ток на рис. 2 между нитью 1 и пластиной 5 был обусловлен свободными электронами, дополнительно приобретенными за счет джоулевых потерь энергии в раскаленном металле нити 1 кинетическую энергию не менее работы выхода W_B из него (например, для вольфрама $W_B = 7,27 \cdot 10^{-19}$ Дж [15]), покинувшими по этой причине раскаленную нить 1 лампы и вышедшими из ее металла в изоляционное пространство колбы 5. Поэтому при подаче на металлическую пластину 5 отрицательного электрического потенциала электрический ток в цепи аккумуляторной батареи 6 прекращался. Ток в указанной цепи отсутствовал и в случае холодной (нераскаленной) нити 1, практически не эмитирующей вне себя свободных электронов. Металлическую пластину 5 на рис.2 назвали *анодом* (положительным электродом, происходящим по названию от греческого слова "*anodos*" – "*подъем*"), а нить накаливания 1 – *катодом* (отрицательным электродом, происходящим по названию от греческого слова "*kathodos*" – "*спуск*") [1]. Интересным и удивительным моментом в данном научно-историческом сюжете оказалось то, что Т. Эдисон из обнаруженного им явления практически никаких технических выводов не сделал [6, 8]. Идея о техническом использовании "*эффекта Эдисона*" пришла позже опытному английскому инженеру Флемингу, который в 1904 году и создал первую двухэлектродную радиолампу [8].

Простейшая электронная лампа, в которой имеется лишь два электрода (катод и анод) получила название *радиодиода* (с греческого приставка "*di*" означает числительное "*два*" [1]). У электровакуумного диода сразу было установлено важное свойство – возможность преобразования переменного электрического тока в постоянный, текущий по проводникам электрической цепи в одном направлении. При положительной полярности электрического потенциала на аноде в цепи радиодиода протекала положительная полуволна переменного тока, а при отрицательной полярности потенциала на аноде в его (диода) цепи ток отсутствовал, то есть в этом случае отрицательная полуволна переменного тока через диод не проходила. Радиолампа, как говорят, при этом была заперта. Принцип действия радиодиода оказывался подобным обычному вентилю велосипедной (автомобильной) резиновой камеры. Отсюда и произошло такое распространенное среди радиолюбителей и специалистов-радиотехников название выпрямительной двухэлектродной радиолампы (диода) как электронный вентиль или просто вентиль.

2. Изобретение трехэлектродной радиолампы. Вскоре у электронного диода появился его "младший

брат" – радиотриод (с греческого приставка "tri" означает числительное "три" [1]), содержащий три металлических электрода: два основных – катод 1, анод 4 и один дополнительный – сетку 3 (рис. 3). Данный электронный прибор (трехэлектродная радиолампа) с управляющим электродом (металлической сеткой) был предложен в 1907 году известным американским радиотехником Л. Форестом [8]. За активное внедрение в радиотехнику лампового триода его изобретатель – Л. Форест получил от своих американских соотечественников почетный титул "отца радио" [6].

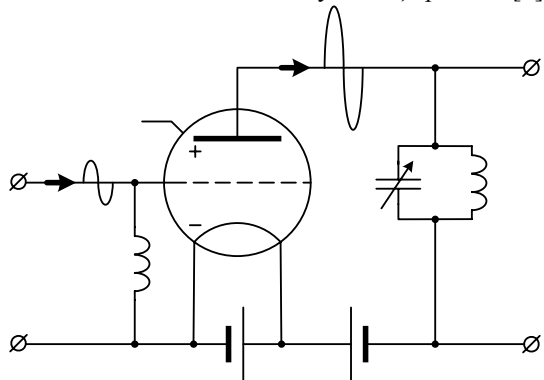


Рис. 3. Упрощенная схема устройства электронного триода

В электровакуумном триоде сетка 3 выполняется в виде металлической решетки или проволочной спирали, расположенной между катодом 1 и анодом 4. Она управляет потоком электронов, движущихся в безвоздушном пространстве от отрицательного раскаленного электрода-катода 1 к положительному электроду-аноду 4. Когда сетка 3 заряжена положительным зарядом, то она способствует движению электронов от катода 1 к аноду 4. Если на сетке 3 имеется отрицательный заряд, то она мешает движению электронов от катода 1 к аноду 4. Отличительной особенностью радиотриода является то, что он выполняет роль усилителя входного электрического сигнала, поступающего на сетку 3, размещенную вблизи катода 1. В случае, когда на ней (сетке) появляется отрицательный заряд достаточно большой величины, то триод запирается и не пропускает анодный ток. При уменьшении отрицательного заряда сетки анодный ток этой радиолампы возрастает. Получается так, что в триоде незначительные изменения сеточного заряда приводят к существенному изменению анодного тока лампы (на рис. 3 не указан источник питания для смещения сеточного потенциала). При колебании заряда на сетке в триоде наблюдаются и колебания величины анодного тока. Поэтому трехэлектродная радиолампа (триод) на своем выходе обеспечивает процесс усиления входных электрических колебаний. Именно триод и позволил создать ламповый усилитель и ламповый генератор незатухающих во времени электромагнитных колебаний – самые распространенные на заре радиотехники электронные приборы [8, 11].

3. Изобретение лампового усилителя. Для получения простейшей электрической схемы лампового усилителя, применяемого в радиоприемнике, схему триода на рис. 3 необходимо дополнить следующими элементами: на входе – индуктивностью L_y , а на выходе

– колебательным электрическим контуром, содержащим параллельно включенные переменную настроечную емкость C_k и индуктивность L_k . Рассмотрим в упрощенном виде процесс усиления в радиоприемнике относительно слабого входного электрического сигнала, подаваемого между сеткой 3 и катодом 1 и изменяющегося во времени по произвольному закону. При подаче на сетку такого электрического сигнала ее заряд будет также изменяться, что вызовет соответствующую пульсацию анодного тока, проходящего через электрическую нагрузку, состоящую из емкости C_k и индуктивности L_k . Эти пульсации будут раскачивать электрический колебательный $L_k C_k$ – контур, амплитуда электрических колебаний в котором при его настройке в резонанс с подаваемым на сетку сигналом может принимать большие значения. Практика показала, что с помощью радиотриода его входные электрические колебания можно усиливать в десятки раз. Однако такое усиление часто оказывается недостаточным. Например, слабые электрические сигналы радиозфира после их приема необходимо усиливать в миллионы раз [8]. Как в радиотехнике после изобретения радиотриода осуществлялось такое колоссальное усиление? Это усиление входных для радиоприемника слабых электрических сигналов на практике реализуется старым испытанным способом, основанным на пошаговом ступенчатом принципе изменения требуемой электрической величины напряжения (тока). На рис. 4 в упрощенном виде приведена принципиальная электрическая схема радиоусилителя, состоящая из двух каскадов, основным элементом которых являются трехэлектродные радиолампы (триоды) T_1 и T_2 .

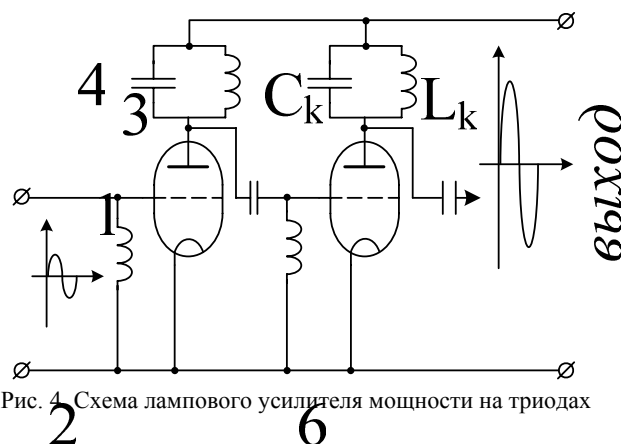


Рис. 4. Схема лампового усилителя мощности на триодах

Чем больше каскадов в электрической схеме усилителя на рис.4, тем выше и коэффициент ее усиления k_y , равный $k_y = i_{\text{вых}} / i_{\text{вх}}$, где $i_{\text{вх}}$, $i_{\text{вых}}$ – соответственно входные и выходные значения электрического тока или напряжения лампового усилителя.

4. Изобретение лампового генератора. Простейший ламповый генератор (радиопередатчик) отличается от приведенного выше лампового усилителя на триодах (см. рис. 4), используемого в радиоприемнике, практически лишь одной особенностью: генератор усиливает свои же собственные электрические колебания. Первый ламповый генератор на радиотриоде был разработан в 1913 году А. Мейснером [6]. Ламповый уси-

литель может быть сравнительно легко превращен в ламповый генератор. Для этого схему усилителя на рис. 4 нужно доработать так, чтобы часть электромагнитной энергии с выхода триода T_r все время возвращалась на его вход. Осуществить эту идею в ламповом генераторе можно путем включения индуктивности L_c в анодную цепь радиотриода T_r и получения ее трансформаторной связи с сеткой C (рис. 5).

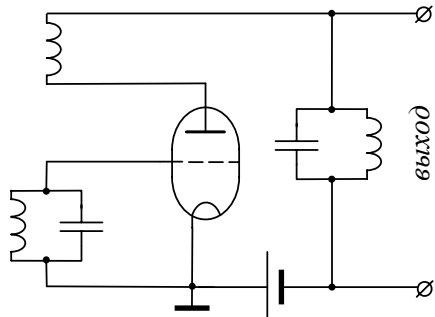


Рис. 5. Схема лампового генератора на триоде

Индуктивность L_c в схеме лампового генератора на рис. 5 называется катушкой обратной связи [2,8]. Ее переменное электромагнитное поле пронизывает катушку индуктивности L_y электрического колебательного $L_y C_y$ – контура, включенного на входе триода T_r между его сеткой C и катодом K (см. рис. 5). Под влиянием этого поля в $L_y C_y$ – контуре генератора будут возбуждаться электрические колебания в противофазе анодному напряжению, которые затем усиливаются его триодом T_r и снова попадают через анод A в катушку обратной связи с индуктивностью L_c . В результате чего электрические колебания в катушке с индуктивностью L_c будут раскачивать колебательный $L_y C_y$ – контур, колебания которого поступают на сетку C радиолампы, усиливаются в анодной цепи триода T_r и снова проходят через катушку обратной связи с индуктивностью L_c . Получается, что данный генератор все время себя как бы возбуждает. Поэтому он и получил название лампового генератора с самовозбуждением [8, 11]. Заметим, что и в настоящее время в мощных генераторах метровых радиоволн используются приведенные на рис. 5 радиотриоды, а элементами электрического колебательного $L_y C_y$ – контура служат отрезки длинных линий [11]. При генерировании в мощных генераторах дециметровых радиоволн сейчас применяются металлокерамические лампы, электроды которых являются частью колебательной системы большой мощности [8]. Для генерирования более коротких радиоволн электронные лампы с управляющими электродами не применяются по той причине, что в этих условиях работы их коэффициент усиления становится малым. Объясняется это тем, что при этом время пролета электронов между катодом K , сеткой C и анодом A (см. рис. 5) становится соизмеримым с периодом генерируемых триодом сверхвысокочастот-

ных электрических колебаний. Уменьшение расстояния между основными и дополнительным (управляющим) электродами радиолампы приводит в этом случае лишь к увеличению паразитных значений емкости сетки C и уменьшению времени взаимодействия поля с электрическими зарядами свободных электронов триода. Это, в свою очередь, также способствует уменьшению значений коэффициента усиления данного типа лампового генератора на сверхвысоких частотах (порядка долей и единиц ГГц).

5. Изобретение многоэлектродных радиоламп. Более сложные, чем диоды и триоды, радиолампы свое практическое применение нашли только в 30-е годы ушедшего столетия. Так, электронные тетроды (лампа с четырьмя электродами: катодом, анодом и двумя сетками), созданные Шоттки в 1919 году, стали применяться в радиоприемниках для усиления мощности электрических колебаний только в период 1925-1929 годов [8]. Электронные пентоды (лампа с пятью электродами: катодом, анодом и тремя сетками), созданные на основе работ Лэнгмюра, были использованы для генерирования и усиления электрических колебаний в диапазоне частот до нескольких сотен МГц, лишь начиная с 1930 года [8].

6. Изобретение лампы бегущей волны. Данная радиолампа предназначена для усиления электрических колебаний с длиной радиоволны $\lambda_{ЭМВ}$ сантиметрового диапазона [8]. Основным принципом, положенным в работу электровакуумной лампы бегущей волны (ЛБВ), является увеличение времени взаимодействия усиляемого электромагнитного поля с пролетающими сквозь него электронами. ЛБВ содержит [8]: катод, подводящий усиляемое поле и отводящий усиленное поле волноводы (линии передачи высокочастотной энергии в виде медных или алюминиевых труб прямоугольного или круглого поперечного сечения диаметром не более $\lambda_{ЭМВ} / 2$), замедляющую систему и анод. В ЛБВ для того, чтобы усиляемое поле и электронный поток двигались вместе и взаимодействовали в течение сравнительно длительного времени обеспечивают уравнивание их скоростей. Для этой цели скорость распространения радиоволн вдоль ЛБВ замедляют с помощью расположенной внутри стеклянного баллона лампы металлической спирали, а снаружи лампы над спиралью размещают фокусирующую катушку [8]: Шаг спирали и длину ее витков выбирают так, чтобы усиляемое высокочастотное электромагнитное поле распространялось вдоль нее с требуемой скоростью. В ЛБВ происходит чередование процессов ускорения и торможения электронов, движущихся от катода к аноду радиолампы. При ускорении в ЛБВ электрона он получает от указанного поля энергию, а при его торможении – он передает накопленную кинетическую энергию электромагнитному полю. Поэтому в краевой части ЛБВ, примыкающей к аноду, ускоренные электроны попадают в область тормозящего поля и усиливают бегущую вдоль лампы электромагнитную волну. Усиленные таким способом электромагнитные колебания отводятся волноводом в последующие каскады радиоприемника. Достоинством ЛБВ является ее большой ко-

эффицент усиления, низкий уровень шума и сравнительно высокая полоса пропускания [8, 11]. Поэтому ЛБВ нашла широкое применение в радиотехнике в качестве усилителя сверхвысоких частот в сантиметровом диапазоне радиоволн.

7. Изобретение лампы обратной волны. Для генерирования в радиопередатчиках мощных электромагнитных колебаний в миллиметровом диапазоне радиоволн используется электровакуумная лампа обратной волны (ЛОВ). По своей конструкции ЛОВ напоминает ЛБВ с той лишь разницей, что в радиолампе ЛОВ электронный поток и усиливаемое электромагнитное поле движутся во взаимно противоположных направлениях [8]. На определенных участках пути движущиеся сгустки электронов (области электрических зарядов с повышенной электронной плотностью) попадают в тормозящее электромагнитное поле, где они и отдают этому полю часть своей накопленной за счет ускорения в поле между катодом и анодом кинетической энергии. После усиления в ЛОВ высокочастотное электромагнитное поле при помощи волновода отводится к излучающей системе радиопередатчика, в качестве которой может выступать, например, слабонаправленная рупорная антенна [8, 11].

Из истории развития радиотехники известно, что выдающийся вклад в создание генерирующих радиоламп на заре радиовещания внесли такие российские ученые как Н.Д. Папалекси и М.А. Бонч-Бруевич. Уже к 1914 году из печати вышли их основополагающие работы по теории и конструированию ламповых усилителей и генераторов [6, 8]. В области разработки теории генерирования радиоволн и радиоприема высокочастотных электромагнитных колебаний, а также конструирования различных мощных радиотехнических устройств необходимо отметить большой вклад следующих советских ученых [6, 11]: А.А. Чернышева, М.В. Шулейкина, А.И. Берга, В.П. Вологодина, Ю.Б. Кобзарева, В.И. Сифорова и др. Работы в XX веке таких выдающихся и всемирно известных ученых как основоположника кибернетики Н. Винера и радиотехника В.А. Котельникова позволили в дальнейшем разработать принципиально новый статистический подход к решению задач устойчивого радиоприема необходимого полезного электрического сигнала на фоне электромагнитных помех. Электронные лампы и создаваемые на их основе генерирующие и приемные радиоэлектронные приборы при всех своих достоинствах имеют сравнительно большие габаритные размеры и потребляют относительно большие количества электроэнергии. Поэтому уже с момента их широкого и успешного использования в радиотехнике ученые стали искать достойного преемника электронной лампе, обладающего всеми ее замечательными свойствами и свободным от ее недостатков.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Большой иллюстрированный словарь иностранных слов. – М.: Русские словари, 2004. – 957 с.
 [2] Плонский А.Ф. Как человек приручил волну. – М.: Сов. Россия, 1958. – 224 с.
 [3] Баранов М.И. Джеймс Клерк Максвелл и теория электромагнитного поля // *Электротехника і електромеханіка*. – 2005. – №1. – С. 5–7.

[4] Баранов М.И. Генрих Рудольф Герц – первооткрыватель электромагнитных волн // *Электротехника і електромеханіка*. – 2006. – №1. – С. 5–11.
 [5] Григорьян А.Т., Вяльцев А.Н. Генрих Герц. 1857–1894. – М.: Наука, 1968. – 309 с.
 [6] Кудрявцев П.С. Курс истории физики. – М.: Просвещение, 1974. – 312 с.
 [7] Попов А.С. Прибор для обнаружения и регистрирования электрических колебаний // *Журнал русского физико-химического общества. Серия физическая*. – 1896. – Т.28. – С. 1–14.
 [8] Мельник Ю.А., Стогов Г.В. Основы радиотехники и радиотехнические устройства. – М.: Сов. радио, 1973. – 368 с.
 [9] Баранов М.И. Оливер Хевисайд и его вклад в мировую сокровищницу науки // *Электротехника і електромеханіка*. – 2005. – №4. – С. 5–14.
 [10] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т.1. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 536 с.
 [11] Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. – М.: Сов. радио, 1973. – 496 с.
 [12] Жукова Л.Н. Лодыгин / Серия: Жизнь замечательных людей. – М.: Молодая гвардия, 1989. – 304 с.
 [13] Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский. – Киев: Наукова думка, 1989. – 864 с.
 [14] Баранов М.И. Ретроспектива исследований в области искусственного и атмосферного электричества и молниезащиты технических объектов // *Электротехника і електромеханіка*. – 2006. – №5. – С. 5–13.
 [15] Фоменко В.С. Эмиссионные свойства материалов. Справочник. – Киев: Наукова думка, 1981. – 338 с.
 [16] Ваврив Д.М., Казанцев В.И., Канило П.М., Лебедюк И.Н. и др. Использование СВЧ-энергии для безызлучательного розжига и стабилизации горения низкосортных углей // *Вестник МГТУ им. Баумана*. – 2003. – №1. – С. 87–97.
 [17] Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. – М.: Наука, 1990. – 624 с.
 [18] Баранов М.И. Энрико Ферми – один из основоположников квантовой статистики, электродинамики и ядерной энергетики // *Электротехника і електромеханіка*. – 2007. – №2. – С. 5–12; №3. – С. 5–11.
 [19] Баранов М.И. Эрвин Шредингер и новые пути развития физической науки микромира // *Электротехника і електромеханіка*. – 2006. – №4. – С. 5–15.
 [20] Onishchenko I.N. Progress in plasma wakefield acceleration driven by a short intense bunch of relativistic electrons // *Problems of Atomic Science and Technology*. – 2006. – №6. – Series: Plasma Physics (12). – p. 158–162.
 [21] Adler R.J. Comparison of DC and pulsed beams for commercial applications // *10th International Conference on High Power Particle Beams*. – San Diego, USA (20–24 June 1994). – Vol. 1. – P. 29–32.
 [22] Гурин А.Г., Корнилов Е.А., Ложкин Р.С. Контроль работоспособности изоляции линейного индукционного ускорителя, применяемого для промышленных целей // *Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут"*. Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Електроенергетика та перетворююча техніка. Харків: НТУ "ХПІ". – 2005. – №42. – С. 16–20.
 [23] Баранов М.И. Ретроспектива, современное состояние и перспективы развития исследований в области создания электроустановок с мощными накопителями электрической и магнитной энергии // *Электротехника і електромеханіка*. – 2007. – №5. – С. 48–60.

Поступила 21.11.2007

СХЕМИ СИМЕТРИЧНИХ ТРИФАЗНИХ ДВОШАРОВИХ ОБМОТОК З ПЕРЕМИКАННЯМ КІЛЬКОСТІ ПАР ПОЛЮСІВ У СПІВВІДНОШЕННІ 1:2 (КІЛЬКІСТЬ ПАЗІВ $Z = 48$)

Гаврилюк Р.Б., к.т.н., доц.

Івано-Франківський Національний технічний університет нафти і газу,

Україна, 34014, Івано-Франківськ, вул. Карпатська 15, кафедра "Електропостачання та електрообладнання"

тел. (03422) 4-80-03, E-mail: feivt@ifdtung.if.ua

Розглянуті характеристики всіх можливих варіантів симетричних трифазних двошарових схем обмоток асинхронних електродвигунів із співвідношенням кількості пар полюсів 1:2 та кількістю пазів $z = 48$.

Рассмотрены характеристики всех возможных вариантов симметричных трехфазных двухскоростных схем обмоток асинхронных электродвигателей с соотношением чисел пар полюсов 1:2 и числом пазов $z = 48$.

Перша схема обмотки з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 1:2 запропонована в позаминулому столітті Даландером [1]. Відтоді теорію симетричних схем обмоток з перемиканням кількості пар полюсів непинно вдосконалюють та пропонують інші схеми, одержані на підставі різних теоретичних підходів, наприклад [2-6]. Давно назрівала необхідність створення єдиної теорії проектування всіх можливих схем, яка подана в [7-9].

В цій статті на підставі єдиної теорії проаналізовано всі теоретично можливі варіанти створення схем обмоток з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 1:2 та кількості пазів $z = 48$.

Надалі ми розглянемо пошук всіх можливих варіантів симетричних схем обмоток з реверсуванням половини котушок в кожній фазі обмотки, тобто за відомими схемами № 1 (Δ/YY), № 2 (YY/Δ), № 3 (Y/YY), № 4 (YY/Y) і № 5 (Y/Y) [2]. Підставою для проектування схем обмоток для $z = 48$ є [8, табл. Д8]. Кількість різних теоретично можливих симетричних структур схем обмоток електричних машин змінного струму визначають на підставі [7, 8].

Пошук домінантних схем обмоток (домінантною схемою вважаємо схему, яка хоча б за одним параметром краща від інших схем) проведемо за дванадцятьма параметрами (нижній індекс 1 або 2 вказує відповідно на кількість пар полюсів):

- ✓ крок вкорочення обмотки y , критерій оптимальності - мінімум;
- ✓ обмотковий коефіцієнт K_{p1} , критерій оптимальності - максимум;
- ✓ коефіцієнт диференційного розсіювання τ_{d1} - критерій оптимальності - мінімум;
- ✓ коефіцієнт диференційного розсіювання для вищих гармонік τ_{dn1} , критерій оптимальності - мінімум;
- ✓ коефіцієнт ефективності використання схеми обмотки E_{p1} (відношення номінальної потужності двошарового двигуна для заданої кількості пар полюсів до потужності одно швидкісного двигуна), критерій оптимальності - максимум;
- ✓ обмотковий коефіцієнт K_{p2} , критерій оптимальності - максимум;
- ✓ коефіцієнт диференційного розсіювання τ_{d2} , критерій оптимальності - мінімум;
- ✓ коефіцієнт диференційного розсіювання вищих гар-

- монік τ_{dn2} , критерій оптимальності - мінімум;
- ✓ коефіцієнт ефективності використання схеми обмотки E_{p2} , критерій оптимальності - максимум;
- ✓ усереднений коефіцієнт ефективності використання схеми обмотки - $E_{p\Sigma} = (E_{p1} + E_{p2})/2$, критерій оптимальності - максимум;
- ✓ сумарний коефіцієнт диференційного розсіювання $\tau_{d\Sigma} = \tau_{d1} + \tau_{d2}$, критерій оптимальності - мінімум;
- ✓ сумарний коефіцієнт диференційного розсіювання для вищих гармонік $\tau_{dn\Sigma} = \tau_{dn1} + \tau_{dn2}$, критерій оптимальності - мінімум.

Кожному з 12 перелічених вище параметрів присвоюють логічну змінну, якщо ця логічна змінна має значення - *true* (*T*), то параметр враховують в пошуку домінант, в протилежному випадку (значення *false* (*F*)) - не враховують.

Надалі в табл. 2 всім логічним змінним присвоєні значення *T*.

Алгоритм побудови схеми обмотки з перемиканням кількості пар полюсів на підставі [8, табл. Д1 ÷ Д12] детально пояснено в [9].

Табл. 1 є копією чотирьох перших рядків [8, табл. Д8]. На підставі цієї копії відразу довідуємося, що для m фазної схеми обмотки в половині кожної фази є n елементів (котушок) кількість різних структур схеми шару обмотки $kw = 166$, тобто **існує тільки 166 теоретично можливих структур схем обмоток**. Значення "№" в таблиці відповідає номеру структури *NC* (див. нижче).

Таблиця 1

Схеми симетричних обмоток, копія таблиці [8, табл.Д8] ($m = 3, n = 8, kw = 166$)

№	Індекс	Схема							
k	17	1	1	1	1	1	1	1	17
2	60	2	1	1	1	1	1	1	15
3	81	1	1	1	1	1	1	1	9

Схеми обмоток створені шляхом розташування котушок в кожній половині фази на підставі значень [8, табл. Д8] (всього 166 схем обмоток, які позначені індексом *NC*), зі зміною кроку вкорочення обмотки y в діапазоні $6 \div 23$, тобто розглянуто 2988 можливих варіантів побудови схем обмоток.

Наведемо 12 параметрів схем обмоток: $y, K_{p1}, \tau_{d1}, \tau_{dn1}, E_{p1}, K_{p2}, \tau_{d2}, \tau_{dn2}, E_{p2}, E_{p\Sigma}, \tau_{d\Sigma}, \tau_{dn\Sigma}$, які вважаємо критеріями для пошуку домінант. Значення цих кри-

теріїв подано в табл. 2, в якій затінені чорним кольором в кожному стовпчику клітинки з екстремальними (мінімуму або максимуму в залежності від критерію) значеннями критеріїв. Окрім того в табл. 2 наведено:

NC — номер структури;

N_H — номер порядку максимальної нижчої шкідливої гармоніки;

F_H — амплітуда максимальної нижчої шкідливої гармоніки в % до амплітуди основної гармоніки;

N_B — номер порядку максимальної вищої шкідливої гармоніки;

F_B — амплітуда максимальної вищої шкідливої гармоніки в % до амплітуди основної гармоніки;

C — схема сполучення фаз:

$C = 1$, сполучення $\Delta \backslash Y Y$,

$C = 2$, сполучення $Y Y \backslash \Delta$,

$C = 3$, сполучення $Y \backslash Y Y$,

$C = 4$, сполучення $Y Y \backslash Y$,

$C = 5$, сполучення $Y \backslash Y$;

B_{p1}/B_{p2} — відношення індукцій у повітряному проміжку електричної машини у відповідних кількостях полюсів та заданій схемі сполучення фаз.

Надалі, у табл. 3 представлено інформацію про розташування котушок в схемах обмоток та з'єднання котушок між собою в кожній половині фази. З'єднання половин фаз здійснюють на підставі значення параметра C .

В результаті дослідження параметрів у 2988 варі-

антах схем одержано 266 доміантних схем, а серед них є тільки сімдесят різних структур схем (з 166 досліджуваних): $1 \div 7, 9 \div 12, 14, 16 \div 22, 24, 29 \div 32, 34, 37, 40, 41, 46, 48, 49, 51 \div 53, 55, 61, 66 \div 68, 70, 74 \div 76, 79, 80, 82 \div 84, 88, 91 \div 94, 99, 108, 117, 119, 120, 124, 126, 129, 135, 136, 141, 144, 156, 157, 159, 161, 162$.

На підставі аналізу параметрів цих схем з'ясовано, що схеми з кроками вкорочення обмотки $y = 6, 7, 8$ та $21, 22, 23$ мають низькі значення коефіцієнтів $E_{p\Sigma}$ та високі значення $\tau_{d\Sigma}$. Тому було здійснено повторний вибір доміантних схем зі зміною кроку вкорочення обмотки y в діапазоні $9 \div 20$ та обмеження: $E_{p\Sigma} \geq 0,5$ та $\tau_{d\Sigma} \leq 4,56$. Розглянуто 1992 можливі варіанти побудови схем обмоток, з них 112 є доміантними (табл. 2), а серед доміантних тільки 41 структур (з 166 досліджуваних). В ранзі доміантних схема з номером $NC = 1$ зустрічається 5 разів. Скорочено запишемо це таким чином: $NC1(5)$. Отже ряд доміантних схем матиме вигляд: $NC1(5), NC2(7), NC3(6), NC4(7), NC5(6), NC6(9), NC7(2), NC9(1), NC10(1), NC11(3), NC12(7), NC14(1), NC16(2), NC17(1), NC18(3), NC19(5), NC20(4), NC21(5), NC22(1), NC24(3), NC29(2), NC30(1), NC31(1), NC32(2), NC40(3), NC41(2), NC46(1), NC48(2), NC49(1), NC51(2), NC61(2), NC74(1), NC80(2), NC92(1), NC93(1), NC99(2), NC135(1), NC136(1), NC141(1), NC156(2), NC161(2)$.

Таблиця 2

Доміантні схеми обмоток (кількість пазів $z = 48$)

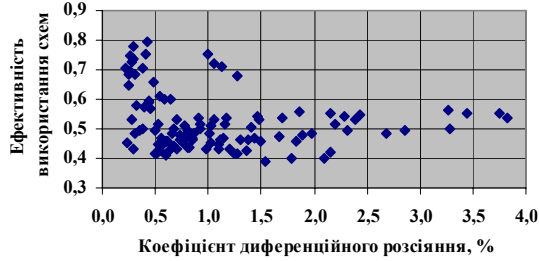
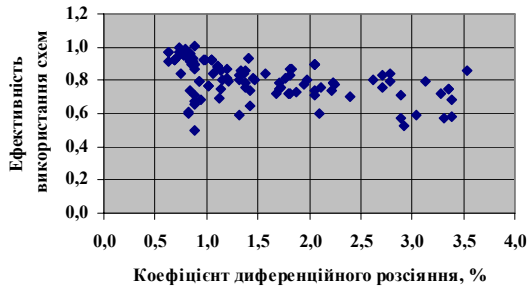
Загальні показники			Кількість пар полюсів $p_1 = 1$								Кількість пар полюсів $p_2 = 2$								Загальні показники				
№	NC	Y	K_{p1}	τ_{d1}	τ_{d11}	E_{p1}	N_H	F_H	N_B	F_B	K_{p2}	τ_{d2}	τ_{d22}	E_{p2}	N_H	F_H	N_B	F_B	$E_{p\Sigma}$	$\tau_{d\Sigma}$	$\tau_{d\Sigma2}$	C	B_{p1}/B_{p2}
7	6	20	0,676	0,38	0,38	0,501	1	0,00	5	4,07	0,479	0,89	0,89	0,501	1	0,00	10	4,29	0,501	1,27	1,27	4	0,709
10	51	18	0,781	0,27	0,27	0,530	1	0,00	5	1,89	0,506	2,93	2,93	0,530	1	0,00	4	9,04	0,530	3,20	3,20	4	0,648
12	48	18	0,760	0,40	0,40	0,572	1	0,00	7	3,81	0,546	3,32	3,32	0,572	1	0,00	4	11,44	0,572	3,71	3,71	4	0,719
14	21	19	0,678	0,44	0,44	0,590	1	0,00	7	3,83	0,563	1,31	1,31	0,590	1	0,00	4	5,55	0,590	1,75	1,75	4	0,831
16	51	17	0,758	0,44	0,44	0,594	1	0,00	5	3,35	0,568	3,04	3,04	0,594	1	0,00	16	8,26	0,594	3,48	3,48	4	0,748
17	32	18	0,723	0,59	0,59	0,601	1	0,00	7	4,50	0,574	2,10	2,10	0,601	1	0,00	4	5,64	0,601	2,68	2,68	4	0,793
19	6	19	0,662	0,55	0,55	0,610	1	0,00	7	5,49	0,583	0,83	0,83	0,610	1	0,00	14	3,83	0,610	1,38	1,38	4	0,880
20	46	12	0,575	0,65	0,65	0,602	1	0,00	11	4,50	0,583	0,83	0,83	0,602	1	0,00	14	3,83	0,602	1,48	1,48	4	1,013
27	18	10	0,552	0,32	0,32	0,578	1	0,00	7	2,67	0,655	3,39	3,39	0,578	1	0,00	4	13,72	0,578	3,71	3,71	4	1,186
28	18	14	0,719	0,24	0,24	0,686	1	0,00	19	1,49	0,655	3,39	3,39	0,686	1	0,00	4	13,72	0,686	3,63	3,63	4	0,910
31	18	13	0,682	0,22	0,22	0,704	1	0,00	23	1,29	0,672	2,40	2,40	0,704	1	0,00	4	6,92	0,704	2,62	2,62	4	0,986
32	9	12	0,630	0,48	0,48	0,659	1	0,00	7	3,44	0,677	0,89	0,89	0,659	1	0,00	10	4,29	0,659	1,37	1,37	4	1,075
33	6	18	0,646	1,27	1,27	0,677	1	0,00	7	7,88	0,677	0,89	0,89	0,677	1	0,00	10	4,29	0,677	2,16	2,16	4	1,048
34	29	9	0,487	0,60	0,60	0,410	1	0,00	7	3,70	0,678	2,89	2,89	0,710	1	0,00	4	12,25	0,560	3,49	3,49	2	0,805
37	31	9	0,463	0,52	0,52	0,418	1	0,00	13	2,99	0,691	3,29	3,29	0,723	1	0,00	8	11,97	0,570	3,80	3,80	2	0,862
38	135	10	0,485	0,50	0,50	0,418	1	0,00	23	2,91	0,691	1,80	1,80	0,724	1	0,00	4	7,93	0,571	2,29	2,29	2	0,823
39	161	15	0,552	0,53	0,53	0,428	1	0,00	7	4,08	0,708	0,84	0,84	0,741	1	0,00	22	2,89	0,585	1,37	1,37	2	0,741
40	40	9	0,479	0,63	0,63	0,428	1	0,00	7	3,83	0,708	2,05	2,05	0,742	1	0,00	4	9,40	0,585	2,68	2,68	2	0,854
41	29	10	0,533	0,55	0,55	0,429	1	0,00	7	4,02	0,709	2,22	2,22	0,743	1	0,00	4	8,29	0,586	2,77	2,77	2	0,768
44	92	11	0,546	0,70	0,70	0,429	1	0,00	7	4,43	0,710	1,14	1,14	0,743	1	0,00	4	3,95	0,586	1,84	1,84	2	0,751
45	48	9	0,457	1,10	1,10	0,432	1	0,00	7	5,70	0,714	1,71	1,71	0,748	1	0,00	4	6,19	0,590	2,81	2,81	2	0,902
46	2	15	0,781	0,26	0,26	0,748	1	0,00	5	2,87	0,714	3,35	3,35	0,748	1	0,00	4	15,16	0,748	3,61	3,61	4	0,914
47	2	9	0,522	0,29	0,29	0,432	1	0,00	19	1,69	0,714	3,35	3,35	0,748	1	0,00	4	15,16	0,590	3,64	3,64	2	0,790
49	80	9	0,443	0,82	0,82	0,435	1	0,00	7	4,87	0,720	1,72	1,72	0,754	1	0,00	4	5,51	0,594	2,54	2,54	2	0,937
50	7	13	0,694	0,28	0,28	0,727	1	0,00	13	2,24	0,728	1,88	1,88	0,727	1	0,00	4	8,29	0,727	2,16	2,16	4	1,049
52	156	11	0,506	0,67	0,67	0,444	1	0,00	19	4,20	0,734	1,01	1,01	0,768	1	0,00	4	4,26	0,606	1,68	1,68	2	0,837
53	156	13	0,577	0,55	0,55	0,444	1	0,00	13	4,00	0,734	1,01	1,01	0,768	1	0,00	4	4,26	0,606	1,56	1,56	2	0,734
54	7	12	0,653	0,30	0,30	0,683	1	0,00	11	1,84	0,734	0,94	0,94	0,683	1	0,00	14	3,83	0,683	1,24	1,24	4	1,125
55	24	9	0,472	0,53	0,53	0,446	1	0,00	7	3,47	0,738	2,24	2,24	0,773	1	0,00	4	9,02	0,609	2,77	2,77	2	0,903
56	40	10	0,525	0,54	0,54	0,448	1	0,00	7	4,17	0,740	1,95	1,95	0,775	1	0,00	4	6,36	0,612	2,49	2,49	2	0,815
57	99	9	0,417	0,81	0,81	0,437	1	0,00	5	3,16	0,744	2,11	2,11	0,757	1	0,00	8	7,27	0,597	2,92	2,92	2	1,029
58	2	14	0,745	0,29	0,29	0,780	1	0,00	5	3,04	0,747	2,24	2,24	0,780	1	0,00	4	10,25	0,780	2,52	2,52	4	1,002

Загальні показники			Кількість пар полюсів $p_1 = 1$								Кількість пар полюсів $p_2 = 2$								Загальні показники				
№	NC	Y	K_{p1}	τ_{d1}	τ_{dH1}	E_{p1}	N_H	F_H	N_B	F_B	K_{p2}	τ_{d2}	τ_{dH2}	E_{p2}	N_H	F_H	N_B	F_B	$E_{p\Sigma}$	$\tau_{d\Sigma}$	$\tau_{dH\Sigma}$	C	B_{p1}/B_{p2}
59	2	10	0,572	0,23	0,23	0,451	1	0,00	17	1,58	0,747	2,24	2,24	0,782	1	0,00	4	10,25	0,616	2,47	2,47	2	0,754
60	32	9	0,435	1,02	1,02	0,453	1	0,00	7	6,74	0,750	1,71	1,71	0,785	1	0,00	8	7,22	0,619	2,73	2,73	2	0,995
61	80	10	0,486	0,77	0,77	0,455	1	0,00	7	5,29	0,752	1,38	1,38	0,788	1	0,00	16	4,76	0,621	2,14	2,14	2	0,894
62	161	13	0,499	0,60	0,60	0,459	1	0,00	17	3,61	0,760	0,92	0,92	0,796	1	0,00	10	5,36	0,627	1,52	1,52	2	0,879
63	136	12	0,544	0,60	0,60	0,459	1	0,00	7	3,09	0,760	0,92	0,92	0,796	1	0,00	10	5,36	0,627	1,52	1,52	2	0,806
64	11	9	0,488	0,76	0,76	0,459	1	0,00	7	6,40	0,760	3,13	3,13	0,796	1	0,00	4	13,93	0,627	3,90	3,90	2	0,899
65	40	11	0,568	0,62	0,62	0,459	1	0,00	7	3,68	0,760	1,22	1,22	0,796	1	0,00	20	3,80	0,628	1,84	1,84	2	0,772
66	10	10	0,543	0,73	0,73	0,461	1	0,00	7	6,65	0,763	2,62	2,62	0,799	1	0,00	4	11,19	0,630	3,35	3,35	2	0,811
69	2	13	0,706	0,29	0,29	0,739	1	0,00	5	2,90	0,766	1,42	1,42	0,739	1	0,00	4	5,17	0,739	1,71	1,71	4	1,085
70	2	11	0,619	0,24	0,24	0,648	1	0,00	5	1,63	0,766	1,42	1,42	0,648	1	0,00	4	5,17	0,648	1,66	1,66	4	1,237
71	93	12	0,574	0,85	0,85	0,463	1	0,00	5	6,01	0,767	1,32	1,32	0,803	1	0,00	22	5,27	0,633	2,17	2,17	2	0,771
72	41	9	0,452	1,11	1,11	0,465	1	0,00	7	7,61	0,770	1,98	1,98	0,806	1	0,00	4	9,95	0,636	3,09	3,09	2	0,983
73	30	12	0,596	0,85	0,85	0,465	1	0,00	5	5,91	0,770	1,16	1,16	0,806	1	0,00	10	6,21	0,636	2,01	2,01	2	0,745
74	24	10	0,517	0,56	0,56	0,466	1	0,00	7	3,78	0,772	1,45	1,45	0,808	1	0,00	4	6,10	0,637	2,01	2,01	2	0,862
75	2	12	0,664	0,27	0,27	0,695	1	0,00	5	2,43	0,773	1,12	1,12	0,695	1	0,00	14	3,83	0,695	1,39	1,39	4	1,164
76	14	10	0,504	1,43	1,43	0,468	1	0,00	7	10,25	0,774	1,77	1,77	0,811	1	0,00	4	7,80	0,640	3,20	3,20	2	0,887
77	99	10	0,457	0,86	0,86	0,470	1	0,00	17	4,99	0,778	1,20	1,20	0,815	1	0,00	8	6,02	0,643	2,05	2,05	2	0,982
78	12	15	0,720	1,00	1,00	0,754	1	0,00	5	8,49	0,790	2,71	2,71	0,754	1	0,00	4	13,40	0,754	3,71	3,71	4	1,097
79	12	9	0,481	0,73	0,73	0,477	1	0,00	7	5,35	0,790	2,71	2,71	0,827	1	0,00	4	13,40	0,652	3,43	3,43	2	0,948
80	11	10	0,535	0,78	0,78	0,480	1	0,00	7	6,96	0,794	1,82	1,82	0,832	1	0,00	4	9,42	0,656	2,60	2,60	2	0,858
81	61	9	0,426	1,27	1,27	0,417	1	0,00	7	6,17	0,796	1,31	1,31	0,834	1	0,00	4	7,85	0,625	2,58	2,58	5	0,934
82	24	12	0,601	0,66	0,66	0,483	1	0,00	5	5,48	0,799	1,36	1,36	0,836	1	0,00	14	5,64	0,660	2,03	2,03	2	0,768
83	16	9	0,444	1,38	1,38	0,465	1	0,00	7	9,08	0,800	1,48	1,48	0,805	1	0,00	4	7,82	0,635	2,85	2,85	2	1,040
84	1	14	0,758	0,43	0,43	0,794	1	0,00	5	5,09	0,801	2,79	2,79	0,794	1	0,00	4	13,05	0,794	3,22	3,22	4	1,057
85	1	10	0,582	0,31	0,31	0,484	1	0,00	7	3,44	0,801	2,79	2,79	0,839	1	0,00	4	13,05	0,662	3,11	3,11	2	0,795
86	49	12	0,587	0,86	0,86	0,484	1	0,00	5	6,11	0,801	0,75	0,75	0,839	1	0,00	10	2,22	0,662	1,61	1,61	2	0,789
87	41	10	0,495	1,01	1,01	0,486	1	0,00	7	8,28	0,805	1,57	1,57	0,843	1	0,00	4	6,73	0,664	2,58	2,58	2	0,938
88	3	9	0,475	0,50	0,50	0,494	1	0,00	7	3,16	0,817	3,54	3,54	0,856	1	0,00	4	14,77	0,675	4,04	4,04	2	0,994
89	1	11	0,630	0,35	0,35	0,497	1	0,00	7	3,03	0,822	1,37	1,37	0,861	1	0,00	4	6,58	0,679	1,72	1,72	2	0,753
90	1	13	0,718	0,41	0,41	0,752	1	0,00	5	4,85	0,822	1,37	1,37	0,752	1	0,00	4	6,58	0,752	1,78	1,78	4	1,144
91	11	12	0,621	0,80	0,80	0,497	1	0,00	5	6,23	0,822	1,33	1,33	0,861	1	0,00	10	6,63	0,679	2,13	2,13	2	0,765
92	19	9	0,437	0,98	0,98	0,432	1	0,00	7	6,49	0,826	1,83	1,83	0,864	1	0,00	4	9,27	0,648	2,81	2,81	5	0,945
93	12	14	0,687	1,06	1,06	0,719	1	0,00	5	8,99	0,826	1,81	1,81	0,719	1	0,00	4	9,06	0,719	2,88	2,88	4	1,202
94	12	10	0,527	0,67	0,67	0,499	1	0,00	7	5,82	0,826	1,81	1,81	0,864	1	0,00	4	9,06	0,682	2,49	2,49	2	0,905
95	1	12	0,676	0,38	0,38	0,708	1	0,00	5	4,07	0,829	0,89	0,89	0,708	1	0,00	10	4,29	0,708	1,27	1,27	4	1,227
96	17	10	0,465	1,97	1,97	0,486	1	0,00	7	12,61	0,832	1,06	1,06	0,843	1	0,00	4	3,75	0,665	3,03	3,03	2	1,035
97	16	10	0,486	1,41	1,41	0,505	1	0,00	7	9,88	0,836	1,11	1,11	0,876	1	0,00	4	5,29	0,690	2,52	2,52	2	0,993
98	20	9	0,408	1,36	1,36	0,427	1	0,00	7	7,70	0,847	1,13	1,13	0,854	1	0,00	4	5,22	0,641	2,50	2,50	5	1,039
99	12	13	0,651	1,02	1,02	0,512	1	0,00	5	8,59	0,847	1,11	1,11	0,887	1	0,00	4	4,57	0,700	2,14	2,14	2	0,752
100	12	11	0,571	0,78	0,78	0,512	1	0,00	7	5,14	0,847	1,11	1,11	0,887	1	0,00	4	4,57	0,700	1,89	1,89	2	0,857
101	3	14	0,678	1,13	1,13	0,710	1	0,00	5	9,30	0,855	2,05	2,05	0,710	1	0,00	4	9,99	0,710	3,18	3,18	4	1,261
102	3	10	0,520	0,52	0,52	0,517	1	0,00	7	3,44	0,855	2,05	2,05	0,895	1	0,00	4	9,99	0,706	2,58	2,58	2	0,949
103	21	9	0,398	1,54	1,54	0,387	1	0,00	7	8,23	0,855	0,88	0,88	0,895	1	0,00	8	3,66	0,641	2,42	2,42	1	0,930
104	4	15	0,643	2,20	2,20	0,517	1	0,00	5	13,14	0,855	2,05	2,05	0,895	1	0,00	4	9,99	0,706	4,26	4,26	2	0,768
105	74	10	0,414	1,21	1,21	0,434	1	0,00	7	7,93	0,855	0,88	0,88	0,867	1	0,00	16	3,17	0,650	2,09	2,09	5	1,032
106	61	11	0,506	1,16	1,16	0,517	1	0,00	5	7,32	0,855	0,88	0,88	0,895	1	0,00	16	3,17	0,706	2,04	2,04	2	0,975
107	4	9	0,429	1,10	1,10	0,447	1	0,00	7	6,89	0,855	2,05	2,05	0,895	1	0,00	4	9,99	0,671	3,15	3,15	5	0,995
108	12	12	0,612	0,92	0,92	0,517	1	0,00	5	7,20	0,855	0,86	0,86	0,895	1	0,00	10	3,32	0,706	1,77	1,77	2	0,806
109	19	10	0,479	0,93	0,93	0,501	1	0,00	7	7,06	0,863	1,21	1,21	0,868	1	0,00	4	6,27	0,685	2,13	2,13	2	1,041
110	3	11	0,563	0,70	0,70	0,530	1	0,00	5	4,99	0,877	1,04	1,04	0,919	1	0,00	4	5,04	0,724	1,75	1,75	2	0,899
111	5	9	0,399	1,78	1,78	0,398	1	0,00	7	10,39	0,877	1,04	1,04	0,919	1	0,00	4	5,04	0,658	2,82	2,82	1	0,951
112	3	13	0,642	1,06	1,06	0,530	1	0,00	5	8,88	0,877	1,04	1,04	0,919	1	0,00	4	5,04	0,724	2,10	2,10	2	0,788
113	3	12	0,604	0,91	0,91	0,535	1	0,00	5	7,44	0,885	0,69	0,69	0,926	1	0,00	14	2,35	0,731	1,59	1,59	2	0,845
114	6	9	0,389	2,09	2,09	0,401	1	0,00	7	11,80	0,885	0,69	0,69	0,926	1	0,00	14	2,35	0,664	2,78	2,78	1	0,986
115	6	15	0,582	3,82	3,82	0,535	1	0,00	5	17,91	0,885	0,69	0,69	0,926	1	0,00	14	2,35	0,731	4,51	4,51	2	0,878
116	20	10	0,447	1,31	1,31	0,464	1	0,00	7	8,38	0,886	0,98	0,98	0,928	1	0,00	4	3,53	0,696	2,29	2,29	5	0,991
117	19	13	0,591	1,70	1,70	0,536	1	0,00	5	11,60	0,886	0,97	0,97	0,928	1	0,00	4	3,16	0,732	2,68	2,68	2	0,865
118	19	11	0,519	1,17	1,17	0,536	1	0,00	5	6,53	0,886	0,97	0,97	0,928	1	0,00	4						

Загальні показники			Кількість пар полюсів $p_1 = 1$								Кількість пар полюсів $p_2 = 2$								Загальні показники				
№	NC	Y	K_{p1}	τ_{d1}	τ_{dH1}	E_{p1}	N_H	F_H	N_B	F_B	K_{p2}	τ_{d2}	τ_{dH2}	E_{p2}	N_H	F_H	N_B	F_B	$E_{p\Sigma}$	$\tau_{d\Sigma}$	$\tau_{dH\Sigma}$	C	B_{p1}/B_{p2}
127	4	13	0,581	2,16	2,16	0,554	1	0,00	5	13,28	0,917	0,84	0,84	0,960	1	0,00	4	3,41	0,757	3,00	3,00	2	0,911
128	5	14	0,570	3,45	3,45	0,554	1	0,00	5	17,57	0,917	0,84	0,84	0,960	1	0,00	4	3,41	0,757	4,29	4,29	2	0,929
129	5	10	0,437	1,84	1,84	0,458	1	0,00	7	11,31	0,917	0,84	0,84	0,916	1	0,00	4	3,41	0,687	2,68	2,68	5	1,048
130	21	12	0,506	2,39	2,39	0,530	1	0,00	5	12,60	0,925	0,62	0,62	0,918	1	0,00	22	1,20	0,724	3,01	3,01	2	1,055
131	4	12	0,546	1,86	1,86	0,559	1	0,00	5	11,14	0,925	0,62	0,62	0,969	1	0,00	22	1,20	0,764	2,48	2,48	2	0,977
133	6	10	0,426	2,16	2,16	0,419	1	0,00	7	12,84	0,925	0,62	0,62	0,969	1	0,00	22	1,20	0,694	2,78	2,78	1	0,941
134	5	13	0,540	3,27	3,27	0,566	1	0,00	5	16,77	0,941	0,79	0,79	0,980	1	0,00	10	2,75	0,773	4,06	4,06	2	1,006
135	5	11	0,474	2,31	2,31	0,493	1	0,00	7	9,97	0,941	0,79	0,79	0,986	1	0,00	10	2,75	0,739	3,11	3,11	5	0,993
136	5	12	0,508	2,85	2,85	0,497	1	0,00	5	14,06	0,949	0,74	0,74	0,994	1	0,00	10	3,43	0,746	3,59	3,59	5	0,934
137	6	11	0,461	2,69	2,69	0,483	1	0,00	7	11,32	0,949	0,74	0,74	0,966	1	0,00	10	3,43	0,724	3,42	3,42	5	1,029
138	6	13	0,526	3,75	3,75	0,551	1	0,00	5	18,12	0,949	0,74	0,74	0,954	1	0,00	10	3,43	0,752	4,49	4,49	2	1,042
139	6	12	0,495	3,29	3,29	0,501	1	0,00	5	15,19	0,958	0,89	0,89	1,003	1	0,00	10	4,29	0,752	4,18	4,18	5	0,968

Досить важко з'ясувати, яка з 112 доміантних схем найкраща в 12 вимірному просторі критеріїв. Для аналізу властивостей схем, наведених в табл. 2, на рис. 1 - 5 подано залежності деяких критеріїв проєкціями на осі двовимірного простору.

Рис. 1 та 2 демонструють для всіх 112 схем залежності коефіцієнтів ефективності від коефіцієнтів диференційного розсіювання.

Рис. 1. Якість схем ($p = 1$)Рис. 2. Якість схем ($p = 2$)

На рис. 3 подано залежності сумарного коефіцієнта диференційного розсіювання $\tau_{d\Sigma}$ від усередненого коефіцієнта ефективності використання схеми обмотки $E_{p\Sigma}$.

Діаграма взаємної залежності амплітуд максимальних шкідливих гармонік для p_1 та p_2 зображена на рис. 4 та ілюструє, що існують схеми обмоток з надзвичайно низькими амплітудами максимальних шкідливих гармонік.

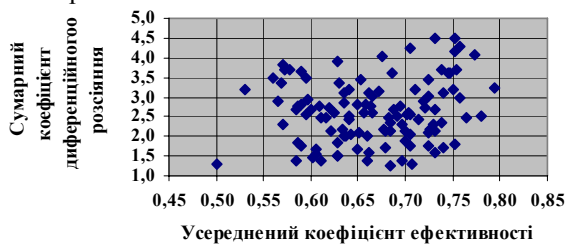


Рис. 3. Ефективність схем обмоток

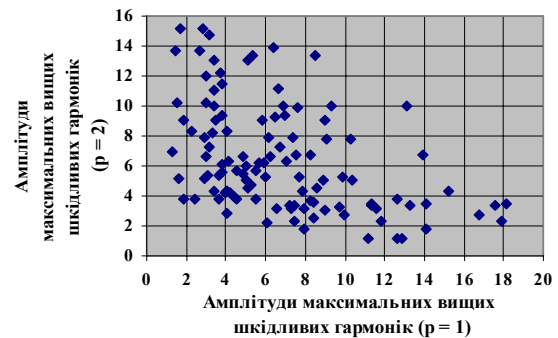


Рис. 4. Амплітуди максимальних шкідливих гармонік

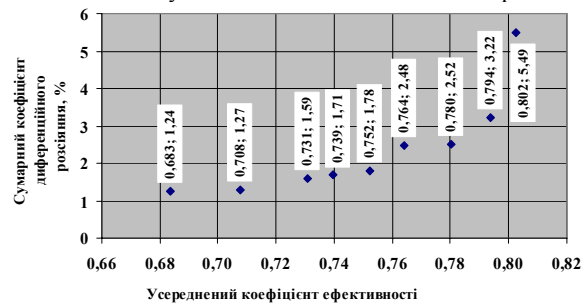


Рис. 5. Доміантні схеми обмоток за двома критеріями

На рис. 5 подано залежність сумарного коефіцієнта диференційного розсіювання - $\tau_{d\Sigma}$ від усередненого коефіцієнта ефективності використання схеми обмотки - $E_{p\Sigma}$ за умови, що пошук проведено тільки за двома ($E_{p\Sigma}$ та $\tau_{d\Sigma}$), параметрами. Знайдено лише дев'ять доміантних схем, вісім перших з яких теж є подані в табл. 2 (дев'ята схема ($NC1$, $y = 15$) мала завеликий коефіцієнт сумарного диференційного розсіювання $\tau_{d\Sigma} = 5.49$ для визначеного обмеження). Це схеми з порядковими номерами рядків: 54, 95, 113, 69, 90, 131, 58, 84 в табл. 2, а на рис. 5 відповідні точки в напрямі осі абсцис розташовані зліва направо. В доміантні схеми ввійшли структури $NC1$ (номери рядків в табл. 2: $NC1$ (84, 90, 95), $NC2$ (№ 58, № 69), $NC3$ (№ 113), $NC4$ (№ 131), $NC7$ (№ 54) та $NC1$ (номер в табл. 2 - 3, відсутній).

На рис. 6 - 10 зображено по одній схемі, що належать переліченим вище структурам.

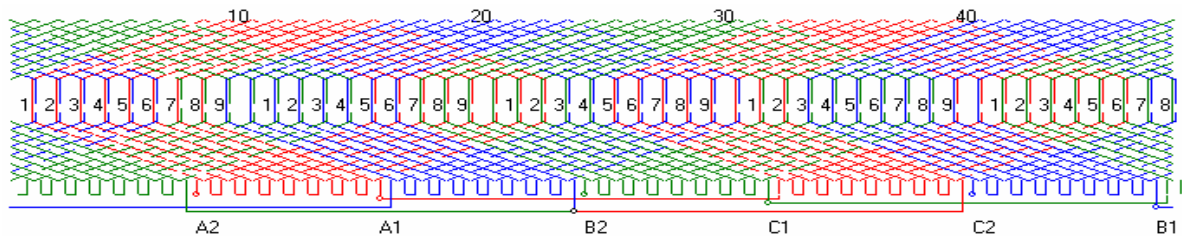
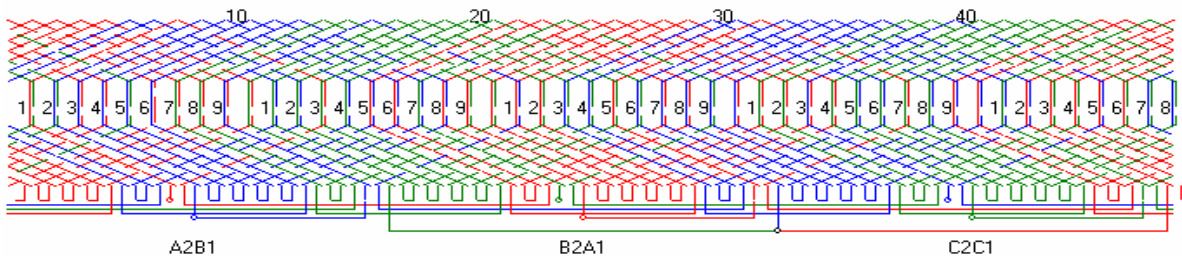
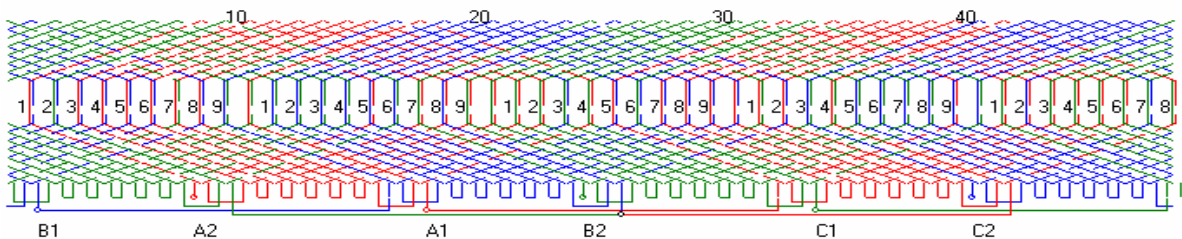
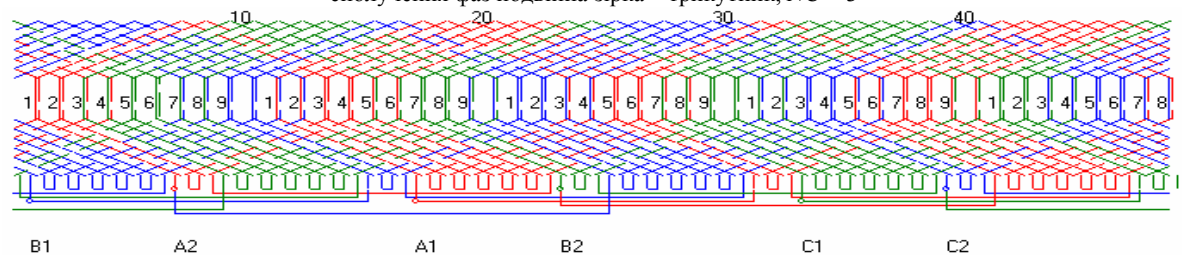
Схема з порядковим номером 95 екстремальна теж за додатковим критерієм $\tau_{d\Sigma}/E_{p\Sigma} = 1.8$, а схема № 54 — за додатковим критерієм мінімальної суми максимальних шкідливих гармонік для обох кількостей пар полюсів ($F_{B1} + F_{B2} = 1.84 + 3.83 = 5.67$). Максимальна гармоніка для обох швидкостей не перевищує 3, 83 %.

Таблиця 3

Конструктивні параметри схем обмоток

Номер NC	Кількість груп котушок в схемі обмотки	Номери груп котушок в половині фази (знак мінус вказує на реверс)	Чергування кількості котушок в групі (повторення шість разів)
1	6	1	8, ...
2	18	1, 3, 5,	1, 1, 6, ...
3	12	1, -4,	1, 7, ...
4	12	1, -4,	2, 6, ...
5	12	1, -4,	3, 5, ...
6	12	1, -4,	4, 4, ...
7	18	1, -6, -8,	1, 5, 2, ...
9	18	1, -6, -8,	2, 4, 2, ...
10	18	1, 3, -8,	3, 1, 4, ...
11	18	1, 3, -8,	2, 1, 5, ...
12	18	1, 3, -8,	1, 1, 6, ...
14	18	1, 3, -8,	2, 2, 4, ...
16	18	1, 3, -8,	1, 2, 5, ...
17	18	1, 3, -8,	1, 3, 4, ...
18	30	1, -8, -10, -12, -14,	1, 4, 1, 1, 1, ...
19	24	1, 3, -8, -10,	1, 1, 5, 1, ...
20	24	1, 3, -8, -10,	1, 1, 4, 2, ...
21	24	1, 3, -8, -10,	1, 1, 3, 3, ...

22	30	1, -8, -10, -12, -14,	1, 3, 1, 1, 2, ...
24	24	1, 4, 6, -11,	1, 1, 1, 5, ...
29	30	1, 3, 5, 7, -14,	1, 1, 2, 1, 3, ...
30	30	1, 3, 5, -12, -14,	2, 1, 1, 1, 3, ...
31	24	1, 4, 6, -11,	1, 2, 1, 4, ...
32	24	1, 4, 6, -11,	1, 1, 2, 4, ...
40	30	1, 3, 5, 7, -14,	1, 1, 1, 1, 4, ...
41	30	1, 3, 5, -12, -14,	1, 1, 1, 1, 4, ...
46	24	1, -8, -11, 18,	2, 1, 3, 2, ...
48	24	1, -4, -7, -10,	1, 1, 5, 1, ...
49	30	1, 3, 5, -12, -14,	1, 1, 2, 1, 3, ...
51	30	1, 3, 5, 7, -14,	1, 2, 1, 1, 3, ...
61	30	1, -8, -10, -12, 19,	1, 1, 1, 1, 4, ...
74	36	1, 3, -10, -12, -14, 23,	1, 1, 1, 1, 1, 3, ...
80	36	1, 4, 6, 8, -15, -17,	1, 1, 1, 1, 1, 3, ...
92	42	1, 3, 5, 7, 9, -18, -20,	1, 1, 1, 1, 1, 1, 2, ...
93	42	1, 3, 5, 7, -16, -18, -20,	1, 1, 1, 1, 1, 1, 2, ...
99	30	1, -7, -10, -13, 19,	1, 1, 1, 1, 4, ...
135	48	1, 4, 6, 8, 10, -19, -21, -23,	1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, ...
136	42	1, 3, 6, -12, -14, -16, -18,	1, 1, 1, 2, 1, 1, 1, ...
141	42	1, -10, -12, -14, -16, -18, 27,	1, 1, 1, 1, 1, 1, 2, ...
156	48	1, 3, 5, 8, -15, -18, -20, -22,	1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, ...
161	48	1, 3, 6, 8, -13, -15, -18, -20,	1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, ...

Рис. 6. Схема обмотки з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 1:2, сполучення фаз подвійна зірка – зірка, $NC = 1$ Рис. 7. Схема обмотки з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 1:2, сполучення фаз подвійна зірка – зірка, $NC = 2$ Рис. 8. Схема обмотки з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 1:2, сполучення фаз подвійна зірка – трикутник, $NC = 3$ Рис. 9. Схема обмотки з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 1:2, сполучення фаз подвійна зірка – трикутник, $NC = 4$

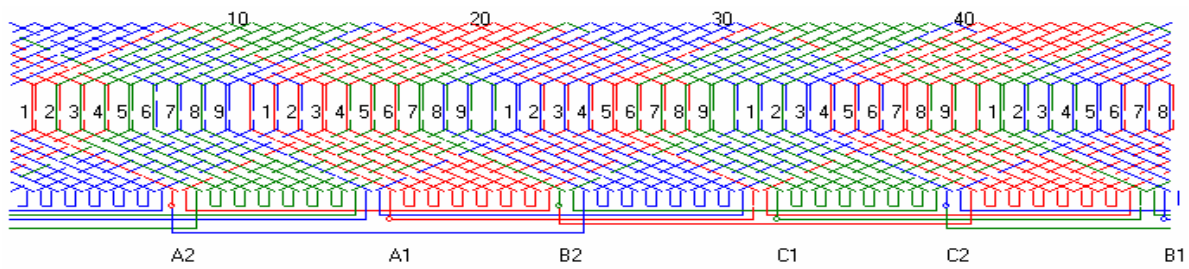


Рис. 10. Схема обмотки з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 1:2, сполучення фаз подвійна зірка – зірка, $NC = 7$

Методика побудови розгорнутих схем обмоток на підставі даних, наведених в табл. 1, 2, детально пояснена [9].

Вихідними даними для побудови всіх досліджуваних схем обмоток є параметр NC в табл. 3, який визначає структуру схеми обмотки та схему з'єднання котушок у групах; параметр C (табл. 2) – з'єднання груп, половин фаз та утворення виводів схеми, а крок вкорочення схеми обмотки y (табл. 2) – структурний зсув шарів схеми обмотки.

Практично [9] є досить легко відтворити всі розгорнені схеми обмоток, якщо така необхідність виникне в процесі аналізу параметрів табл. 2.

ВИСНОВОК

1. З наведеного вище аналізу даних в табл. 3 та дослідження графіків, представлених на рис. 1 - 5, можемо констатувати:

- ✓ коли найкращі критерії для однієї кількості пар полюсів, то для іншої кількості пар полюсів ці ж параметри можуть бути найгіршими, це стосується, зокрема, коефіцієнтів диференційного розсіяння та максимальних амплітуд шкідливих гармонік;
- ✓ вибір оптимальної, в певному розумінні, схеми обмотки в значній мірі залежатиме від співвідношення часу роботи на кожній із швидкостей (у цьому випадку бажано змінити формулу визначення сумарного коефіцієнта ефективності на $E_{p\Sigma} = \alpha \cdot E_{p1} + (1-\alpha) \cdot E_{p2}$, де $\alpha = 0 \div 1$), необхідних номінальних потужностей чи моментів та вимоги забезпечення максимальної економії енергетичних ресурсів;
- ✓ існують схеми з мінімальними у відносному значенні амплітудами шкідливих гармонік за умови дещо зменшених значень коефіцієнтів ефективності в порівнянні до їх оптимальних величин, що можна було б перефразувати таким чином: за одночасне отримання понижених амплітуд шкідливих гармонік в обох кількостях пар полюсів необхідно "платити" зменшенням усередненого коефіцієнта використання.

2. Запропонований алгоритм є фундаментальним та єдиним для пошуку всіх можливих варіантів створення одношвидкісних та двошвидкісних симетричних двошарових схем обмоток електричних машин змінного струму оскільки узагальнює всі відомі в літературі методи проектування схем.

3. Наведені основні характеристики схем обмоток електричних машин змінного струму та їх конструктивні параметри уможливають створення опти-

мальних двошвидкісних електроощадних асинхронних двигунів для різних специфічних електроприводів з врахуванням їх особливостей.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Dahlander R. Drehstrommotoren mit variabler polzahl // ETZ. -1897. -№ 18. -p. 257-259.
- [2] Rawcliffe G. H., Burbidge R.F., Fong W. Induction motor speed-changing by pole-amplitude modulation // Proc. IEE. - 1958. 105a. -№ 22. -p. 411-419.
- [3] Rawcliffe G. H., Fong W. Speed changing induction motors: father developments for pole-amplitude modulation // Proc. IEE. 1960. -107a. -№ 36. -p. 513-528.
- [4] Дегтев В.Г., Радимов И.Н. Сдвиг модуляционной волны при построении двухскоростных обмоток методом полюсно-амплитудной модуляции В сб. Электромашиностроение и электрооборудование. -1973.-Т. 16.- С. 87-96.
- [5] Захаров М.К., Радимов М.К., Дегтев В.Г. Сравнительная оценка образования многоскоростных обмоток методом амплитудного и фазного модулирования // Электричество. 1977. -Т 2. - С. 70-81.
- [6] Дартау А.А. Общая методика составления схем многофазных двухскоростных обмоток // Электричество. - 1970. -Т. 3. - С. 43-47.
- [7] Гаврилюк Р.Б. Множество неэквивалентных симметричных токовых слоев машин переменного тока // Электромеханика. -1989. -Т. 7. -с. 28-35. (Изв. высш. учебн. завед).
- [8] Гаврилюк Р.Б. Множини структур схем обмоток електричних машин змінного струму. – Івано-Франківськ: Видавничий центр Львівського національного університету імені Івана Франка. - 2003. - 396 с.
- [9] Гаврилюк Р.Б. Схеми симетричних трифазних двошарових обмоток з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 1:2 (кількість пазів $z = 24$) // Промелектро. - 2007. – № 5. – С. 21-28.

Надійшла 03.01.2008

ПОВЫШЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ ЗАЩИТЫ СЕТЕЙ 0,4 кВ ВЫКЛЮЧАТЕЛЯМИ С МИКРОПРОЦЕССОРНЫМИ РАСЦЕПИТЕЛЯМИ ЗА СЧЕТ РАСШИРЕНИЯ ПЕРЕЧНЯ ЗАЩИТ, ПОВЫШЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ К УДАЛЁННЫМ КЗ И РЕАЛИЗАЦИИ РЕЖИМА "ДАЛЬНЕГО РЕЗЕРВИРОВАНИЯ"

Гапоненко Г.Н., к.т.н., Кобозев А.С., к.т.н., Омельченко В.В.
ЗАО "Электрические низковольтные аппараты и системы" (ЭНАС),
Украина, 61037, Харьков, пр. Московский, 138А
тел.(057) 392-31-00, факс (057) 392-31-43, E-mail: ENAS2@yandex.ru

Розглянуто можливість підвищення надійності захисту повітряних та кабельних мереж 0,4 кВ шляхом заміни аналогових розчіплювачів автоматичних вимикачів на мікропроцесорні, які мають більший перелік захистів та більшу високу якість цих захистів. Так, за рахунок більшого глибокого аналізу процесів в електричних мережах стало можливим підвищити чутливість захисту до струмів віддалених КЗ та вірогідність безвідмовної роботи захисту за рахунок реалізації режиму "далекого резервування".

Рассмотрена возможность повышения надежности защиты воздушных и кабельных электрических сетей 0,4 кВ путем замены аналоговых расцепителей автоматических выключателей на микропроцессорные, имеющие больший перечень защит и более высокое качество этих защит. Так, за счет более глубокого анализа процессов в электрических сетях удалось повысить чувствительность защиты к токам удаленных КЗ и вероятность безотказной работы защиты за счет реализации режима "дальнего резервирования".

Надежность защиты электрических сетей, в том числе и напряжением 0,4 кВ, характеризуется различными показателями.

Одним из таких показателей является **количество защит**, обеспечиваемых данным аппаратом защиты. Чем больше перечень аварийных ситуаций в электрической сети, на которые реагируют защитные аппараты, тем надежнее защита этой сети. В существующих сетях, защищаемых выключателями отечественного производства, реализуется, в основном, только защита от токов перегрузки и токов короткого замыкания (КЗ).

Надежность защиты характеризуется не только количеством защит, но и **чувствительностью** этих защит. В выключателях, имеющих электронные аналоговые расцепители, чувствительность к токам удаленных КЗ не достаточна для надежной защиты сетей с длинными кабельными или воздушными линиями.

Надежность защиты характеризуется также и **показателем вероятности безотказной** её работы при выполнении той или иной защитной функции. Этот показатель особенно важен при выполнении аппаратом защитных функций в режиме токов КЗ, т.к. именно в этом режиме элементы электроустановок испытывают максимальные термические и механические нагрузки от протекающих токов КЗ.

В настоящее время надёжность защиты определённого участка электрической сети определяется показателем вероятности безотказной работы выключателя, защищающего этот участок сети.

Однако, существующие показатели вероятности безотказной работы выключателей при выполнении своих защитных функций ($P = 0,95 \div 0,97$) уже не отвечают требованиям надежности защиты электроустановок ответственных потребителей.

Например, отказ защиты в системе электроснабжения электроустановки АЭС может приводить к серьёзным технологическим последствиям. А для го-

родских сетей отказ защиты приводит к повреждению кабельных линий, проложенных в земле и, как следствие, к большим затратам при устранении повреждений в условиях большой насыщенности подземных и наземных городских коммуникаций.

Поэтому важным направлением повышения показателя безотказности защиты сетей является переход к защите элементов указанных сетей не одним, а системой из двух аппаратов защиты. Такое новое требование к защите сетей 0,4 кВ ответственных потребителей появилось в 90-е годы прошлого столетия. Согласно этому требованию (требованию "дальнего резервирования"), в случае отказа выключателя при выполнении им функции защиты от тока КЗ, защиту участка цепи, расположенного за ним, должен надежно осуществить вышестоящий аппарат.

Однако времятоковые характеристики зоны КЗ существующих выключателей с аналоговыми электронными расцепителями не позволяют в полной мере обеспечить реализацию надежного резервирования возможных отказов выключателей, защищающих тот или иной участок сети.

Подытоживая, можно констатировать, что существующие системы защиты сетей 0,4 кВ, где в качестве аппаратов защиты используются отечественные выключатели с электронными аналоговыми расцепителями, уже не отвечают современным требованиям надежности ни по **количеству** защит, ни по **чувствительности** к токам КЗ, ни по **показателю вероятности безотказной работы** при выполнении своих защитных функций.

Поэтому для модернизации существующих электрических сетей 0,4 кВ и, в частности, их систем защиты необходимы новые аппараты защиты, отвечающие требованиям надежности защиты по всем указанным выше показателям.

Важнейшим фактором успеха при разработке таких выключателей является использование более ши-

роких возможностей микропроцессорной техники в их расцепителях. Микропроцессорная техника позволяет более глубоко и всесторонне анализировать процессы, происходящие в электрических цепях и на основании такого анализа обеспечить новые виды защит.

Целью настоящей статьи является показать те новые научные и технические решения, которые были реализованы при создании новых микропроцессорных расцепителей (МПР) для существенного повышения надежности защиты сетей 0,4 кВ.

А. Повышение надежности защиты электрических сетей 0,4 кВ за счет расширения перечня защитных функций выключателей с новыми МПР

Как указывалось ранее, аналоговые расцепители, в частности, широко применяемых выключателей АЗ794С, обеспечивают лишь защиту от токов перегрузки (защита L) и защиту от токов КЗ с временными уставками для реализации "временной" селективности (защита S).

МПР для тех же аппаратов АЗ790С дополнительно имеют следующие защитные функции:

1. Защита от превышения абонентом лимита потребляемой мощности (защита L_{min});
2. Защита от удаленных КЗ (защита S_1);
3. Быстродействующая "интегральная" защита (защита S_2);
4. Защита от КЗ на землю (защита Z);
5. Защита от однофазных КЗ на нулевой провод (защита G);
6. Защита от возможных перенапряжений у однофазных потребителей - (защита ZO).

Важно отметить, что в МПР новые виды защит не заменяют уже имеющиеся в аналоговых расцепителях защиты, а лишь добавляются к ним. При добавлении той или иной защиты соответствующим образом изменяются формируемые расцепителем времятоковые защитные характеристики.

На рис.1 приведена времятоковая защитная характеристика $t_c = f(I_\phi)$, формируемая аналоговым расцепителем выключателя АЗ794С (ломаная 1-2-3-4-5-6), а также и новые защитные характеристики – $t_c = f(I_\phi)$ и $t_c = f(\Delta I_\phi)$, формируемые микропроцессорным расцепителем для этого же аппарата (ломаная 1-2-7-8-9-10-5-6).

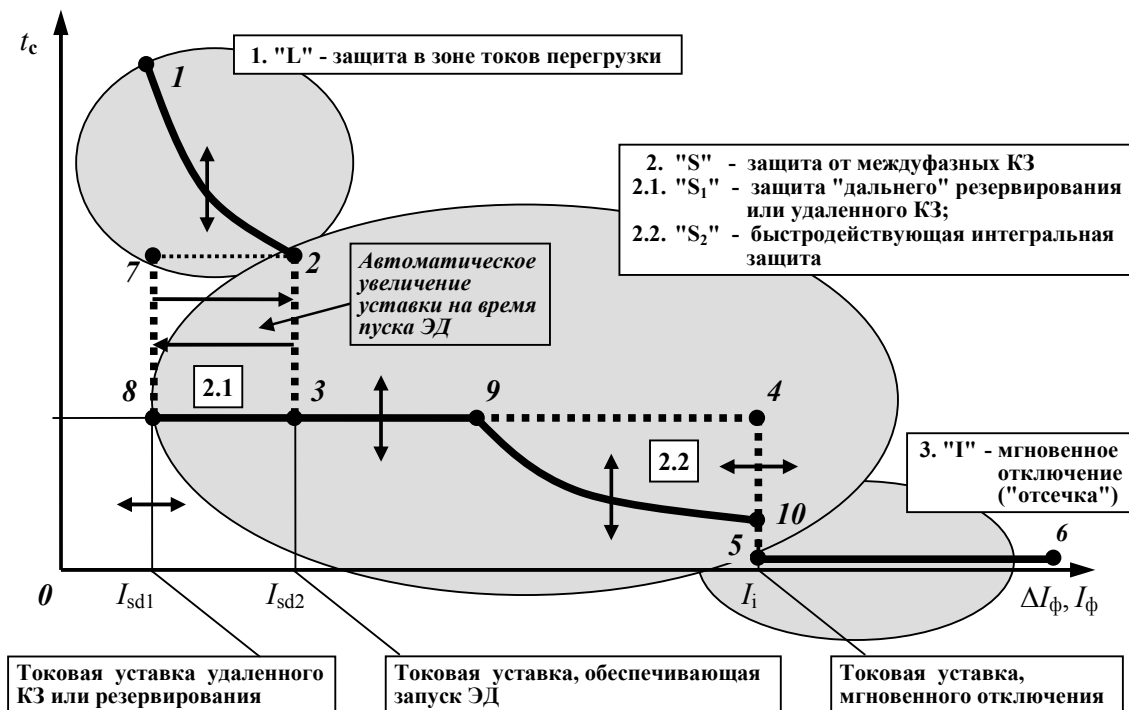


Рис. 1. Защитные времятоковые характеристики $t_c = f(I_\phi)$ аналоговых расцепителей и $t_c = f(I_\phi)$, $t_c = f(\Delta I_\phi)$ – микропроцессорных расцепителей

Сравнение представленных на рис.1 времятоковых характеристик показывает, что защитная характеристика МПР существенно отличается от таковой для аналогового расцепителя. Так, по оси абсцисс времятоковая характеристика МПР имеет два параметра – величину полного тока I_ϕ и величину тока возмущения цепи ΔI_ϕ . С математической точки зрения, ток возмущения цепи ΔI_ϕ представляет собой разницу между текущим значением полного тока I_ϕ и величиной тока предыстории I_n ($\Delta I_\phi = I_\phi - I_n$). В зоне перегрузки МПР реагирует на величину полного тока I_ϕ , а в зоне КЗ – на величину тока возмущения цепи ΔI_ϕ . Это позволяет, как будет показано ниже, сделать защиту при токах КЗ более чувствительной и быстродействующей.

Кроме этого, если для аналоговых расцепителей (см. рис.1) переход от зоны перегрузки к зоне КЗ про-

исходит всегда по одной линии 2-3, то для МПР указанный переход, в зависимости от рода тока возмущения, может происходить или по линии 2-3 (при пуске ЭД), или по ломаной линии 2-7-8, в случае удаленного КЗ.

Более подробно техническая суть указанных отличий формирования времятоковой характеристики МПР будет рассмотрена ниже. Здесь же следует отметить, что для потребителей суть отличия времятоковой характеристики МПР в зоне КЗ заключается в том, что в дополнение к существующим токовым и временным уставкам (I_{sd} и t_{sd}), введены две новые:

- токовая уставка "дальнего" резервирования (или уставка удаленного КЗ) - I_{sd1} ;
- "интегральная" уставка Q_{sd} для реализации системы быстродействующей "интегральной" селективной защиты ("интегральной" селективности).

Б. Повышение чувствительности защиты

Техническая суть введения новой токовой уставки "дальнего резервирования" (или удаленного КЗ) основывается на новом способе быстрой идентификации тока возмущения цепи – является ли этот ток пусковым током электродвигателей или током удаленного КЗ [1].

Идентификация вида тока возмущения производится на основе анализа так называемой силовой характеристики цепи. Последняя представляет собой зависимость во времени суммы S квадратов мгновенных значений токов всех фаз цепи:

$$S(t) = 3 \cdot I_{\phi}^2 \cdot \{1 - 2 \cdot e^{-t/T} \cdot \cos(\omega \cdot t) + e^{-2t/T}\}, \quad (1)$$

где I_{ϕ} – действующее значение симметричной составляющей тока, T – электромагнитная постоянная времени цепи.

Силовой указанная характеристика обозначается потому, что она характеризует электродинамические силы, которые приходится преодолевать аппарату при включении его на короткозамкнутую цепь. Важной особенностью силовой характеристики трехфазной цепи $S(t)$ является то, что её характер зависит от постоянной времени цепи (или $\cos \varphi$) и не зависит от фазы возникновения тока возмущения цепи. Это значит, что как бы хаотично не изменялись характер и величина тока в каждой фазе, в зависимости от фазы включения ψ , характер силовой функции при определенном значении $\cos \varphi$ всегда остается неизменным. Поэтому анализ силовой характеристики цепи позволяет быстро определить величину $\cos \varphi$ цепи. Известно, что в цепи при пуске электродвигателя значение $\cos \varphi = (0,2 \div 0,3)$, а при удаленном КЗ значение $\cos \varphi = (0,6 \div 0,7)$. Поэтому по величине $\cos \varphi$ (или по величине электромагнитной постоянной времени цепи T) можно идентифицировать вид тока возмущения цепи.

Мгновенные значения токов в фазах i_j зависят не только от величины T , но и от случайной величины – фазы возникновения тока возмущения (ψ). Поэтому по мгновенному значению тока i_j в фазе определить значение $\cos \varphi$ не представляется возможным, а значит и невозможно идентифицировать вид тока возмущения.

Но идентификацию тока возмущения можно осуществить за счет анализа силовой характеристики цепи с током возмущения ΔI_{ϕ} . Такой анализ удобно проводить по значению коэффициента K_s , величина которого определяется как отношение максимального значения силовой функции S_{\max} к минимальному – S_{\min} ($K_s = S_{\max} / S_{\min}$).

На рис.2 приведены вид силовой характеристики цепи $S = f(t)$ для значений $\cos \varphi = 0,2$ (сплошная линия) и $\cos \varphi = 0,7$ (пунктир), а также зависимость $K_s = f(\cos \varphi)$. Зависимость $K_s = f(\cos \varphi)$ получена на основании как расчетных данных, так и на основании результатов натурных испытаний. При натурных испытаниях величины токов измерялись как высокоточными коаксиальными шунтами испытательного стенда, так и трансформаторами тока для выключателей АЗ794С.

Испытания проводились при величине тока испытательной цепи $I_{\phi} = 2$ кА. Статистический анализ результатов испытаний с помощью критерия Стьюдента, показал, что значения коэффициента K_s являются вполне информативным и удобным критерием идентификации пусковых токов и токов удаленных КЗ.

В. Повышение быстродействия селективной защиты.

Повышение быстродействия защиты цепей от больших токов КЗ осуществляется, как указывалось

ранее, за счет добавления к существующему временному критерию селективности – разным по величине преднамеренным выдержкам времени на отключение (t_{sd}), второго критерия селективности – интегральной уставки (Q_{sd}).

Следует отметить, что интегральные зависимости времени срабатывания защиты t_c от величины тока КЗ в цепях 0,4 кВ существуют при использовании в качестве аппаратов защиты предохранителей. При этом, в качестве критерия селективности, по существу, используется интегральные уставки – интеграл вышестоящего предохранителя должен быть больше интеграла отключения нижестоящего. Поэтому указанную систему селективной защиты условно можно называть "интегральной". Однако, в силу целого ряда причин, такая "интегральная" селективная защита не может быть быстродействующей.

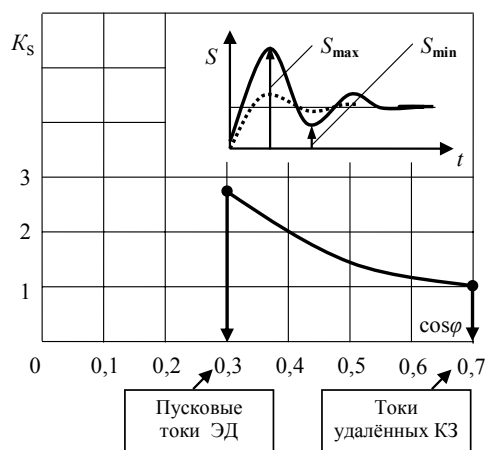


Рис. 2. Вид силовой характеристики $S = f(t)$ и зависимость коэффициента K_s от величины $\cos \varphi$

Использование микропроцессорной техники в расцепителях позволяет сделать "интегральную" селективную защиту, действительно, быстродействующей.

Прежде всего, с применением микропроцессорной техники, можно достаточно просто "отстроиться" от токов предыстории, с тем, чтобы защита реагировала только на величину тока возмущения. Это позволяет более точно, с меньшим запасом установить интегральную уставку вышестоящего выключателя, а значит, и повысить быстродействие защиты.

Второй проблемой, которая должна быть решена для обеспечения быстродействия интегральной селективной защиты, является проблема быстрого определения интеграла Джоуля для пропускаемого тока

$$Q_{II} = \int_0^t i^2 \cdot dt, \quad (i - \text{мгновенное значение тока})$$

с целью сравнения с "интегральной" уставкой. Расчет указанного интеграла не вызывает особенных трудностей, но прежде, чем такой расчет должен начаться, требуется определить значение симметричной составляющей тока КЗ для сравнения его с величиной токовой уставкой I_{sd} (которая всегда задается именно симметричной составляющей тока).

В разветвленных многоступенчатых цепях с длинными линиями (а таких – подавляющее большинство) расстояние между выключателем последней ступени защиты (у потребителя) и вышестоящим селективным выключателем (например, фидерным выключателем ТП) оказывается достаточно значительным. Достаточным значительным для того, чтобы величина тока КЗ в месте установки нижестоящего вы-

ключателя существенно снизилась в сравнении с током КЗ в месте установки вышестоящего аппарата (в ряде случаев – в несколько раз). Если нижестоящий выключатель обладает ещё и определёнными токоограничивающими свойствами, то величина интеграла отключения тока КЗ нижестоящим выключателем Q_o , а значит и интегральная уставка вышестоящего выключателя ($Q_{sd} = 2 \cdot Q_o$) будет настолько малой, что при КЗ вблизи вышестоящего выключателя интеграл пропускаемого тока станет равным величине интегральной уставки уже спустя несколько мс после возникновения тока КЗ. Это значит, что время срабатывания расцепителя от интегральной уставки может быть очень малым. В этом, собственно, и заключается сущность быстродействующей интегральной селективной защиты, для реализации которой необходим способ быстрого определения симметричной составляющей тока КЗ (I_ϕ).

Традиционный метод определения I_ϕ методом интегрирования мгновенных значений тока в течение 2-3 периодов (40-60 мс) для быстродействующей селективной защиты неприемлем, т.к. в ряде случаев определение величины тока КЗ, сравнение его со значением уставки I_ϕ , подсчет интеграла тока и отключение необходимо произвести в течение всего нескольких миллисекунд.

Традиционный метод определения I_ϕ методом интегрирования мгновенных значений тока в течение 2-3 периодов (40-60 мс) для быстродействующей селективной защиты неприемлем. Действительно, ведь, для наиболее тяжелого режима, а именно при трехфазном КЗ на зажимах выключателя определение величины тока КЗ, сравнение его со значением уставки I_ϕ , подсчет интеграла тока и отключение необходимо произвести в течение всего нескольких миллисекунд.

Поэтому, наряду с традиционным методом определения симметричной составляющей тока, в алгоритме МПР предусмотрен и быстродействующий метод. Последний основан на использовании взаимосвязи величины симметричной составляющей тока возмущения ΔI_ϕ со значением силовой характеристики цепи:

$$\Delta I_\phi = \sqrt{S(\Delta i^2) / [3 \cdot \{1 - 2 \cdot e^{-t/T} \cdot \cos(\omega \cdot t) + e^{-2t/T}\}]} \quad (2)$$

Используя это выражение, можно быстро (спустя 2-3 мс) определить величину симметричной составляющей тока при трёхфазном КЗ. При этом важно отметить, что для трёхфазной и двухфазных цепей (с одинаковым фазным током I_ϕ) максимальные значения силовой функции одинаковые ($S_{\max 3} = S_{\max 2}$). Это позволяет при использовании выражения (2) с достаточной точностью определять, величину симметричной составляющей тока (I_ϕ) и при двухфазных КЗ.

Подытоживая, можно констатировать, что использование в качестве критерия селективности "интегральной" уставки (Q_{sd}) и метода быстрого определения величины тока цепи, позволяет существенно снизить время срабатывания защиты при предельных токах КЗ.

В. Повышение безотказности работы за счет реализации режима "дальнего" резервирования.

Как указывалось выше, реализация режима "дальнего" резервирования предусматривает, что в случае отказа выключателя при выполнении им функции защиты от тока КЗ, защиту участка цепи, расположенного за ним, должен надежно осуществлять вышестоящий в системе защиты аппарат. В этом

случае показатель вероятности безотказной работы защиты существенно увеличивается.

Так, например, если нижестоящий и вышестоящий выключатели, V_2 и V_1 , соответственно, имеют одинаковую вероятность безотказной работы при выполнении своих защитных функций $P_1 = P_2 = 0,95$ (именно такую вероятность безотказной работы имеют выключатели АЗ794С), то вероятность безотказной работы системы защиты из двух указанных аппаратов будет равна $P_{1,2} = 0,9975$. Это значит, что за сет реализации режима "дальнего резервирования" вероятность отказов защиты теоретически может быть **снижена в 20 раз**.

Однако, чтобы такое значительное увеличение надежности защиты перевести из теоретической плоскости в реальную, необходимо, прежде всего, чтобы вышестоящий выключатель имел высокую чувствительность к токам КЗ (она должна быть такой же, как и у нижестоящего). Кроме того, время срабатывания вышестоящего выключателя должно быть невелико.

Новые микропроцессорные расцепители, как было показано выше, отвечают указанным требованиям режима "дальнего резервирования". А это значит, что надёжность защиты, характеризуемая показателем безотказности работы, в случае применения выключателей с такими расцепителями, будет достаточно высокой.

Модернизация защиты сетей 0,4 кВ Облэнерго за счет применения выключателей с МПР

В настоящее время в электроустановках Облэнерго в качестве селективных выключателей используются, в основном, аппараты АЗ794С, ВА55-41 и ВА55-43, разработанные ЗАО "ЭНАС" (правопреемником ВНИИЭлектроаппарата). Поэтому вполне логично, что при разработке новых микропроцессорных расцепителей ориентировались, в первую очередь, именно на указанные типоразмеры выключателей. Благодаря этому может быть произведена достаточно глубокая модернизация сетей 0,4 кВ лишь за счет замены существующих селективных выключателей на такие же, но с микропроцессорными расцепителями.

В современных условиях ограниченных финансовых возможностей такая модернизация сетей является более приемлемым решением, чем полная реконструкция всей системы защиты сетей за счет замены всех установленных в сетях выключателей на аппараты зарубежных фирм, замены шкафов и других элементов электроустановок. При этом не факт, что выключатели зарубежных фирм будут иметь высокую чувствительность к токам удалённых КЗ и обеспечить режим "дальнего резервирования".

Ниже приводятся конкретные рекомендации по использованию новых видов защит при модернизации сетей 0,4 кВ.

Электрические сети Облэнерго подразделяются на два основных типа (см. рис. 3):

- сети с воздушными линиями и распределенной нагрузкой (рис. 3.а), характерные для электроснабжения частного сектора городов и сел.
- сети с кабельными линиями и со сосредоточенной нагрузкой (рис. 3.б), характерные для электроснабжения многоэтажных жилых домов.

Для сетей с воздушными линиями (рис. 3б) наиболее острой является проблема защиты от токов удалённых КЗ. При наличии распределенной нагрузки пусковые токи близкорасположенных электродвигателей могут быть в несколько раз больше тока удалённого КЗ. Большими, чем значение тока удалённого КЗ, могут быть также величины токов нагрузки от всех ближе расположенных фидеров. Выключатели с

аналоговыми расцепителями не могут обеспечить защиту таких сетей по всей её длине – а это значит, что защита таких сетей не отвечает требованиям надежности.

При замене существующих выключателей на такие же выключатели, но с МПР, надежность защиты существенно повышается. Для защиты от удаленных междуфазных КЗ в фидерном выключателе $B_{2,3}$ устанавливается соответствующая защита S_1 . При этом в зоне токов КЗ в МПР выключателя $B_{2,2}$ устанавливаются две токовые уставки – токовая уставка I_{sd1} , величина которой соответствует значению тока удаленного КЗ, и уставка I_{sd2} – величина которой должна быть выбрана исходя из возможности нормального пуска электродвигателей, подключенных с питающей сети. Алгоритм работы МПР построен таким образом, что расцепитель не реагирует на токи перегрузки, даже если их значение больше уставки I_{sd1} , а при пуске электродвигателя токовая уставка автоматически, на время пуска, увеличивается до значения I_{sd2} .

Кроме защиты от удаленных КЗ (S_1) в фидерном выключателе установлена также быстродействующая «интегральная» селективная защита (S_2), обеспечивающая существенное снижение времени срабатывания выключателей разных ступеней защиты при предельных для данной ступени токах КЗ. На времятоковой характеристике (см. рис.1) снижение времени срабатывания определяется отрезком 4-12, т.к. время срабатывания МПР от интегральной уставки Q_{sd} при больших токах КЗ получается существенно меньше времени срабатывания от временной уставки t_{sd} .

В фидерных выключателях установлена также защита от КЗ на нулевой провод (защита G), от КЗ на землю (защита Z). В вводном выключателе B_1 нет защиты от удаленного КЗ (S_1), нет необходимости и в установке интегральной селективной защиты (функции S_2) – достаточна установка обычной временной селективной защиты (S). В то же время в выключателе B_1 установлена защита от недопустимого превышения напряжения (не более $1,1 \cdot U_n$) в случае чрезмерного перекаса токов в фазах обрыва нулевого провода (защита ZO). Данная защита реагирует на одно-временное сочетание указанных двух факторов.

Для сетей с кабельными линиями (см. рис. 3б) наиболее острой является проблема надежности защиты кабельных линий от токов КЗ. Как указывалось ранее, в случае отказа защиты последствия от термического воздействия тока на кабельные линии очень значительны (кабель повреждается по всей его длине до места КЗ, замена кабеля в условиях насыщенной инфраструктуры города очень трудоемкая и дорогая процедура). В то же время, в рассматриваемых питающих сетях с сосредоточенными нагрузками нет проблемы защиты от удаленных КЗ с отстройкой от пусковых токов. Поэтому для таких сетей важным является реализация режима "дальнего резервирования" вводными выключателями возможных отказов фидерных выключателей (в случае отказа последних). Для повышения безотказности защиты за счет режима "дальнего резервирования" в вводном выключателе B_1 установлена токовая защита резервирования (S_1) и быстродействующая интегральная селективная защита (S_2). При этом величина токовой уставки резервирования выключателя B_1 (I_{sd1}) должна быть выбрана равной или близкой к значению токовой уставки фидерного выключателя $B_{2,3}$. В фидерных выключателях

предусмотрена также защита от превышения абонентом величины лимита мощности поставляемой электроэнергии (защита L_{min}). Назначение остальных защит в выключателях B_1 и $B_{2,3}$ такое же, как и для сетей с воздушными линиями.

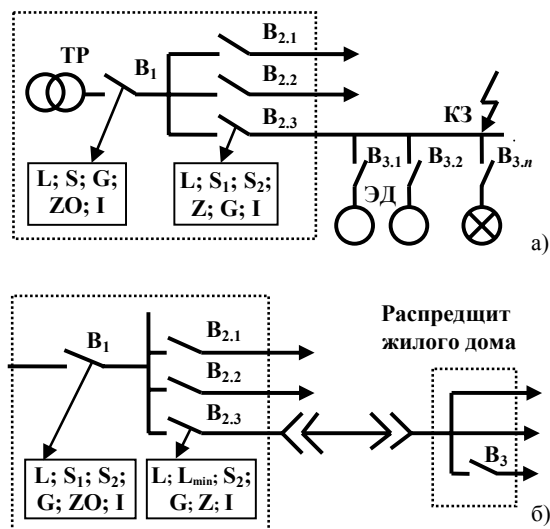


Рис. 3. Схемы модернизации защиты сетей 0,4 кВ:
а – с воздушными линиями; б – с кабельными линиями

Выводы

Применения в выключателях новых микропроцессорных расцепителей позволяет производить глубокую модернизацию систем защиты электрических сетей 0,4 кВ, в частности, сетей облэнерго, в результате которой улучшаются следующие технические и экономические показатели:

- Значительно расширяется перечень защит, а также параметров функционирования выключателей, которые можно контролировать.
- В несколько раз повышается чувствительность к удаленным КЗ, что особенно важно для сетей с воздушными линиями;
- Значительно повышается безотказность защиты от токов КЗ за счет реализации режима "дальнего резервирования", что особенно важно для сетей с кабельными линиями.
- За счет новой защиты от КЗ на землю повышается электробезопасность обслуживания сетей;
- Гарантируется высокое качество поставляемой электроэнергии за счет исключения чрезмерного повышения напряжения у однофазных потребителей в случае значительной несимметрии нагрузок и обрыва нулевого провода.

Все указанные выше новые функциональные возможности системы защит реализуются без каких-либо изменений структуры самих сетей (без дополнительного секционирования, без замены шкафов, с сохранением установочных размеров и т.д.), что существенно снижает временные и финансовые показатели модернизации сетей 0,4 кВ.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] "Система захисту розгалужених трифазних електричних кіл від струмів віддалених коротких замикань", Патент України № 81981, опублікований 25.02.2008 г, Бюл. №6.

Поступила 30.01.2008

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИСКАЖЕНИЯ ФАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ ИМПУЛЬСНОМ ВОЗБУЖДЕНИИ С ПОМОЩЬЮ СХЕМНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Канов Л.Н., к.т.н.

Севастопольский национальный технический университет
Украина, 99053, Севастополь, Стрелецкая бухта, СевНТУ,
кафедра "Судовые и промышленные электромеханические системы",
тел. (0692) 235-160

Запропоновано методику розрахунку коефіцієнта несинусоїдальності фазної напруги синхронного генератора з імпульсним збудженням на підставі схемного моделювання. Приведено приклад аналізу спотворення фазної напруги при збудженні генератора прямокутними імпульсами. Показано можливість застосування вейвлетного аналізу для дослідження форми фазної напруги.

Предложена методика расчета коэффициента несинусоидальности фазного напряжения синхронного генератора с импульсным возбуждением на основании схемного моделирования. Приведен пример анализа искажения фазного напряжения при возбуждении генератора прямоугольными импульсами. Показана возможность применения вейвлетного анализа для исследования формы фазного напряжения.

ВВЕДЕНИЕ

Важным показателем качества электроэнергии является степень искажения фазного напряжения. Эти искажения приводят к появлению высших гармоник напряжения, которые увеличивают моменты сопротивлений двигателей, разрушительно действуют на изоляцию, приводят к дополнительным потерям энергии. Увеличение искажения напряжения в современных условиях обусловлено применением полупроводниковых преобразователей, как в цепях нагрузки, так и для возбуждения синхронных генераторов. Особенно актуально это в автономных электроэнергетических системах, когда мощности генератора и статических и динамических нагрузок соизмеримы [1, 2]. Остановимся далее на оценке искажения выходного напряжения синхронного генератора при импульсной форме напряжения на обмотке возбуждения.

Несинусоидальное напряжение характеризуется коэффициентом несинусоидальности

$$k_U = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} U_i^2}}{U_1}, \quad (1)$$

где U_1, U_i – действующие значения основной и высших гармоник напряжения. Основные аспекты расчета k_U разработаны в трудах Коноплева К.Г. [2, 3], где определены условия прохождения определенных гармоник напряжения от обмотки возбуждения до нагрузки генератора. Отметим, что при импульсном напряжении, когда на обмотке возбуждения существует множество гармоник напряжения, для надежного определения коэффициента несинусоидальности требуются значительные усилия. Кроме того, здесь затруднительно учесть форму кривой намагничивания магнитной цепи генератора и требуется иметь разложение напряжения возбуждения в ряд.

Альтернативным способом приближенного определения k_U является применение имитационного моделирования, например, в среде MatLab [4], где

исследование гармонического состава напряжения выполняется с помощью измерительного блока Fourier, а для визуального исследования спектрального состава напряжения применяется спектрограмма Фурье. Точность определения k_U здесь по-прежнему зависит от количества и точности расчета гармоник фазного напряжения, и, кроме того, от точности самой имитационной модели генератора и нагрузки.

Вышеперечисленные затруднения можно преодолеть с применением схемного моделирования [5, 6]. Статья посвящена расчету коэффициента несинусоидальности фазного напряжения автономного синхронного генератора с импульсным возбуждением с помощью методики схемного моделирования.

МЕТОДИКА И МАТЕРИАЛЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

С учетом рассеяния и насыщения магнитной цепи уравнения автономного синхронного генератора при индуктивной нагрузке имеют следующий вид в dq – координатах с опережающим вращением поперечной оси

$$\left. \begin{aligned} u_d + r_i i_d + x_{\sigma d} \frac{di_d}{dt} + \frac{d\psi_{\delta d}}{dt} - x_q i_q &= 0; \\ u_q + r_i i_q + x_q \frac{di_q}{dt} + \psi_{\delta d} + x_{\sigma d} i_d &= 0; \\ u_f &= r_f i_f + x_{\sigma f} \frac{di_f}{dt} + \frac{d\psi_{\delta d}}{dt}; \\ 0 &= r_{kd} i_{kd} + x_{\sigma kd} \frac{di_{kd}}{dt} + \frac{d\psi_{\delta d}}{dt}; \\ u_d &= r_H i_d + x_H \frac{di_d}{dt} - x_H i_q = 0; \\ u_q &= r_H i_q + x_H \frac{di_q}{dt} + x_H i_d = 0 \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

где обозначены u_d, i_d, u_q, i_q – продольные и поперечные составляющие напряжения и тока генератора;

i_f, i_{kd} – токи возбуждения и продольного демпфирующего контура; $\psi_{\delta d}$ – продольная составляющая потокосцепления в зазоре; $r, x_{\sigma d}, r_f, x_{\sigma f}, r_{kd}, x_{\sigma kd}$ – активные сопротивления и сопротивления рассеяния соответственно фазной обмотки, обмотки возбуждения и продольного демпфирующего контура; r_H, x_H – активное и реактивное сопротивление нагрузки; u_f – напряжение возбуждения.

Потокосцепление в зазоре по продольной оси для учета насыщения магнитной цепи аппроксимируется через продольные составляющие намагничивающего тока $i_{\delta d} = i_d + i_f + i_{kd}$:

$$\psi_{\delta d} = a \cdot \arctg bi_{\delta d} + ci_{\delta d},$$

где a, b, c – коэффициенты аппроксимации.

При постоянном напряжении возбуждения U_f уравнения (2), (3) позволяют определить стационарные, постоянные значения составляющих токов и напряжений генератора: $I_d, I_q, I_f, I_{kd}, U_d, U_q$, причем $I_{kd} = 0$. Представим выражение потокосцепления (3) в виде ряда относительно стационарного значения намагничивающего тока I_{kd} :

$$\psi_{\delta d} = \psi_{0\delta d} + K_1 i_{\delta d} - K_2 i_{\delta d}^2 + \dots \quad (4)$$

и ограничимся двумя записанными слагаемыми. В выражении (4) обозначены:

$$\psi_{0\delta d} = a \cdot \arctg bI_{\delta d} + cI_{\delta d}; \quad K_1 = \frac{ab}{1 + (bI_{\delta d})^2} + c;$$

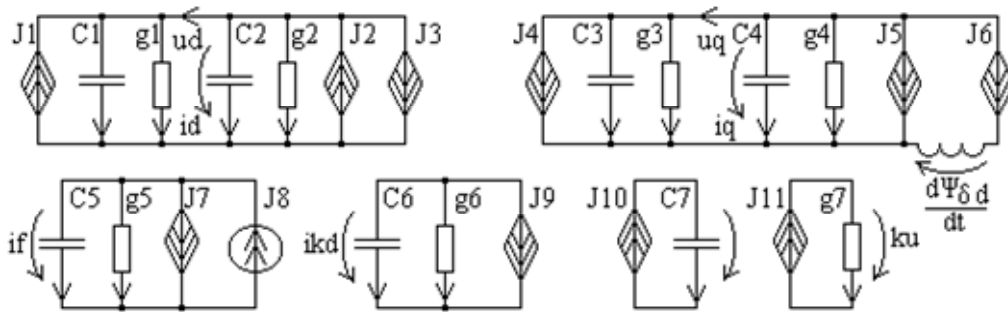


Рис. 1. Схемная модель генератора под индуктивной нагрузкой

Непосредственное решение уравнений для отклонений вида (2) невозможно, поэтому применим методику схемного моделирования [5]. Параллельная схемная модель генератора под индуктивной нагрузкой, соответствующая уравнениям (2), изображена на рис. 1, на котором обозначены линейные проводимости: $g1 = g3 = r_H, g2 = g4 = r, g5 = r_f, g6 = r_{kd}, g7 = 1$; емкости: $C1 = C3 = x_H, C2 = x_{\sigma d}, C4 = x_q, C5 = x_{\sigma f}, C6 = x_{\sigma kd}, C7 = 1$; линейные управляемые источники тока: $J1 = x_H i_q, J2 = x_q i_q, J3 = J7 = J9 = 1 \cdot \frac{d\psi_{\delta d}}{dt}, J4 = x_H i_d, J5 = x_{\sigma d} i_d$; нелинейные управляемые источники тока: $J6 = \psi_{\delta d}$ – отклонение потокосцепления по (5), $J10 = u_d^2 + u_q^2$,

$$K_2 = \frac{ab^3 I_{\delta d}}{(1 + (bI_{\delta d})^2)^2}; \quad I_{\delta d} = I_d + I_f; \quad \text{переменные}$$

$i_{\delta d}, i_d, i_f, i_{kd}, u_d, u_q$ здесь и далее будут означать отклонения токов и напряжений от постоянных значений $I_d, I_q, I_f, I_{kd}, U_d, U_q$. Тогда уравнения для отклонений будут иметь вид, совпадающий с (2), в котором в соответствии с (4)

$$\psi_{\delta d} = K_1 i_{\delta d} - K_2 i_{\delta d}^2 \quad (5)$$

есть отклонение продольной составляющей потокосцепления.

Так как значениям U_d, U_q , определяющим стационарный, постоянный режим, соответствует неискажённая синусоидальная форма напряжения, отклонения u_d, u_q обуславливают искажения этого напряжения. Тогда для оценки коэффициента несинусоидальности выражению (1) можно придать вид

$$k_U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (u_d^2 + u_q^2) dt}$$

при $U_1 = 1$. Таким образом, коэффициент несинусоидальности фазного напряжения будем оценивать не по совокупности гармоник, а непосредственно по отклонению его формы от синусоиды. Это избавляет от необходимости иметь разложение в ряд гармоник напряжения возбуждения и от расчета по отдельным многим гармоникам фазного напряжения.

$$J11 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (u_d^2 + u_q^2) dt} = k_U; \quad \text{независимый источник}$$

тока $J8 = u_f$. Напряжения на емкостях $C1, C3, C5, C6$ численно равны отклонениям токов i_d, i_q, i_f, i_{kd} ; токи в проводниках, соединяющих $g1, C2$ и $g3, C4$ – отклонения составляющих напряжений u_d, u_q ; $J10, C7$ представляют интегрирующий, а $J11, g7$ – выходной контуры схемной модели. Просчет схемной модели на периоде промышленной частоты при заданной форме отклонения напряжения на обмотке возбуждения от постоянного U_f определяет форму отклонений всех переменных, а напряжение на вы-

ходной, единичной проводимости g_7 в момент $t = T$ дает значение коэффициента несинусоидальности.

При просчете схемной модели по рис. 1 значения напряжений на емкостях и соответствующие значения тока в индуктивности в начале и в конце периода следования импульсов возбуждения должны совпадать, а средние значения графиков отклонений переменных должны быть нулевыми. Это достигается соответствующим выбором среднего значения напряжения возбуждения U_f и времени просчета, достаточного для затухания переходных процессов.

ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЯ

Для иллюстрации рассмотрим стационарный режим автономного синхронного генератора под индуктивной нагрузкой при напряжении на обмотке возбуждения в виде последовательности прямоугольных импульсов, рис. 2, рассчитанный по полной схемной модели генератора [6].

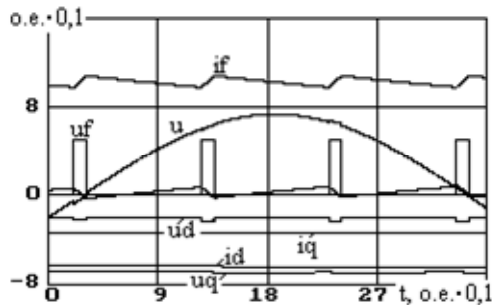


Рис. 2. Стационарный режим генератора с импульсным возбуждением

Генератор мощностью 150 кВт имеет следующие параметры (в относительных единицах): $x_d = 1,25$; $x_{ad} = 1,2$; $x_q = 0,7$; $x_f = 1,638$; $r_f = 0,085$; $x_{kd} = 1,227$; $r_{kd} = 0,04$; коэффициенты аппроксимации кривой намагничивания: $a = 0,72$; $b = 4$; $c = 0,065$; параметры индуктивной нагрузки: $x_H = r_H = 0,7$. Импульсы возбуждения амплитудой 0,5 следуют с частотой 300 Гц и скважностью 10. На рис. 2 видны искажения продольной составляющей и заметны искажения фазного напряжения, в поперечной составляющей искажения выражены слабо. На рис. 3 изображены рассчитанные по схемной модели, рис. 1, графики отклонений составляющих напряжения и токов от стационарного режима, который существовал бы при постоянном напряжении возбуждения, равном среднему уровню импульсного напряжения на рис. 2. Для наглядности отклонения u_d, u_q показаны увеличенными в 5 раз. Из рис. 3 следует, что отклонение продольной составляющей равно 0,025 о.е., а поперечной – 0,008 о.е. Практически все искажение фазного напряжения генератора обусловлено искажением продольной составляющей, k_U здесь равен 0,0104. Мгновенное значение намагничивающего тока $i_{\delta d}$ равно нулю, что говорит о постоянном потокоцеплении в зазоре.

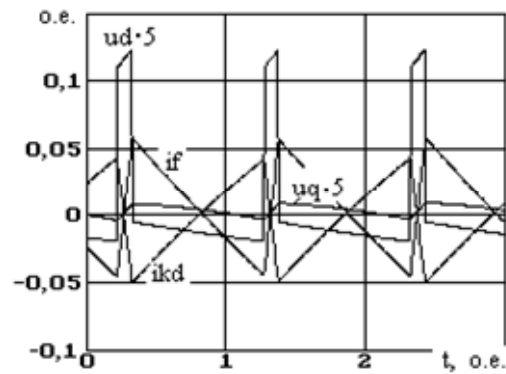


Рис. 3. Отклонения составляющих фазного напряжения

Предлагаемый подход позволяет исследовать влияние различных параметров генератора и напряжения возбуждения на степень искажения фазного напряжения. Так, например, подобное исследование при изменении частоты импульсов возбуждения показывает, что при частоте 150 Гц k_U увеличивается до 0,0171. Увеличение сопротивления обмотки возбуждения также ведет к возрастанию искажений.

Из рис. 2 следует также, что, располагая только графиком фазного напряжения, полученным непосредственным просчетом схемной модели генератора или осциллограммой, затруднительно не только подсчитать k_U , но и выявить наличие искажений.

С этой точки зрения перспективным для исследования искажений фазного напряжения может быть применение вейвлетного анализа [7]. Основным свойством вейвлетного преобразования является способность выявлять локальные особенности исследуемого сигнала: если функция локально гладкая, соответствующие коэффициенты вейвлетного преобразования малы, а при наличии особенности функции в некоторые моменты времени амплитуды коэффициентов возрастают.

На рис. 4 изображен вейвлетный спектр фазного напряжения генератора в рассматриваемом режиме, построенный с использованием комплексного Паульвейвлета [8]:

$$\Psi_{t_0, s}(t) = \frac{(2j)^m}{\sqrt{\pi s(2 \cdot m!)}} \left(1 - j \left(\frac{t - t_0}{s} \right) \right)^{-(m+1)} ; m = 4, \quad (6)$$

где параметр s определяет амплитуду и ширину вейвлета, а t_0 – сдвиг вдоль оси времени. По оси абсцисс отложено время, соответствующее периоду промышленной частоты $T = 6,28$, а по оси ординат – параметр s в логарифмическом масштабе. Значения модулей вейвлетных коэффициентов, подсчитанные при каждом значении t_0 и s , показаны интенсивностью цвета. Для Паульвейвлета (6) величина периода T связана с параметром s соотношением $T \approx 1,4s$, поэтому максимальные значения вейвлетных коэффициентов наблюдаются при $s = 4,49$ или в логарифмическом масштабе 0,652. Высокочастотные особенности отражаются в области малых значений s .

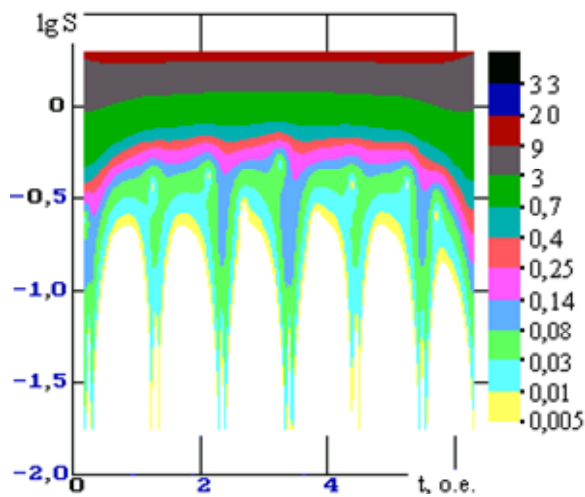


Рис. 4. Вейвлетный спектр фазного напряжения

Наличие множества высших гармоник, т.е. наибольшее локальное искажение напряжения наблюдается в моменты времени, соответствующие импульсам напряжения возбуждения. Отклонение полос спектра с обеих сторон рисунка объясняется влиянием краевых условий. Применение вейвлетного анализа позволяет выявлять импульсные возмущения напряжения, составляющие 0,05...0,1 % от номинального напряжения.

ВЫВОДЫ

Существующие способы расчета коэффициента несинусоидальности фазного напряжения автономных синхронных генераторов при импульсном возбуждении, основанные на исследовании гармонического состава напряжения, являются приближенными, не учитывают нелинейность магнитной цепи генератора и требуют значительного объема вычислений.

Применение схемного моделирования позволяет получить точные значения коэффициента несинусоидальности на основании непосредственного анализа отклонения формы фазного напряжения от синусоиды и учесть как рассеяние, так и нелинейность магнитной цепи.

Параметры генератора и характер напряжения возбуждения существенно влияют на степень искажения фазного напряжения. Так рост сопротивления обмотки возбуждения, или сопротивления нагрузки или уменьшение частоты импульсов напряжения возбуждения приводит к увеличению коэффициента несинусоидальности.

Перспективным средством анализа искажений фазного напряжения генератора является вейвлетный анализ, позволяющий выявить отклонения от синусоиды 0,05...0,1 %.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Жежеленко И.В. Качество электрической энергии на промышленных предприятиях / И.В. Жежеленко, Ю.С. Саенко. – М.: Энергоатомиздат, 2005. – 262 с.
- [2] Коноплев К.Г. Повышение качества электроэнергии в автономных электрических системах при импульсном регулировании. – Севастополь: Изд-во СВМИ им. П.С. Нахимова, 2006. – 208 с.
- [3] Коноплев К.С. Изменение фазного напряжения при импульсном регулировании синхронных генераторов в автономных электрических системах // Технічна електродинаміка. – 2006. – №1. – С. 32-36.
- [4] Алтунин Б.Ю. Исследование гармонического состава напряжения трансформаторного тиристорного регулятора напряжения с импульсным управлением / Б.Ю. Алтунин, А.А. Крамин // Известия Академии инженерных наук им. А.И.Прохорова. – 2005. – №15. – С. 61-64.
- [5] Канов Л.Н. Параметрический синтез механических характеристик асинхронного двигателя на основе метода схемного моделирования // Електротехніка і електромеханіка. – 2006. – №2. – С. 26-29.
- [6] Канов Л.Н. Схемное моделирование электроэнергетических систем переменного тока // Електротехніка та електроенергетика. – 2004. – №1. – С. 5-9.
- [7] Съянов А.М. Исследование сигналов вейвлет-преобразованием / А.М.Съянов, М.В.Кулик. – Проблемы повышения эффективности электромеханических преобразователей в электроэнергетических системах: Материалы науч.-техн. конф., Севастополь, 24-28 сентября 2007 г. – Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2007. – С. 141-143.
- [8] Короновский А.А. Непрерывный вейвлетный анализ в приложениях к задачам нелинейной динамики / А.А.Короновский, А.Е.Храмов. – Саратов: Изд-во Гос. УНЦ "Колледж", 2002. – 216 с.

Поступила 25.12.2007

ОСОБЛИВОСТІ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕРОЗІЇ КОНТАКТІВ РЕЛЕ НА ОСНОВІ СРІБЛА З ДОБАВКАМИ ОКСИДІВ

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, E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua

Кохановський В.О.,

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут"
Україна, 03056, Київ, вул. Янгеля 1/37, кафедра "Поліграфічні машини"
тел. (097) 18 76 771, E-mail: kohv@vpf.ntu-kpi.kiev.ua

Наведено результати досліджень електричної ерозії контактів в колах постійного струму в залежності від сили струму та кількості комутацій. Встановлено вплив інгредієнтів композиційного матеріалу на закономірності масопереносу і виявлені інверсійні зони електричної ерозії.

Приведены результаты исследований электрической эрозии контактов в цепях постоянного тока в зависимости от силы тока и количества коммутаций. Установлено влияние ингредиентов композиционного материала на закономерности массопереносу и выявлены инверсионные зоны электрической эрозии.

Срібло і його сплави широко використовуються як матеріал для контактів електромагнітних реле [1]. В зв'язку з великою вартістю та дефіцитністю срібла існує необхідність в підвищенні зносостійкості та надійності роботи контактів реле [2, 3].

Результати численних досліджень показують, що для контактних матеріалів існує один чи декілька діапазонів струмових навантажень, при яких спостерігається мінімальна втрата контактного матеріалу внаслідок електричної ерозії [4, 5].

В даній роботі розглянуті закономірності зношення контактів при комутації постійного струму від 1 до 10 А при напрузі 40 В.

Контакти були виготовлені із композиційних матеріалів з таким складом інгредієнтів:

95%Ag + 4%Zr + 1%Y₂O₃,

92,8%Ag+3,5%Zr+2%C+1%CaO+0,7%Y₂O₃.

На рисунку 1 приведено графіки зміни маси контактів у залежності від фізико-механічних властивостей матеріалу і сили струму.

При струмі 2 А відбувається інтенсивний масоперенос з катоду на анод, внаслідок енергії позитивних іонів газів і парів металів, які передаються робо-

чий поверхні катоду. Енергія електронів, яка передається аноду, набагато менша енергії іонів.

При струмі вище 2 А перенос маси на анод зменшується внаслідок збільшення емісії електронів з катоду. Останні розігрівають матеріал поверхні аноду, пари якого частково осідають на катод і тим самим нівелюють масоперенос з катоду.

Збільшення емісії електронів досягається за рахунок введення оксиду ітрію Y₂O₃ в матеріал катоду.

Оскільки робота виходу електрону оксиду ітрію складає 2 еВ, що вдвічі нижча ніж у срібла (4 еВ). Ерозійне зношення досягає свого мінімального значення при струмах 5,5 ÷ 6,5 А. Це свідчить про вирівнювання ролей катоду і аноду в забезпеченні масопереносу в дузі, що напевно і є причиною інверсії.

Подальше збільшення струму до 10 А змінює напрям масопереносу з аноду на катод.

В умовах більш потужної дуги (7 А і вище) проявляються глибинні ефекти під дією швидких електронів, створюються локальні осередки перегрівання матеріалу аноду, який плавиться і випаровується і частково осідає на поверхню катоду.

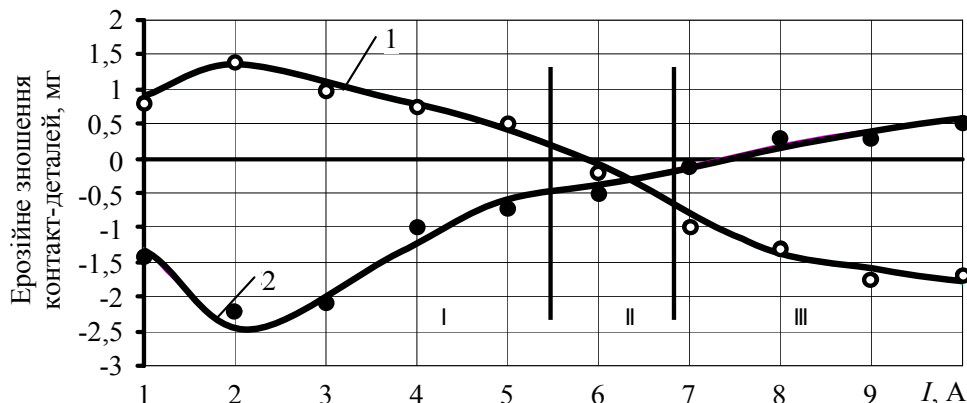


Рис. 1. Залежність електричної ерозії дослідних зразків контакт-деталей реле від величини струму:

1 – анод, 2 – катод, $n = 5 \cdot 10^4$ циклів комутацій. Матеріал: 95%Ag + 4%Zr + 1%Y₂O₃.

Області електричної ерозії: I – доінверсійна, II – інверсійна, III – заінверсійна

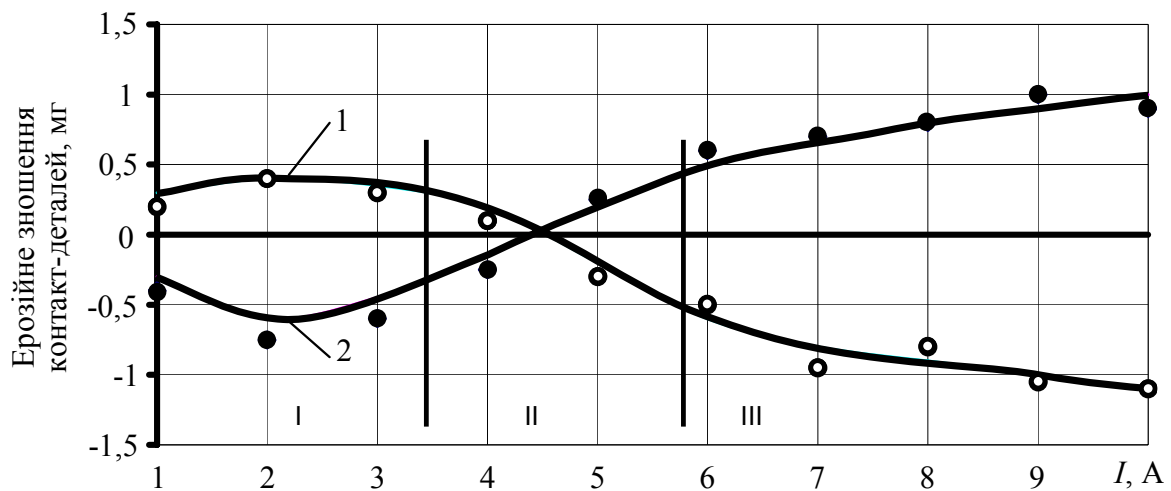


Рис. 2. Залежність електричної ерозії дослідних зразків контакт-деталей реле від величини струму: 1 – анод, 2 – катод, $n = 5 \cdot 10^4$ циклів комутацій. Матеріал: 92,8%Ag+3,5%Zr+2%C+1%CaO+0,7%Y₂O₃. Області електричної ерозії: I – доінверсійна, II – інверсійна, III – заінверсійна

Введення цирконію в композиційний матеріал зміцнює срібну матрицю, оскільки твердість цирконію (Zr) $H_B = 150$ кгс/мм², що в шість разів перевищує твердість срібла (Ag), $H_B = 25$ кгс/мм².

Також цирконій поглинає кисень із розплавленої срібла, розчинність якого складає біля 20 об'ємів розплаву. При зниженні температури матеріалу контактів, кисень, який бурхливо виділяється із розплаву, поглинається цирконієм, а це зменшує розбрикування рідкого срібла при даному процесі. Дані досліджень показують, що введення додатково в срібну матрицю важкорозчинних фаз типу оксидів та графіту дозволяє регулювати масоперенос на контактах та підвищити електроерозійну стійкість в цілому.

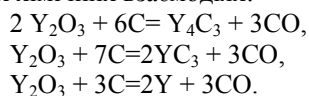
Так введення в дослідний матеріал додатково 2% маси графіту (С) і 1% маси оксиду кальцію (СаО) дозволило підвищити електроерозійну стійкість і створити інверсійну зону при струмі 4,5 А (рис. 2), що нижче на 1 А від інверсійної зони попереднього матеріалу (рис. 1).

Введення оксиду кальцію дозволило значно збільшити емісію електронів з катоду за рахунок низького коефіцієнту роботи виходу електрону 1,8 eV.

Також оксид кальцію дисперсно зміцнює срібну матрицю за рахунок високої твердості $H_B = 686$ кгс/мм², що у 24 рази перевищує твердість срібла.

Введення графіту в контактний матеріал дозволило підвищити стійкість до зварювання, внаслідок невисокого механічного зчеплення графіту і срібла. Це досягається великою різницею між густиною срібла ($\gamma = 10,5$ г/см³) і графіту ($\gamma = 2,3$ г/см³).

Також графіт взаємодіє з оксидом ітрію при температурі 1800°C, утворюючи карбід ітрію, при наступних хімічних взаємодіях:



Оксид вуглецю СО видає електричну дугу з робочої поверхні контактів та скорочує час її горіння за рахунок забирання кисню, що підвищує електроерозійну стійкість контакт-деталей.

В зоні струмів 8 ÷ 10 А ерозія анода стабілізується і мало залежить від струму. Це досягається за рахунок міграції дуги по робочій поверхні контактів та фізико-механічних властивостей інгредієнтів композиційного контактного матеріалу.

ВИСНОВКИ

При дії електричної дуги на контакти з композиційного матеріалу на основі срібла з добавками цирконію, графіту та оксидів встановлена нелінійна залежність зміни електричної ерозії від сили струму, числа комутацій та фізико-механічних властивостей контактного матеріалу.

В процесі ерозійних випробовувань швидкість ерозії непостійна. Величина швидкості ерозії максимальна на початку випробувань. Зниження і послідовна стабілізація швидкості ерозії обумовленні формуванням в поверхневому шарі контактів мікроструктури оптимальної з точки зору опору електричній ерозії.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Усов В.В. Металловедение электрических контактов. – М.: Госэнергоиздат, 1963, 208 с.
- [2] Афонин М.П. Слои наработки при эксплуатации контактов из композиции серебро-оксид кадмия. – Электрические контакты и электроды. // Труды Института материаловедения им. И. Н. Францевича НАН Украины. – Киев, 2004, с. 119 – 125.
- [3] Афонин М.П., Овчинникова М.Н. Классификация материалов для электрических контактов низковольтной коммутационной аппаратуры и области их применения в электротехнике. – Электрические контакты и электроды // Труды Института материаловедения им. И. Н. Францевича НАН Украины. – Киев, 2006, с. 153 – 160.
- [4] Егоров Е.Г. Испытания и исследования низковольтных коммутационных электрических аппаратов. Учебник для вузов. – Чебоксары.: Изд-во Чувашского ун-та, 2000. – 448 с.
- [5] Буткевич Г. В. Электрическая эрозия силовых контактов и электродов. – М.: Энергия, 1978. – 239 с.

Надійшла 31.03.2008

ОЦЕНКА НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ РЕЗУЛЬТАТОВ АТТЕСТАЦИИ ГЕНЕРАТОРА МИКРОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ БОЛЬШОЙ ЭНЕРГИИ

Князев В.В., к.т.н., Сафнюк Г.Ю.

НИПКИ "Молния" Национального технического университета

"Харьковский политехнический институт"

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

тел.(057) 70-76-868, факс (057) 70-76-868, E-mail:knyaz2@i.ua

Коротко розглянуто устрій генератора, наведена схема атестації генератора. Представлено модельне рівняння виміру, яке є необхідною умовою складання бюджету невизначеності. Реалізована методика оцінки невизначеності результатів атестації.

Кратко рассмотрено устройство установки, приведена схема аттестации генератора. Представлено модельное уравнение измерения, которое является необходимым условием составления бюджета неопределенности. Реализована методика оценки неопределенности результатов аттестации.

Постановка задачи. Требования электромагнитной совместимости (ЭМС) технических средств (ТС) сегодня являются обязательными [1, 2], определяющих новое качество продукции.

Процедура подтверждения соответствия этим требованиям предусматривает проведение испытаний устойчивости ТС к электромагнитным явлениям, которые могут быть в местах эксплуатации ТС. К числу таких явлений относятся микросекундные импульсные помехи (МИП) в сетях электропитания и связи, порождаемые молниевыми разрядами и коммутационными процессами.

Моделирование МИП осуществляется в соответствии с требованиями международного стандарта IEC 61000-4-5 [3], аналог которого будет введен в Украине как ДСТУ в 2008 году. Для реализации требований указанного выше стандарта используются специализированные генераторы и устройства связи-развязки, аттестованные в установленном порядке.

В Украине существует порядок аккредитации испытательных лабораторий (ИЛ), которые для осуществления своей деятельности должны подтвердить свою техническую компетентность путем выполнения требований стандарта ДСТУ ISO/IEC 17025-2006 [4]. Одним из требований этого документа является наличие процедур оценки неопределенности измерения. Поэтому в ИЛ уделяют большое внимание этому вопросу, так как необходимо производить расчет для каждого испытательного оборудования, а знания персонала не в полной мере соответствуют компетентности в этой области. И хотя на сегодняшний день бюджет неопределенности предоставляется по желанию заказчика, в скором времени оценка неопределенности займет преимущественную позицию по сравнению с расчетом погрешностей. В связи с этим данная проблема является актуальной и требует единого подхода к ее решению для всех ИЛ для последующей прослеживаемости результатов.

В данной статье рассматривается оценка неопределенности результатов испытаний при аттестации комбинированного испытательного генератора микросекундных импульсных помех (КИГ-МИП).

Цель работы. Оценка неопределенности результатов аттестации КИГ-МИП, обусловленная желанием ИЛ признания результатов испытаний другими ИЛ Украины, а в дальнейшем, и странами ЕС. Наличие этой процедуры является необходимым условием для аккредитации ИЛ Национальным агентством по аккредитации Украины (НААУ).

Устройство установки. Генератор КИГ-МИП предназначен для испытаний ТС на устойчивость к воздействию микросекундных импульсных помех большой энергии, в соответствии с [3]. КИГ-МИП предназначен для создания импульсов напряжения и тока большой энергии микросекундного диапазона для последующей передачи их через устройство связи-развязки (УСР-МИП) в порты питания испытываемого технического средства (ИТС).

Общий вид КИГ-МИП приведен на рисунке 1, а его структурная схема – на рисунке 2.



Рис. 1. Общий вид генератора КИГ-МИП



ГИН-6-1/50 – генератор импульсов напряжения и тока;
ПТКФ-1/50 – программируемый таймер-коммутатор фазный

Рис. 2. Структурная схема КИГ-МИП

Генератор импульсов напряжения и тока ГИН-6-1/50 собран и работает по традиционной схеме электродразрядной установки, а именно:

Таблица 1

Требования к НТХ импульсов выходного напряжения и результаты аттестации

Степень жесткости		Амплитуда выходного импульса напряжения, U_m , кВ	Длительность фронта импульса T_{ϕ}^H , мкс	Длительность импульса, T_{Π}^H , мкс
5 (6 кВ)	Требования ИЕС 61000-4-5	$6,0 \pm 0,6$	$1,0 \pm 0,3$	50 ± 10
	Фактические значения для положительного импульса	$6,06 \pm 0,36$	$0,890 \pm 0,018$	$49,08 \pm 0,98$
	Фактические значения для отрицательного импульса	$6,09 \pm 0,37$	$0,893 \pm 0,018$	$48,72 \pm 0,97$
	Выводы о соответствии	соотв.	соотв.	соотв.
3 (2 кВ)	Требования ИЕС 61000-4-5	$2,0 \pm 0,2$	$1,0 \pm 0,3$	50 ± 10
	Фактические значения для положительного импульса	$2,02 \pm 0,12$	$0,899 \pm 0,018$	$48,30 \pm 0,97$
	Фактические значения для отрицательного импульса	$2,03 \pm 0,12$	$0,927 \pm 0,028$	$48,29 \pm 0,97$
	Выводы о соответствии	соотв.	соотв.	соотв.
1 (0,5 кВ)	Требования ИЕС 61000-4-5	$0,5 \pm 0,05$	$1,0 \pm 0,3$	50 ± 10
	Фактические значения для положительного импульса	$0,507 \pm 0,03$	$1,035 \pm 0,041$	$51,93 \pm 1,04$
	Фактические значения для отрицательного импульса	$0,502 \pm 0,03$	$1,013 \pm 0,030$	$51,11 \pm 1,02$
	Выводы о соответствии	соотв.	соотв.	соотв.

– сетевое напряжение 220 В 50 Гц в повысительно-выпрямительном устройстве (ПВУ) повышается и выпрямляется до $\sim 6,5$ кВ, которым заряжается высоковольтный конденсатор блока емкостного накопителя;

– при помощи программируемого таймера-коммутатора фазного (ПТКФ-1/50) конденсатор блока емкостного накопителя через блок высоковольтных коммутаторов разряжается на комплексную нагрузку, которая формирует требуемые импульсы напряжения и тока;

– для выработки циклограммы работы генератора служит блок исполнения циклограмм, который управляет механическими коммутаторами, установленными в ПВУ;

– для измерения амплитудно-временных параметров выходных импульсов тока и напряжения генератора служит блок измерения и контроля, к которому подключается для проведения этих операций электронный осциллограф.

Аттестация генератора КИГ-МИП. У генератора КИГ-МИП аттестации подлежат нормированные точностные характеристики (НТХ), а именно: амплитудно-временные параметры (АВП) выходных импульсов напряжения и тока установки, сдвиг по фазе импульсов напряжения (тока) по отношению к переменному напряжению в сети питания и точность измерения АВП [5]. Требования к НТХ импульсов выходного напряжения КИГ-МИП и результаты аттестации приведены в таблице 1. Генератор КИГ-МИП аттестован по пяти уровням от 0,5 кВ до 6 кВ. В таблице 1, в качестве примера, приведены данные для 5, 3, 1 степеней жесткости.

Рассмотрим параметры НТХ КИГ-МИП, которые определяются при аттестации:

1 НТХ КИГ-МИП по выходному напряжению U_m определяются в режиме холостого хода (нагрузка не менее 10 кОм) – по степеням жесткости 1-5:

– амплитуда импульса напряжения U_m^{1-5} ;

– длительность фронта импульса напряжения T_{ϕ}^H ;

– длительность импульса напряжения T_{Π}^H .

2 НТХ КИГ-МИП по выходному току I_m определяются в режиме короткого замыкания (нагрузка не более 0,1 Ом) – по степеням жесткости 1-5:

– амплитуда импульса тока I_m^{1-5} ;

– длительность фронта импульса тока T_{ϕ}^T ;

– длительность импульса тока T_{Π}^T .

3 НТХ КИГ-МИП по сдвигу фаз определяются в режиме измерения НТХ при 5-ой степени жесткости – φ_i .

4 Определение погрешностей измерения НТХ КИГ-МИП.

5 Оценка неопределенности результатов.

Основные характеристики формы импульса напряжения и тока для всех степеней жесткости, а также сдвиг по фазе, определяются экспериментально путем прямых измерений выходного напряжения КИГ-МИП в режимах холостого хода и короткого замыкания при помощи цифрового осциллографа типа TEKTRONIX TDS 3052B, измерителя импульсов высокого напряжения УИВН-СДН-10, измерительного шунта коаксиального ШК-50.

Схема аттестации КИГ-МИП приведена на рисунке 3.

На рисунке 4 приведены типовые осциллограммы импульсов выходного напряжения КИГ-МИП для напряжения 6 кВ [4].

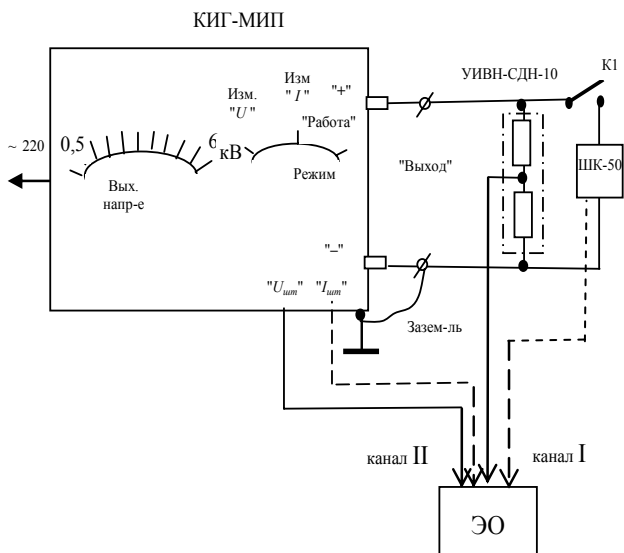
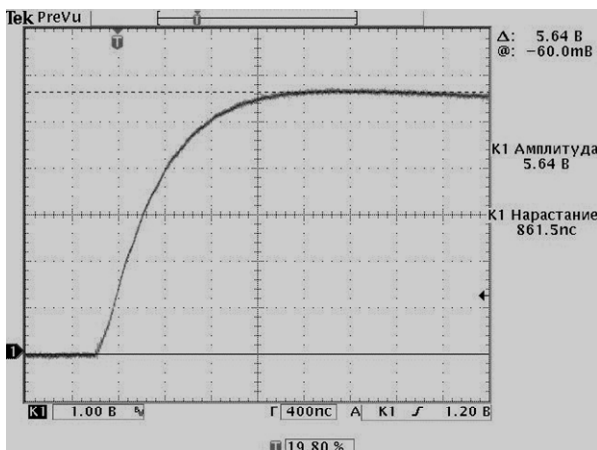
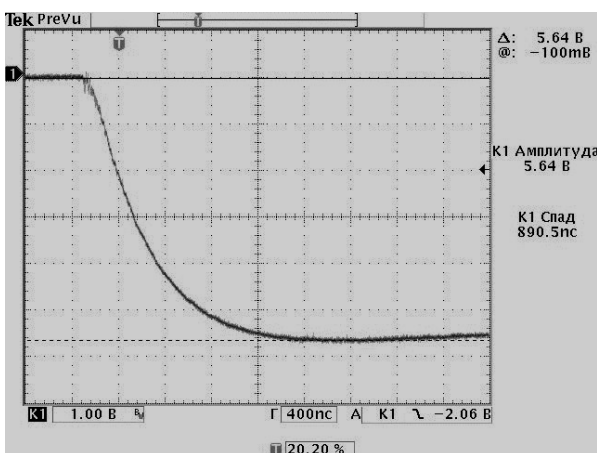


Рис. 3. Схема аттестации КИГ-МИП



а) фронт напряжения + 6 кВ с образцового УИВН-СДН-10 $m_x = 0,4$ мкс/дел



б) фронт напряжения - 6 кВ с образцового УИВН-СДН-10 $m_x = 0,4$ мкс/дел

Рис. 4. Напряжение 6 кВ (5 степень жесткости), $K_{дел}=1036$

Оценка неопределенности результатов аттестации. Используемая методика оценки неопределенности базируется на результатах, изложенных в работах [6-9].

В общем случае, методика оценки неопределенности представляет собой выполнение рекомендаций

РМГ 43-2001 [7], причем, правильное использование всего объема доступной информации требует интуиции, основанной на экспериментальных и общих знаниях, и является искусством, которому можно научиться с практикой. Можно заметить, что оценки типа В стандартной неопределенности могут быть такими же достоверными, как оценки типа А, особенно в измерительных ситуациях, где оценка типа А основана на сравнительно малом числе статистически независимых наблюдений. Расчет составляющих бюджета неопределенности измерений требует следующих шагов [6,8]:

- 1) определить характеристики возмущающих величин (т.е. что создается контрольно-измерительной аппаратурой);
 - 2) идентифицировать составляющие бюджета неопределенности и их величины;
 - 3) определить стохастические распределения каждой составляющей;
 - 4) вычислить стандартные неопределенности $u(x_i)$ для каждой составляющей;
 - 5) Вычислить комбинированную неопределенность $u_c(y)$, коэффициент запаса k и расширенную неопределенность $U_c = u_c(y) \cdot k$;
 - 6) Применить расширенную неопределенность;
- Модельное уравнение измерения (1), служит началом всего процесса расчета неопределенности и позволяет учесть и проанализировать все составляющие вклады неопределенности.

$$U_m = U_{ЭО} \cdot K_d \cdot K_{OC}, \quad (1)$$

где $U_{ЭО}$ – показания осциллографа; K_{OC} – коэффициент деления осциллографа ТЕКТРОНИХ TDS 3052В = 1; K_d – коэффициент деления УИВН-СДН-10, берется из свидетельства о метрологической аттестации на него.

В зависимости от закона распределения составляющей неопределенности используются следующие формулы, практическое применение которых приведено в табл. 1:

- для нормального закона используется формула (2)

$$u(\Delta_X) = \frac{\Delta_X}{2}; \quad (2)$$

- для прямоугольного закона используется формула (3)

$$u(\Delta_X) = \frac{\Delta_X}{\sqrt{3}}; \quad (3)$$

- для нормального закона при статистической обработке используется формула (4)

$$u(\Delta_{PI}) = \sqrt{\frac{\sum_{l=1}^{10} (X_l - \bar{X})^2}{90}}. \quad (4)$$

В табл. 2 приведен бюджет неопределенности результатов аттестации генератора микросекундных импульсных помех большой энергии КИГ-МИП

Таблица 2

Бюджет неопределенности КИГ-МИП

Название составляющей	Значение составляющей, %	Распределение вероятностей	Стандартная неопределенность	Значение неопределенности, %	
Калибровка осциллографа Δ_{OC}	1	нормальное	(2)	0,5	
Амплитудная погрешность УИВН-СДН-10 $\Delta_{АП}$	$\pm 4,24$	Прямоугольное	(3)	2,45	
Амплитудная погрешность осциллографа $\Delta_{АН}$	± 2	Прямоугольное	(3)	1,16	
Погрешность считывания показаний $\Delta_{СП}$	± 1	нормальное	(3)	0,58	
Рассеяние значений выходного напряжения генератора $\Delta_{РП}$	из протокола первичной аттестации	нормальное	(4)	$U_{\text{вых}},$ кВ	
				+	0,53
				-	0,44
$u_C(\Delta) = [u^2(\Delta_{OC}) + u^2(\Delta_{АН}) + u^2(\Delta_{АП}) + u^2(\Delta_{СП}) + u^2(\Delta_{РП})]^{1/2}$				+	2,86
				-	2,85
$U = 1,65 u_C(\Delta)$				+	4,72
Коэффициент охвата = 1,65, т.к. доминирующий вклад неопределенности (2,45) распределен по прямоугольному закону \rightarrow расширенная неопределенность распределена по прямоугольному закону				-	4,70

Примечания:

Δ_{OC} – из свидетельства о метрологической аттестации на осциллограф TEKTRONIX TDS 3052B;

$\Delta_{АН}$ – из свидетельства о метрологической аттестации на осциллограф TEKTRONIX TDS 3052B;

$\Delta_{АП}$ – из руководства по эксплуатации УИВН-СДН-10;

$\Delta_{СП}$ – связана с дискретностью установки курсора, который на всех диапазонах равен одной величине;

$\Delta_{РП}$ – из серии наблюдений.

ВЫВОДЫ

1. Предложена методика оценки неопределенности результатов аттестации генератора КИГ-МИП.

2. Проведена оценка неопределенности результатов аттестации генератора микросекундных импульсных помех большой энергии КИГ-МИП (для выходного напряжения). Показано, что она не превышает 4,72 % при доверительной вероятности $P=0,95$.

3. Приведенная методика оценки неопределенности результатов аттестации генератора КИГ-МИП и полученные значения могут быть использованы испытательными лабораториями ЭМС для унификации процедуры сличения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Directive 2004/108/EC of the European parliament and of the council of 15 December 2004 On the approximation of the laws of the Member States relating to electromagnetic compatibility and repealing Directive 89/336/EEC.
- [2] Технічний Регламент України с підтвердження відповідності електромагнітної сумісності.
- [3] IEC 61000-4-5:2005 Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4: Testing and measurement techniques – Section 5: Surge immunity test.
- [4] ДСТУ ISO/IEC 17025-2006 Загальні вимоги до компетентності випробувальних та калібрувальних лабораторій.
- [5] Программа и методика первичной аттестации КУ-МИП-6-000.000.000 ПМА. – 2005, регистрационный номер МО Х 06.1103-2005.
- [6] Князев В.В, Лесной И.П. Оценка неопределенности результатов испытаний технических средств по параметрам ЭМС// Системи обробки інформації. Випуск 6 (64): Невизначеність вимірювань: наукові, нормативні, прикладні та методичні аспекти. – Харків, 2007. – С. 44-46.
- [7] РМГ 43-2001 Руководство по выражению неопределенности измерения.
- [8] UKAS., LAB 34. The Expression of Uncertainty in EMC Testing. Ed.1,2002.
- [9] UKAS.,M3003. The Expression of Uncertainty and Confidence in Measurement. Ed.2.,20

Поступила 02.11.2007

НЕЙРОУПРАВЛЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫМ ДИНАМИЧЕСКИМ ОБЪЕКТОМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА ОБОБЩЕННОГО УПРАВЛЕНИЯ С ПРЕДСКАЗАНИЕМ

Кузнецов Б.И., д.т.н., проф., Василец Т.Е., к.т.н., доц., Варфоломеев А.А.
Украинская инженерно – педагогическая академия
Украина, 61003, Харьков, ул. Университетская, 16, УИПА, кафедра СУТПиО
тел. (057) 733-79-59

У роботі запропоновано використовувати нейромережевий регулятор з прогнозом для забезпечення високих динамічних характеристик системи управління нелінійним динамічним об'єктом. При побудові регулятора використовується ефективна реалізація узагальненого управління з прогнозом із застосуванням багатоваріованої прямонаправленої нейронної мережі, як нелінійної моделі об'єкту управління. Розроблена схема системи управління, виконаний синтез регулятора і проведено моделювання системи.

В работе предложено использовать нейросетевой регулятор с предсказанием для обеспечения высоких динамических характеристик системы управления нелинейным динамическим объектом. При построении регулятора используется эффективная реализация обобщенного управления с предсказанием с применением многослойной прямонаправленной нейронной сети, как нелинейной модели объекта управления. Разработана схема системы управления, выполнен синтез регулятора и проведено моделирование системы.

Постановка проблемы. Наиболее эффективным направлением при модернизации систем управления огнём легкобронированных машин является совершенствование системы стабилизации основного и вспомогательного вооружения. В настоящее время широко используются двухканальные системы стабилизации вооружения. Боевой модуль таких систем устанавливается на корпусе машины с помощью погонной шестерни, относительно оси, которой он поворачивается в горизонтальной плоскости, а блок вооружения крепится на боевом модуле с помощью цапф, относительно оси, которых он поворачивается в вертикальной плоскости. Такое построение обеспечивает стабилизацию и стабилизированное наведение средств ведения огня в горизонтальной и вертикальной плоскости, создавая условия для ведения боевых действий с места и с ходу по наземным и воздушным целям. Однако используемые в настоящее время системы стабилизации вооружения не могут обеспечивать требуемых для эффективного ведения огня значений ошибки стабилизации, диапазона регулирования скорости, неплавности наведения и др. Поэтому разработка систем управления вооружением легкобронированных машин, имеющих высокие динамические характеристики, является важной и актуальной. Одним из наиболее перспективных направлений является построение нейросетевых систем управления.

Анализ последних достижений и публикаций. Количество структур систем нейрорегулирования, предложенных и опробованных на сегодняшний день, очень велико. Их обзор приводится, например, в [1]. Одни системы нейрорегулирования используют аналитический закон регулирования и нейромодель. Нейронная сеть восстанавливает при этом элементы матриц модели объекта. Это так называемые структурированные методы регулирования. Однако полностью использовать весь аппроксимационный потенциал нейронных сетей позволяют неструктурированные методы регулирования. Среди структур систем нейрорегулирования, актуальных на сегодняшний

день, можно отметить следующие. 1. Прямое инверсное регулирование [2], при котором сначала в режиме offline формируют модель инверсной динамики объекта регулирования, а затем полученная инверсная модель включается последовательно с объектом и используется в качестве регулятора. 2. Регулирование с Feedback-Error-Learning [3] аналогично прямому инверсному регулированию с классическим, например, ПИД-регулятором. 3. Регулирование методом компенсации задания [4], при котором компенсация имеющихся нелинейностей осуществляется на уровне сигналов задания, а не сигналов воздействия на объект. Преимущество данной техники – простота встраивания в готовый контур регулирования. Сложность метода заключается в выборе начальных значений параметров сети, т.к. иначе возможно формирование небезопасных сигналов задания. Существует ряд других методов, например: косвенное инверсное нейрорегулирование, регулирование с внутренней моделью, Instantaneous linearization и др. Наиболее эффективным для решения поставленной в настоящей работе задачи, является метод предиктивного регулирования на основе модели объекта [5].

Цель статьи. Целью работы является синтез нейрорегулятора, использующего принцип нелинейного предиктивного регулирования, для построения нейросетевой системы управления вооружением легкобронированной машины, имеющей заданные динамические характеристики.

Изложение материала исследования, полученных научных результатов. В работе используется эффективная реализация обобщенного управления с предсказанием (Generalized Predictive Control, GPC) с использованием многослойной прямонаправленной нейронной сети, как нелинейной модели объекта управления [6]. Благодаря использованию оптимизационного алгоритма Ньютона – Рафсона, число итераций, необходимых для сходимости, значительно меньше, чем при использовании других методов. Главные затраты алгоритма Ньютона-Рафсона в вы-

числении Гесса, но даже с этими дополнительными расчетами низкое число итераций делает алгоритм Ньютона-Рафсона более быстрым, чем другие методы, при этом он может использоваться для управления в режиме реального времени (real-time control).

Алгоритм нейрорегулирования с предсказанием

Рассмотрим кратко основные положения обобщенного алгоритма нейрорегулирования с предсказанием (Neural Generalized Predictive Control algorithm) с применением оптимизационного алгоритма Ньютона-Рафсона. Обобщенное управление с предсказанием, принадлежит к классу методов цифрового управления, называемых модель-ориентированное управление с предсказанием (Model-Based Predictive Control, MBPC) [6]. MBPC техники были успешно проанализированы и внедрены в процесс управления, т.к. они системно учитывают ограничения реальных объектов в режиме реального времени. GPC применяются в управлении не-минимально фазовыми объектами, неустойчивыми объектами с открытым циклом и объектами, с переменным или неизвестным временем задержки. Обобщенное управление с предсказанием также является робастным по отношению к ошибкам

моделирования, переопределению и недоопределению значений параметров и шумам датчиков. GPC было первоначально разработано для моделей линейных объектов, что приводит к уравнениям, которые могут быть решены аналитически. При использовании нелинейных моделей необходимы нелинейные оптимизационные алгоритмы. Это влияет на качество и эффективность вычислений, определяющих управляющие входные сигналы. Для нелинейных объектов, способность GPC делать точные предсказания может быть усовершенствована, если для изучения динамики объекта вместо стандартных методов нелинейного моделирования применять нейронные сети. Выбор минимизационного алгоритма влияет на вычислительную эффективность алгоритма. Как было указано, при использовании для оптимизации алгоритма Ньютона-Рафсона, число итерации, необходимых для сходимости, существенно меньше, чем при использовании других методов.

Схема системы обобщенного нейрорегулирования с предсказанием (Neural Generalized Predictive Control, NGPC) показана на рис. 1.

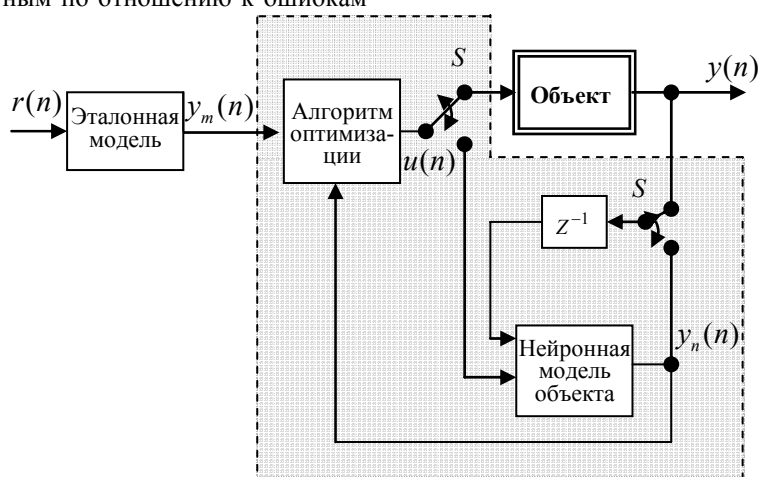


Рис. 1. Схема системы обобщенного нейрорегулирования с предсказанием

Она состоит из четырех компонент: управляемого объекта, эталонной модели, которая описывает желаемое качество объекта, моделирующей объект нейронной сети, и алгоритма минимизации функционала качества (Cost Function Minimization, CFM), определяющего входной сигнал, необходимый для достижения желаемого поведения объекта. NGPC алгоритм состоит из блока CFM и блока нейронной сети.

Принцип работы системы состоит в следующем. Входной сигнал $r(n)$ подается эталонной модели. Эта модель выдает эталонный сигнал $y_m(n)$, который служит входом для CFM блока. CFM алгоритм рассчитывает сигнал, который служит входом для объекта или модели объекта. Двухполюсной двухпозиционный переключатель S устанавливается в положение к объекту, когда CFM алгоритм используется для определения оптимального входного сигнала $u(n)$, который минимизирует выбранный критерий качества управления. Между тактами переключатель установлен в положение к модели объекта, где CFM алгоритм использует эту модель для расчета следующего

управляющего входа $u(n+1)$, путем предсказания ответного сигнала, полученного от модели объекта. Как только функционал качества минимизирован, этот входной сигнал подается на объект.

Обобщенный алгоритм нейрорегулирования с предсказанием состоит из следующих основных шагов:

- 1) генерируется задающая траектория; если бу- дущая траектория $y_m(n)$ неизвестна, полагается $y_m(n) = const$;
- 2) используя предварительно рассчитанный управляющий входной вектор и нейронную модель объекта управления, выполняется предсказание поведе- ния объекта;
- 3) рассчитывается новый управляющий входной сигнал, минимизирующий функционал качества;
- 4) повторяются шаги 2 и 3, пока не будет дос- тигнута требуемая минимизация;
- 5) посылается первый управляющий входной сигнал на объект;
- 6) повторяется весь процесс для каждого вре- менного шага.

Качество вычисления при реализации обобщенного управления с предсказанием в основном зависит от выбора минимизирующего алгоритма для CFM блока. Существуют несколько минимизационных алгоритмов, которые реализуются в CFM, такие как Non-gradient, Simplex и Successive Quadratic Programming. Выбор минимизационного метода может быть основан на следующих критериях: число итераций, вычислительные затраты и точность решения. В общем случае, эти алгоритмы требуют большого числа итераций, что делает управление в режиме реального времени затруднительным. Очень небольшое число публикаций посвящены реализациям управления в режиме реального времени для объектов, имеющих большие постоянные времени. Для возможности использования в системах с объектами, имеющими малые постоянные времени, требуется более быстрый оптимизационный алгоритм. Алгоритм Ньютона-Рафсона обладает квадратичной сходимостью, в то время как другие алгоритмы имеют более низкую скорость сходимости. Более высокая скорость сходимости алгоритма Ньютона-Рафсона требует высоких вычислительных затрат, но оправдывается показателем скорости сходимости.

Качество модели объекта влияет на точность предсказания. Для реализации обобщенного управления с предсказанием требуется адекватная модель объекта. Существуют методы, обеспечивающие высокую точность моделирование в случае линейного объекта. Но, в случае нелинейного объекта, задача является более сложной. На сегодняшний день есть два подхода для моделирования нелинейных объектов. Первый заключается в линеаризации объекта на множестве рабочих точек. Если объект существенно нелинейный, то множество рабочих точек может быть очень большим. Второй подход заключается в разработке нелинейной модели, которая зависит от допущений относительно динамики нелинейного объекта. Если эти допущения не верны, то снижается точность модели. Модели с использованием нейросетей дают возможность справиться с нелинейной динамикой. Для нелинейного объекта способность GPS делать точные предсказания может быть значительно улучшена, если для изучения динамики объекта использовать нейронную сеть, вместо стандартных подходов моделирования.

Обобщенный алгоритм нейроуправления с предсказанием основывается на минимизации функционала качества на конечном диапазоне предсказаний. Функционала качества используемый в настоящей работе, имеет следующий вид

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} [y_m(n+j) - y_n(n+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(n+j)]^2, \quad (1)$$

где N_1 – нижний предел предсказания; N_2 - верхний предел предсказания; N_u – диапазон управления; y_m – желаемая траектория; y_n – предсказанный выход нейронной сети; λ – весовой множитель; $\Delta u(n+j)$ – изменение u , определяемое следующим образом: $u(n+j) - u(n+j-1)$.

Этот функционал минимизирует не только сред-

неквадратическую ошибку между эталонным сигналом и сигналом, выдаваемым моделью объекта, но также взвешенную среднеквадратическую скорость изменения управляющего сигнала.

Когда функционал качества минимизирован, генерируется управляющий входной сигнал, что позволяет объекту отслеживать заданную траекторию с некоторой точностью. Функционал качества содержит четыре настраиваемых параметра, N_1 , N_2 , N_u , λ . Параметры N_1 и N_2 , задают пределы, внутри которых вычисляется ошибка слежения. N_u является границей диапазона управления. Единственное ограничение, накладываемое на значения N_u и N_1 следующее: они должны быть меньше или равны N_2 . Вторая сумма содержит весовой множитель λ , который введен для управления балансом между первой и второй суммой.

Для реализации оптимального управления, функционал качества минимизируется с помощью алгоритма Ньютона-Рафсона. Цель алгоритма – минимизировать функционал J (1) по вектору $[u(n+1), u(n+2), \dots, u(n+N_u)]^T$. Обозначим данный вектор как \mathbf{U} . Используя в качестве алгоритма CFM алгоритм Ньютона-Рафсона, итерационно минимизируется функционал J для определения оптимального \mathbf{U} . Итерационный процесс определяет значение J на каждой итерации, которое обозначим как $J(k)$. Для каждой итерации рассчитывается также значение управляющего вектора:

$$\mathbf{U}(k) = [u(n+1); u(n+2); \dots; u(n+N_u)]^T,$$

где $k = 1, \dots$ - номер итерации, T - знак транспонирования.

Правило обновления $\mathbf{U}(k+1)$ в алгоритме Ньютона-Рафсона выглядит следующим образом

$$\mathbf{U}(k+1) = \mathbf{U}(k) - \left(\frac{\partial^2 \mathbf{J}}{\partial \mathbf{U}^2}(k) \right)^{-1} \frac{\partial \mathbf{J}}{\partial \mathbf{U}}(k), \quad (2)$$

где якобиан обозначен

$$\frac{\partial \mathbf{J}}{\partial \mathbf{U}}(k) = \begin{bmatrix} \frac{\partial J}{\partial u(n+1)} \\ \vdots \\ \frac{\partial J}{\partial u(n+N_u)} \end{bmatrix},$$

а гессиан

$$\frac{\partial^2 \mathbf{J}}{\partial \mathbf{U}^2}(k) = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 J}{\partial u(n+1)^2} & \cdots & \frac{\partial^2 J}{\partial u(n+1) \partial u(n+N_u)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial^2 J}{\partial u(n+N_u) \partial u(n+1)} & \cdots & \frac{\partial^2 J}{\partial u(n+N_u)^2} \end{bmatrix}$$

Решение уравнения (2) требует явного обращения матрицы Гессе. Этот процесс может потребовать больших вычислительных затрат. Одним из подходов, используемых, чтобы избежать обращения матрицы, служит LU декомпозиция [8] для получения входного вектора $\mathbf{U}(k+1)$. Это достигается путем записи уравнения (2) в виде системы линейных уравнений $\mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{b}$, что приводит к выражению

$$\frac{\partial^2 \mathbf{J}}{\partial \mathbf{U}^2}(k)(\mathbf{U}(k+1) - \mathbf{U}(k)) = -\frac{\partial \mathbf{J}}{\partial \mathbf{U}}(k), \quad (3)$$

где $\frac{\partial^2 \mathbf{J}}{\partial \mathbf{U}^2}(k) = \mathbf{A}$; $-\frac{\partial \mathbf{J}}{\partial \mathbf{U}}(k) = \mathbf{b}$; $\mathbf{U}(k+1) - \mathbf{U}(k) = \mathbf{x}$.

В данной форме уравнение (3) может быть решено с помощью двух процедур, содержащихся в [6], процедура LU декомпозиции, ludcmp, и процедура решения системы линейных уравнений lubksb. После того, как вычислен вектор \mathbf{x} , $\mathbf{U}(k+1)$ получается из соотношения $\mathbf{U}(k+1) = \mathbf{U}(k) + \mathbf{x}$. Процедура повторяется до тех пор, пока изменение каждой компоненты $\mathbf{U}(k+1)$ не становится меньшим некоторого ε . При решении системы относительно \mathbf{x} , для каждой итерации алгоритма Ньютона-Рафсона необходимо вычисление каждого элемента якобиана и гессиана. Элемент якобиана с индексом h имеет следующий вид

$$\frac{\partial J}{\partial u(n+h)} = -2 \sum_{j=N_1}^{N_2} [y_m(n+j) - y_n(n+j)] \frac{\partial y_n(n+j)}{\partial u(n+h)} + 2 \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(n+j)] \frac{\partial \Delta u(n+j)}{\partial u(n+h)}, \quad h = 1, \dots, N_u$$

Если расписать выражение $\frac{\partial \Delta u(n+j)}{\partial u(n+h)}$ и воспользоваться символом Кронекера дельта функции,

которая определяется как $\delta(h, j) = 1$ если $h = j$ и $\delta(h, j) = 0$ если $h \neq j$, получим $\frac{\partial u(n+j)}{\partial u(n+h)} = \delta(h, j) - \delta(h, j-1)$.

Элемент с индексами m, h гессиана определяется следующим образом:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 J}{\partial u(n+m) \partial u(n+h)} &= \\ &= 2 \sum_{j=N_1}^{N_2} \left\{ \frac{\partial y_n(n+j)}{\partial u(n+m)} \frac{\partial y_n(n+j)}{\partial u(n+h)} + \right. \\ &\quad \left. \frac{\partial^2 y_n(n+j)}{\partial u(n+m) \partial u(n+h)} [y_m(n+j) - y_n(n+j)] \right\} + \\ &+ 2 \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) \left\{ \frac{\partial \Delta u(n+j)}{\partial u(n+m)} \frac{\partial \Delta u(n+j)}{\partial u(n+h)} + \right. \\ &\quad \left. + \Delta u(n+j) \frac{\partial^2 \Delta u(n+j)}{\partial u(n+m) \partial u(n+h)} \right\}, \end{aligned}$$

$$h = 1, \dots, N_u; \quad m = 1, \dots, N_u.$$

Можно воспользоваться также определением дельта-функции для выражения

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Delta u(n+j)}{\partial u(n+m)} \frac{\partial \Delta u(n+j)}{\partial u(n+h)} &= \\ &= (\delta(h, j) - \delta(h, j-1)) (\delta(m, j) - \delta(m, j-1)) \end{aligned}$$

Выражение $\frac{\partial^2 \Delta u(n+j)}{\partial u(n+m) \partial u(n+h)}$ всегда равняется

нулю.

Последняя компонента, требуемая для получения $\mathbf{U}(k+1)$, это вычисление выхода объекта $y_n(n+j)$ и его производных. Для этого используется нейронная сеть.

Структуры нейронной сети для моделирования объекта. Моделью объекта в алгоритме NGPC служит нейронная сеть. Начальная тренировка нейронной сети обычно выполняется в автономном режиме (offline), до применения управления. Блочная схема для тренировки нейронной сети, моделирующей объект, приведена на рис. 2

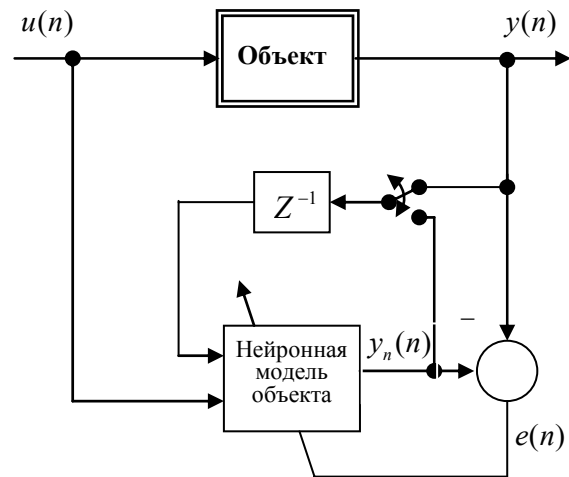


Рис. 2. Схема тренировки сети в режиме offline

Нейронная сеть и объект получают одно и то же входное значение $u(n)$. Нейронная сеть также имеет дополнительный вход, на который подается либо выходное значением объекта, $y(n)$, либо нейронной сети, $y_n(n)$. Выбор значения зависит от шага предсказания. В процессе тренировки сети ее веса настраиваются таким образом, что множество входных значений продуцирует желаемые выходные значения. Ошибка формируется между ответами нейронной сети, $y_n(n)$, и объекта, $y(n)$. В дальнейшем эта ошибка используется для обновления весов с помощью градиентного спуска. Этот процесс повторяется до тех пор, пока ошибка не достигнет допустимого уровня.

Так как для моделирования объекта будет использована нейронная сеть, должна быть рассмотрена конфигурация архитектуры нейронной сети. Нейронная сеть может быть настроена либо для моделирования входа/выхода, либо для моделирования пространства состояний. В данной реализации алгоритм NGPC используются модели, использующие только входные/выходные координаты, т.к. моделирование пространства состояний требует измерения состояний объекта, что не всегда возможно. Сети типа многослойный перцептрон (МП) отличаются универсальностью при моделировании различных объектов регулирования. В связи с этим дальнейшие исследования ведутся только с этим типом сети.

МП в настоящее время – наиболее полно теоретически исследованная сеть. Существующие теоремы утверждают, что МП при условии достаточного количества нейронов могут отражать практически любые взаимосвязи. Поэтому они часто используются для

построения нейросетевых моделей нелинейных объектов. Однако первое, с чем сталкиваются исследователи, это вопрос о том, какую структуру должна иметь сеть. Нахождение оптимальной структуры сети - проблема, которая до сих пор полностью не решена. В этом случае на помощь приходит целенаправленное моделирование и практический опыт.

Определение структуры нейронной сети состоит, во-первых, из определения входов сети и, во-вторых, из определения внутренней топологии сети (количество слоев и нейронов). На рис. 3, приведена многослойная нейронная сеть прямого распространения со структурой, имеющей узлы задержек по времени. В данном примере входы сети состоят из внешних входов, $u(n)$ и $y(n-1)$ и соответствующих им узлов задержек $u(n-1), \dots, u(n-n_d)$ и $y(n-2), \dots, y(n-d_d)$.

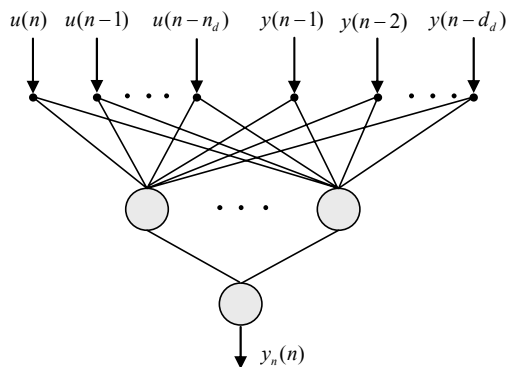


Рис. 3. Многослойная нейронная сеть прямого распространения с элементами задержек по времени

Параметры n_d , d_d отражают число узлов задержки, относящихся к соответствующим узлам входа. Второй вход сети может иметь внешний вход $y_n(n)$ и соответствующие задержанные значения. Сеть имеет один скрытый слой, состоящий из нескольких скрытых нейронов, которые используют общую функцию вывода (активации) $f_j(\cdot)$. Выходной нейрон использует линейную функцию вывода с единичным наклоном для масштабирования выходных значений. Уравнения сети с данной архитектурой выглядят следующим образом

$$y_n(n) = \sum_{j=1}^{S^{L-1}} w_j f_j(\text{net}_j(n)) + b, \quad (4)$$

$$\text{net}_j(l) = \sum_{i=0}^{n_d} w_{j,i} u(n-i) + \sum_{i=1}^{d_d} w_{j,n_d+i+1} y(l-i) + b_j, \quad (4)$$

где $y_n(n)$ – выход нейронной сети; $f_j(\cdot)$ – функция активации для j -го нейрона скрытого слоя; $\text{net}_j(n)$ – аргумент функции активизации j -го нейрона; S^{L-1} – число нейронов в скрытом слое; n_d – число узлов входа, ассоциированных с $u(\cdot)$ без учета $u(n)$; d_d – число узлов входа, ассоциированных с $y(\cdot)$; w_j – вес, соединяющий j -й скрытый нейрон с нейроном выхода; $w_{j,i}$ вес, соединяющий i -й узел входа с j -м скрытым нейроном; $y(n-i)$ – задержанный выход объек-

та, используемый как вход для сети; $y(n-i)$ – вход сети и его задержки; b_j – смещение j -го скрытого нейрона; b – смещение нейрона выхода.

Предсказание с использованием нейронной сети. NGPC алгоритм использует выход модели объекта для предсказания динамики объекта для произвольного входа от текущего момента времени n до некоторого будущего момента $n+k$. Это достигается сдвигом уравнений (4) на k , имеем:

$$y_n(n+k) = \sum_{j=1}^{S^{L-1}} \{w_j f_j(\text{net}_j(n+k))\} + b, \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \text{net}_j(n+k) = & \sum_{i=0}^{n_d} w_{j,i+1} \begin{cases} u(n+k-i), & k-N_u < i \\ u(n+N_u), & k-N_u \geq i \end{cases} + \\ & + \sum_{i=1}^{\min(k,d_d)} (w_{j,n_d+i+1} y_n(n+k-i)) + \\ & + \sum_{i=k+1}^{d_d} w_{j,n_d+i+1} y_n(n+k-i) + b_j. \end{aligned} \quad (6)$$

Особенности уравнения (6) связаны с рекурсивным характером предсказания. Первая сумма в (6) определяется в соответствии с приведенными условиями. Условие $k-N_u < i$ управляет предварительными будущими значениями u до $u(n+N_u-1)$. Условие $k-N_u \geq i$ устанавливает входы от $u(n+N_u)$ до $u(n+k)$ равными $u(n+N_u)$. Второе условие возникает только, если $N_2 > N_u$. Следующее суммирование в (6) управляют рекурсивной частью предсказания. Суммирование соответствует обратной связи по выходу нейронной сети y_n , и выполняется k либо d_d раз, в зависимости от того, какое значение меньше. Последняя сумма в (6) содержит предыдущие значения y . В следующем подразделе выводятся производные от уравнений (5) и (6) для входа $u(n+h)$.

Производные уравнений нейронной сети. Для минимизации функционала качества в режиме реального времени с помощью итерационного решения, основанного на градиенте, необходимо использовать формулы для эффективного вычисления градиента нейронной сети.

Для вычисления якобиана и гессиана необходимы первая и вторая производная сети по входному вектору. Элементы якобиана получаются дифференцированием $y_n(n+k)$ из уравнения (6) по $u(n+h)$

$$\frac{\partial y_n(n+k)}{\partial u(n+h)} = \sum_{j=1}^{S^{L-1}} w_j \frac{\partial f_j(\text{net}_j(n+k))}{\partial \text{net}_j(n+k)}. \quad (7)$$

Применяя правило дифференцирования сложной функции для $\frac{\partial f_j(\text{net}_j(n+k))}{\partial u(n+h)}$ имеем

$$\frac{\partial f_j(\text{net}_j(n+k))}{\partial u(n+h)} = \frac{\partial f_j(\text{net}_j(n+k))}{\partial \text{net}_j(n+k)} \frac{\partial \text{net}_j(n+k)}{\partial u(n+h)}, \quad (8)$$

где $\frac{\partial f_j(\text{net}_j(n+k))}{\partial \text{net}_j(n+k)}$ – производная функции выхода и

$$\frac{\partial net_j(n+k)}{\partial u(n+h)} = \sum_{i=0}^{n_d} w_{j,i+1} \begin{cases} \delta(k-i, h), & k - N_u < i \\ \delta(N_u, h), & k - N_u \geq i \end{cases} + \\ + \sum_{i=1}^{\min(k, d_d)} \left(w_{j, n_d+i+1} \frac{y_n(n+k-i)}{\partial u(n+h)} \delta_1(k-i-1) \right). \quad (9)$$

Заметим, что в (9) в последней сумме введена ступенчатая функция δ_1 . Это было сделано, чтобы подчеркнуть, что сумма равна нулю для $k-i < 1$, следовательно слагаемые, удовлетворяющие этому условию, не требуют вычисления. Чтобы получить элементы гессиана, необходимо продифференцировать уравнения (7), (8) и (9) по $u(n+m)$, в результате имеем

$$\frac{\partial^2 y_n(n+k)}{\partial u(n+h) \partial u(n+m)} = \sum_{j=1}^{L-1} w_j \frac{\partial^2 f_j(net_j(n+k))}{\partial u(n+h) \partial u(n+m)}, \quad (10)$$

$$\frac{\partial^2 f_j(net_j(n+k))}{\partial u(n+h) \partial u(n+m)} = \frac{\partial f_j(net_j(n+k))}{\partial net_j(n+k)} \frac{\partial^2 f_j(net_j(n+k))}{\partial u(n+h) \partial u(n+m)} + \\ + \frac{\partial^2 f_j(net_j(n+k))}{\partial net_j(n+k)^2} \frac{\partial net_j(n+k)}{\partial u(n+h)} \frac{\partial net_j(n+k)}{\partial u(n+m)}, \quad (11)$$

$$\frac{\partial^2 net_j(n+k)}{\partial u(n+h) \partial u(n+m)} = \\ = \sum_{i=1}^{\min(k, d_d)} w_{j, n_d+i+1} \frac{\partial^2 y_n(n+k-i)}{\partial u(n+h) \partial u(n+m)} \delta_1(k-i-1)$$

Уравнение (11) является результатом применения правила дифференцирования сложной функции дважды.

Следует заметить, что нелинейные оптимизации являются процессами, требующими больших вычислительных затрат. Алгоритм Ньютона-Рафсона используется для создания эффективного вычислительного процесса. При написании кода, реализующего данный алгоритм, все значения, посчитанные в одной процедуре, передаются другим процедурам для избежания повторения расчета. Наиболее важная часть кода – вычисление гессиана. Переменные $\frac{\partial net_j(n+k)}{\partial u(n+h)}$ и $\frac{y_n(n+k)}{\partial u(n+h)}$ вычисляемые для якобиана, также используются для вычисления гессиана, поэтому они передаются в процедуру вычисления гессиана. Т.к. гессиан симметричен, только верхнетреугольная часть матрицы подлежит определению. Использование данных двух замечаний, позволяет значительно снизить время загрузки процессора.

Таким образом, обобщенное нейруправление с предсказанием с использованием оптимизационного алгоритма Ньютона-Рафсона для минимизации функционала качества позволяет получить высокое качество управления в случае сложных нелинейностей в объекте и даёт возможность применения алгоритма в режиме реального времени.

Контроллер с предсказанием (NN Predictive Controller). В пакете прикладных программ Neural Network Toolbox системы MATLAB реализован контроллер с предсказанием NN Predictive Controller, при построении которого использован принцип нелинейного предиктивного управления, описанный выше. При синтезе нейроконтроллера NN Prediction Controller ис-

пользуются следующие файлы, размещенные в каталоге toolbox/nnet/nncontrol системы SIMULINK.

Функции одномерной оптимизации: Csrchbас – поиск с обратной прогонкой; Csrchbre – метод Брента, объединяющий методы золотого сечения и квадратичной интерполяции; Csrchcha – метод кубической интерполяции Чараламбуca; Csrchgol – метод золотого сечения; Csrchhyb – гибридный метод бисекции и кубической интерполяции.

Функции для синтеза управления с предсказанием: Calcjddj – вычисление функционала качества и его градиента; Predopt – оптимизация регулятора с предсказанием; Dyduvar – вычисление частных производных выхода по входу.

Модели SIMULINK. Predcstr – GUI – приложение для контроллера с предсказанием; Prest3sim2 – нейросетевая модель объекта управления используемая М – функцией deport для предсказания процесса в будущем.

Вспомогательные функции: Sfunxy2 – функция для вывода графиков; Nncontrolutil – поддержка, обеспечивающая возможность обращения к частным функциям из системы SIMULINK; Nnident.m – основная функция, используемая при идентификации объекта, находящаяся в каталоге private. Обеспечивает GUI пользователя, генерацию обучающей выборки, создание и тренировку сети.

В качестве примера выполним синтез нейросетевой системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин с использованием нейроконтроллера NN Predictive Controller. Исполнительное устройство стабилизатора вооружения состоит из усилителя (преобразователя) мощности, приводного двигателя и кинематического устройства сопряжения. Реальная кинематическая схема системы наведения и стабилизации содержит упругие элементы (элементы конечной жесткости). Наличие упругих элементов усложняет расчетную схему механической части системы, превращая её в многомассовую. Исследования показали, что с достаточной для практических расчётов точностью механическую часть системы может быть представлена в виде двухмассовой системы.

В результате исследований установлено, что эффективной является система с нейронной компенсацией нелинейностей исполнительного устройства стабилизатора вооружения в контуре скорости, при этом в контуре положения может быть использован простой П – регулятор. Структурная схема нейросетевой системы управления, разработанная в Simulink системы MATLAB показана на рис. 4. Схема включает блок контроллера NN Prediction Controller, блоки генерации эталонного ступенчатого сигнала со случайной амплитудой Random Reference, блоки построения графиков и блоки, относящиеся к объекту управления. Схема модели объекта управления приведена на рис. 5. В схеме не учитывается возмущающий момент, обусловленный колебаниями корпуса носителя при движении машины по пересечённой местности и люфт между зубьями ведущей и ведомой шестерни. Схема объекта управления составлена с учётом момента сухого трения в подшипниках ПД и момента сухого трения кинематического устройства сопряжения. Для их задания использованы два блока MATLAB Fcn, предназначенные для написания выражений на языке MATLAB.

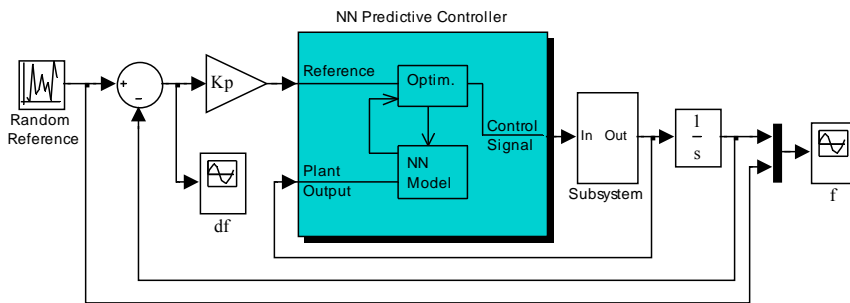


Рис. 4. Схема нейросетевой системы управления

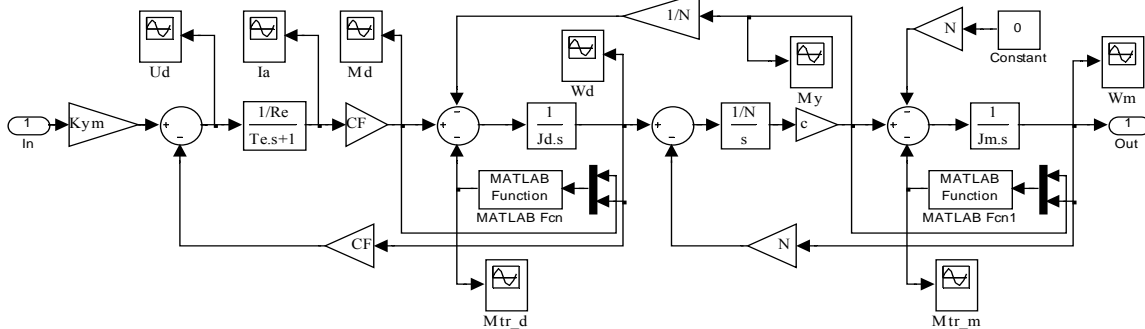


Рис. 5. Схема модели объекта управления

Процесс синтеза нейроконтроллера NN Prediction Controller начинается с построения нейросетевой модели объекта управления. Процедура идентификации позволяет построить нейронную сеть, которая будет моделировать динамику объекта. Поскольку модель должна использоваться при настройке контроллера, то её следует создать прежде, чем начнется расчет контроллера. Вначале задаются параметры и архитектура сети, а затем выполняется процедура её обучения. Для этого используется предварительно сгенерированная обучающая последовательность, которая формируется путем воздействия ряда случайных ступенчатых сигналов на модель SIMULINK управляемого объекта (рис. 5). После завершения обучения сети параметры нейросетевой модели управляемого объекта вводятся в блок NN Predictive Controller системы Simulink. В системе Simulink формируется так же схема ptest3sim2, показанная на рис. 6.

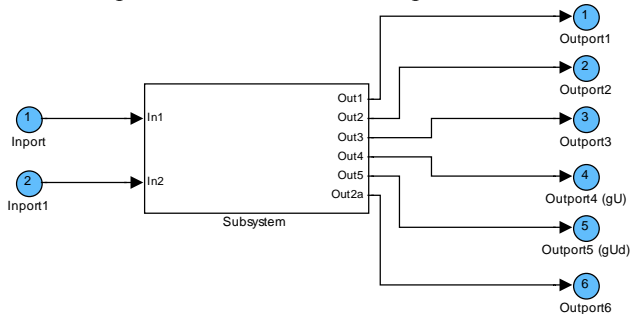


Рис. 6. Схема ptest3sim2, используемая М-функцией predopt для предсказания процесса в будущем

При активизации блока Subsystem открывается окно со схемой рис. 7. Данная схема так же является нейросетевой моделью объекта управления, имеющей дополнительные выходы, и используется М-функцией predopt для предсказания процесса в будущем.

После завершения построения нейросетевой модели управляемого объекта задаются параметры оптимизации. Затем они вводятся в блок NN Predictive controller системы Simulink.

На рис. 8 приведены графики переходных процессов переменных состояния синтезированной системы. Все обозначения переменных соответствуют рис. 4 и рис. 5. Переходные процессы приведены для значений скачков задающего воздействия, находящихся в пределах $\varphi_3 = -0,1 \div 0,1$ рад.

Как видно из графиков, переходные процессы имеют высокие динамические характеристики. Отработка угла происходит за минимально возможное время, определяемое постоянными времени электропривода, при номинальном напряжении двигателя U_d . Так, например, угол $\varphi_3 = 0,05$ рад отрабатывается за время $t = 0,12$ с. Ограничение напряжения двигателя достигается путём задания соответствующих значений параметров обучающей последовательности Maximum Plant Input и Minimum Plant Input при выполнении процедуры идентификации объекта управления. Параметры устанавливались равными +1 и -1 соответственно.

Выводы. В данной работе для обеспечения высоких динамических характеристик системы стабилизации основного и вспомогательного вооружения легкотронированной машины предложено использовать нейросетевой регулятор, при построении которого используется метод обобщённого управления с предсказанием. Рассмотрена эффективная реализация обобщенного управления с предсказанием с использованием многослойной прямонаправленной нейронной сети, как нелинейной модели объекта управления.

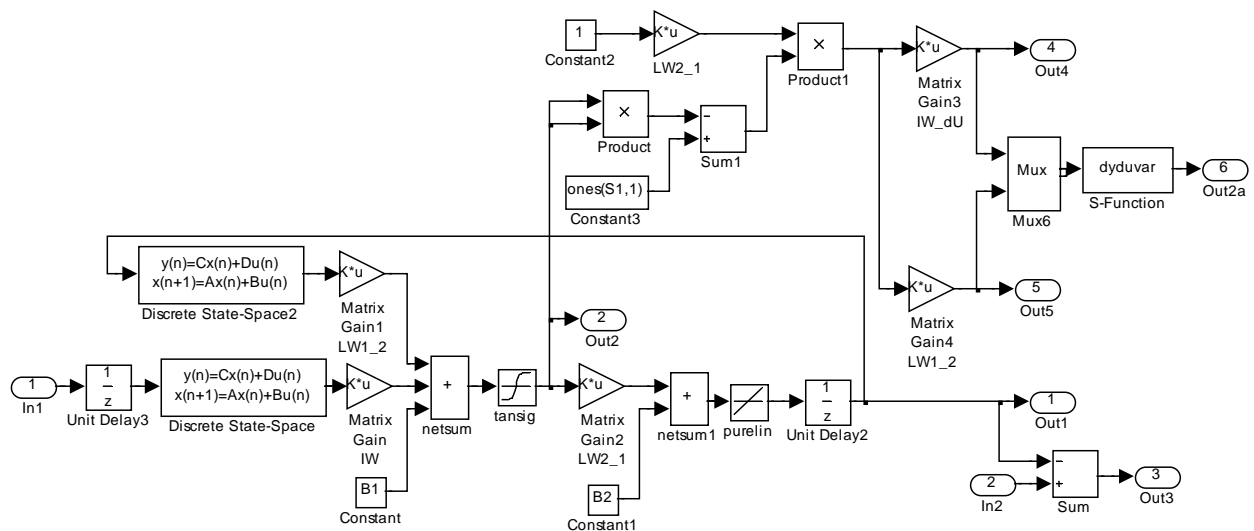


Рис. 7. Схема блока Subsystem системы ptest3sim2

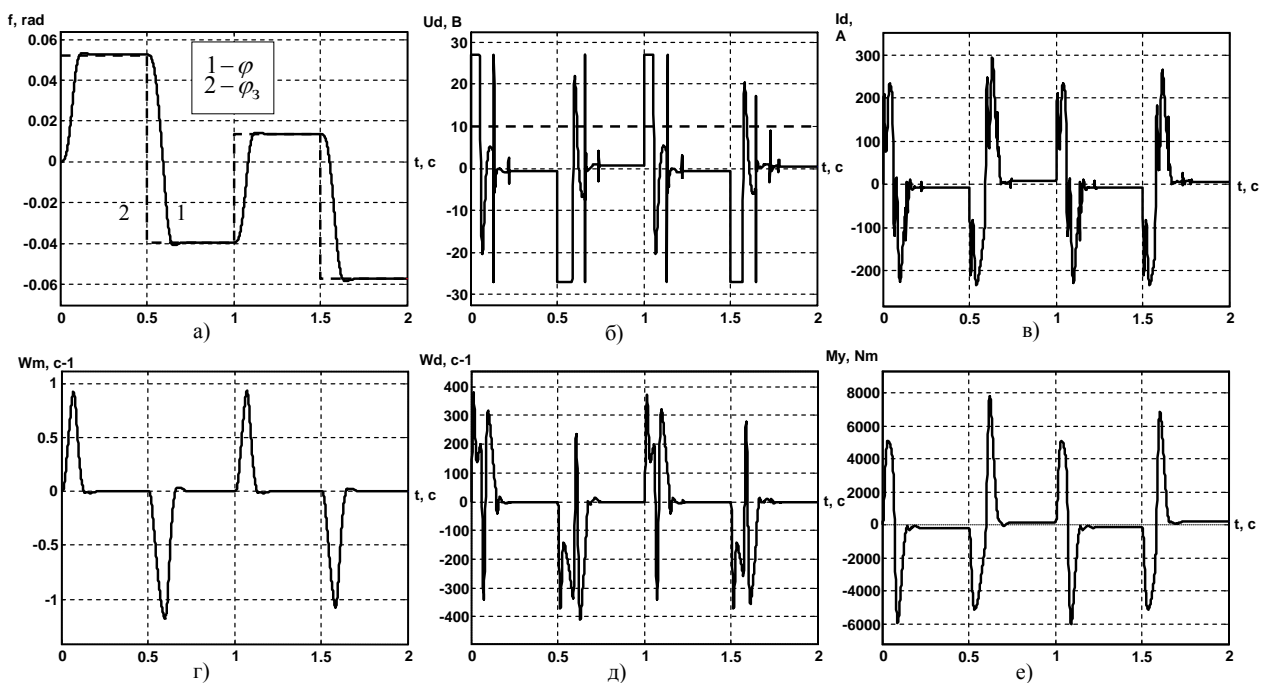


Рис. 8. Графики переходные процессы переменных состояния системы:

- а) – отработки заданного угла φ ; б) – напряжения двигателя U_d ; в) – ток двигателя I_d ;
 г) – скорости механизма ω_M ; д) – скорости двигателя ω_d ; е) – момента упругости M_y

В работе выполнен синтез нейроконтроллера с предсказанием NN Prediction Controller, который реализован в пакете прикладных программ Neural Network Toolbox системы MATLAB. В режиме Simulink разработана система управления с нейроконтроллером и проведено моделирование системы. Анализ переходных процессов основных переменных состояния системы показал, что синтезированный нейроконтроллер обеспечивает высокие динамические характеристики проектируемой системы.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Sen P., Hearn G.E., Zhang Y. Adaptive Neural Controller // In Neural Network Systems Techniques and Applications. Hrsg. Leondes C.T. 1998.- Vol.4.- P. 274 - 343.
 [2] Werbos P.J. Backpropagation and neurocontrol: A review

and prospects // Proc. of International Joint Conf. On Neural Networks.- Washington, DC. - 1989. -Vol.1.-P.209-216.
 [3] Park Y.-M., Choi M.S.; Lee Y. An optimal tracking neurocontroller for nonlinear dynamic systems // IEEE Trans. Neural Networks.- 1996.- №7.- P. 1099-1110.
 [4] Jung S.; Hsia T.C. A new neural network control technique for robot manipulators // Robotica.- 1995.- Vol 13, P. 477-484.
 [5] Garcia C.E., Prett D.M., Morari M. Model predictive control: theory and practice-a survey // Automatica.- 1989.- Vol.25.- P.335-348.
 [6] Clarke D. W. Advances in model-based predictive control.- In Advances in Model-Based Predictive Control / D. W. Clarke: Oxford University Press.- 1994.-274 p.

Поступила 09.11.2007

УТОЧНЕНИЕ ЗНАЧЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ

Невзлин Б.И., к.т.н.

Восточноукраинский национальный университет имени Владимира Даля

Загирняк М.В., д.т.н., Загирняк В.Е.

Кременчугский государственный политехнический университет имени Михаила Остроградского

*Для асинхронних двигунів середньої потужності уточнена залежність коефіцієнта корисної дії від ковзання.**Для асинхронных двигателей средней мощности уточнена зависимость коэффициента полезного действия от скольжения.*

ВВЕДЕНИЕ

Известно [1], что для АД всегда имеет место неравенство

$$\eta < 1 - s, \quad (1)$$

где s – скольжение АД (величины s и η представляются в относительных единицах).

На основе анализа значительного количества опытных данных из [2] авторами [3] ранее было предложено полуэмпирическое выражение, которое выполняется для АД общепромышленного применения:

$$\eta \approx 1 - (3 \dots 5)s. \quad (2)$$

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Аналитическим путем уточнить зависимость значения КПД АД от скольжения на основе обоснованных допущений.

МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЯ

Во многих случаях для практических расчетов используется упрощенная схема замещения асинхронной машины мощностью более 10 кВт с вынесенным намагничивающим контуром (рис. 1) [1, 4].

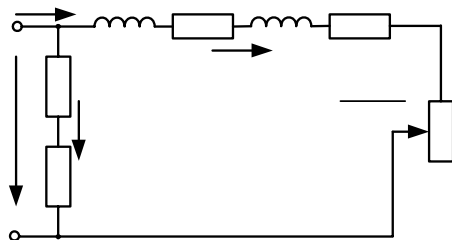


Рис. 1. Схема замещения

При этом приняты следующие обозначения: U_1 , I_1 – напряжение и ток статора; I_0 – намагничивающий ток; I_2 – приведенный ток ротора; Z_1 , R_1 , X_1 – полное и активное сопротивления, а также индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора; Z_2 , R_2 , X_2 – приведенные полное и активное сопротивления, а также индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора; Z_m , R_m , X_m – пол-

ное, активное и индуктивное сопротивления намагничивающей ветви.

Согласно схеме замещения (рис. 1) выражения для вращающего момента M и потребляемой АД мощности P_1 могут быть представлены в следующем виде:

$$M = \frac{m_1 U_1^2 R_2' / s}{\omega_1 \left((R_1 + R_2' / s)^2 + (X_1 + X_2')^2 \right)}; \quad (3)$$

$$P_1 = m_1 U_1^2 \left(\frac{R_1 + R_m}{(Z_1 + Z_m)^2} + \frac{R_1 + C_1 R_2' / s}{(Z_1 + Z_2')^2} \right), \quad (4)$$

где m_1 – число фаз обмотки статора, ω и ω_1 – соответственно частоты вращения ротора и магнитного поля.

Поскольку полезная P_2 и потребляемая P_1 мощности АД могут быть определены из выражений:

$$P_2 = M\omega;$$

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1,$$

то согласно $\eta = P_2 / P_1$ [1, 3, 4] получаем

$$\eta = \frac{M\omega}{m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1}. \quad (5)$$

Здесь $\cos \varphi_1$ – коэффициент мощности обмотки статора.

Подставив (3) и (4) в (5) с учетом того, что $\omega = \omega_1(1 - s)$, после соответствующих преобразований находим

$$\eta = \frac{(1 - s) R_2'}{R_1 s + R_2' + \frac{(R_1 + R_2' / s)^2 + (X_1 + X_2')^2}{R_1 + R_m + (X_1 + X_m)^2 / (R_1 + R_m)}} s. \quad (6)$$

В (7) переменной величиной является только скольжение s , что позволяет сделать следующие предположения.

1. Если $R_1 \approx R_2'$, то при скольжениях $0,01 \leq s \leq 0,04$, наиболее характерных для АД общепромышленного применения мощностью более 10 кВт [2],

$$\eta = \frac{1 - s}{1 + s + \frac{\left((R_1 + R_2' / s)^2 + (X_1 + X_2')^2 \right) s / R_2'}{R_1 + R_m + (X_1 + X_m)^2 / (R_1 + R_m)}}, \quad (7)$$

учитывая, что величины X_1 , X_2' и R_1 малы по сравнению с (R_2'/s) , величины X_1 и R_1 по сравнению с X_m и R_m , а также полагая R_m значительно меньше X_m , получаем

$$\eta = \frac{1-s}{1+s + \frac{R_2' R_m}{X_m^2 s}} \quad (8)$$

Примем за базисное сопротивление обмотки статора величину

$$Z_{1b} = U_{1н} / I_{1н},$$

где $U_{1н}$, $I_{1н}$ – номинальные значения напряжения и тока статора.

Тогда, учитывая диапазон изменения соотношений между относительными значениями параметров АД мощностью 3...100 кВт [5], а именно:

$$\begin{aligned} X_{m*} &= X_m / Z_{1b} = 2,5...4; \\ X_1^* &\approx X_2'^* = X_1 / Z_{1b} = 0,07...0,15; \\ R_1^* &\approx R_2'^* = R_1 / Z_{1b} = 0,01...0,07; \\ R_{m*} &= R_m / Z_{1b} = 0,1...0,4; \end{aligned}$$

где X_{m*} , X_1^* , $X_2'^*$, R_1^* , $R_2'^*$, R_{m*} – относительные значения параметров, и приняв приближенное равенство $(0,1...0,4) / [(2,5...4)^2 (0,01...0,04)] \approx 1$, находим

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{1-s}{1+s + \frac{(0,01...0,07)(0,1...0,4)}{(2,5...4)^2 (0,01...0,04)}} \approx \\ &\approx \frac{1-s}{1+s + (0,01...0,07)}. \end{aligned} \quad (9)$$

Принимая во внимание реальный диапазон изменения значений скольжения ($0,01 \leq s \leq 0,04$) и учитывая, что оно уменьшается с возрастанием мощности АД, получаем для знаменателя

$$1+s + (0,01...0,07) = 1+s + (1...2)s = 1+(2...3)s. \quad (10)$$

Согласно [6]

$$\frac{1}{1+s} \approx 1-s, \quad (11)$$

тогда при малых s (пренебрегая величинами второго порядка малости) с погрешностью менее 3% находим

$$\eta = (1-s)(1-(2...3)s) = 1-(3...4)s, \quad (12)$$

что с определенной степенью точности можно считать соответствующим выражению (2) для АД мощностью более 10 кВт.

2. Как показывают расчеты реальных АД [7] соотношение $R_1^* / R_2'^* = 0,5...2,0$.

Тогда выражение (6) можно представить в виде

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{(1-s)}{(0,5...2)s + 1 +} \rightarrow \dots \\ \dots &\rightarrow \frac{(1-s)}{\frac{(R_1 + R_2^1/s)^2 + (X_1 + X_2^1)^2}{R_1 + R_m + (X_1 + X_m)^2 / (R_1 + R_m)} \frac{s}{R_2^1}}. \end{aligned} \quad (13)$$

Вновь пренебрегая величинами X_1 , X_2' и R_1 по сравнению с R_2'/s , а X_1 и R_1 по сравнению с X_m и R_m , а также полагая R_m значительно меньше X_m , получаем

$$\eta \approx \frac{1-s}{1 + (0,5...2)s + R_2' R_m / (X_m^2 s)}. \quad (14)$$

Выполняя те же преобразования и принимая те же допущения, что и при переходе от (8) к (12), находим

$$\eta \approx 1 - (2,5...5,5)s,$$

что в большей мере соответствует реальному диапазону значений КПД АД, т.к. в указанные пределы укладываются параметры не только АД общепромышленного исполнения, но и часть двигателей с повышенным скольжением.

ВЫВОД

Установлено, что КПД асинхронных двигателей мощностью более 10 кВт меньше единицы на 2,5...5,5 значений скольжения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Брускин Д.Э., Зорохович А.Е., Хвостов В.С. Электрические машины. Часть 1. – М.: Высш. шк., 1986. – 319 с.
- [2] Справочник по электрическим машинам. Т.1 / Под общ. ред. И.П. Копылова и Б.К. Клокова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 456 с.
- [3] Загирняк М.В., Невзлин Б.И. Электрические машины. Ч.3. Асинхронные машины. Ч.4. Синхронные машины: – К.: ИСИО, 1996. – 196 с.
- [4] Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1974. – 840с.
- [5] Радин В.И., Брускин Д.Э., Зорохович А.Е. Электрические машины. Асинхронные машины. – М.: Высш. шк., 1988. – 328 с.
- [6] Двайт Г.Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы. – М.: Наука, 1969. – 228 с.
- [7] Копылов И.П., Горяинов Ф.А., Клоков Б.К. и др. Проектирование электрических машин. Под ред. И.П. Копылова. – М.: Энергия, 1980. – 496 с.

Поступила 19.11.2007

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВУХУРОВНЕВОГО ЭКВИПОТЕНЦИАЛЬНОГО ЗАЕМЛИТЕЛЯ ИЗ ОДИНОЧНЫХ КОЛЬЦЕВЫХ ЭЛЕКТРОДОВ

Нижевский И.В., Нижевский В.И., к.т.н.,
Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Передача электрической энергии",
тел. (0572) 707-69-77

Запропонована методика оцінки аналітичним шляхом електричних параметрів дворівневої конструкції заземлювача з кільцевих електродів. Новизну методики складає облік довільного розташування в ґрунті двох кільцевих заземлювачів між собою. Приведені результати дозволяють зробити правильний вибір геометричних розмірів дворівневого заземлювача з кільцевих електродів для заданих початкових умов при проектуванні або модернізації таких заземлювачів з метою забезпечення нормативних вимог.

Предложена методика оценки аналитическим путем электрических параметров двухуровневой конструкции заземлителя из кольцевых электродов. Новизну методики составляет учет произвольного расположения в грунте двух кольцевых заземлителей между собой. Приведенные результаты позволяют сделать правильный выбор геометрических размеров двухуровневого заземлителя из кольцевых электродов для заданных исходных условий при проектировании или модернизации таких заземлителей с целью обеспечения нормативных требований.

В практике энергетического строительства в ряде случаев оказывается целесообразным применение заземлителей в виде кольца, выполненного из круглой прутковой стали и уложенного параллельно поверхности земли на некоторой глубине. Конструкция такого заземлителя характеризуется тремя параметрами: радиусом r прутка, радиусом R окружности по осевой линии кольца и глубиной H его укладки от поверхности земли. Расчет стационарного сопротивления растеканию R_{Σ} кольцевого заземлителя известен [1]. Что же касается аналитической оценки параметров двухуровневой конструкции заземлителя, состоящего из двух кольцевых электродов, то она может быть выполнена после решения задачи расчета электрического поля в грунте в окрестностях такого заземлителя. Аналитический расчет заземлителей использует электростатическую аналогию, которая заключается в том, что поле тока в земле подчиняется тем же законам, что и электростатическое поле. В общем случае электростатическая аналогия позволяет использовать для расчета сложных заземлителей [2] уравнения Максвелла:

$$\varphi_k = \sum_{i=1}^n \alpha_{ki} I_i. \quad (1)$$

В этом уравнении величины α_{ki} , называемые в электростатике потенциальными коэффициентами, представляют собой собственные (при $k = i$) и взаимные (при $k \neq i$) сопротивления. При этом по принципу взаимности $\alpha_{ki} = \alpha_{ik}$.

Воспользуемся также широко известным методом зеркальных изображений. Зеркальные изображения источников тока в непроводящем полупространстве имеют направление тока, совпадающее с направлением тока источников. В электростатике, как известно, зеркальные изображения в проводящем полупространстве получают заряд противоположного знака.

На основании этих методов потенциал в произвольной точке поля в грунте определяется суммой потенциалов, наводимых собственным током I заземлителя и током I' его зеркального изображения.

При соотношениях $R/r \geq 7$ и $2H/r \geq 6$ (обозначения показаны на рис. 1) с погрешностью менее 1% связь между потенциалом φ кольцевого заземлителя и стекающим с него током I может быть установлена в предположении, что плотность тока во всех точках кольцевого заземлителя одинакова.

Рассмотрим двухуровневый заземлитель в виде двух одинаковых колец, размещенных в грунте параллельно поверхности земли на двух разных уровнях соосно, как показано на рис. 1.

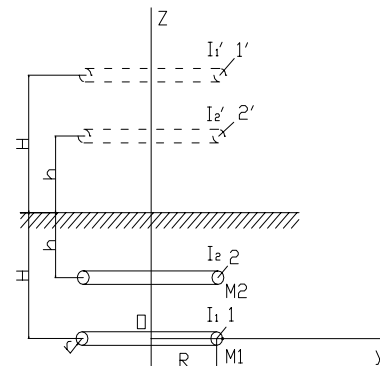


Рис. 1. Двухуровневый заземлитель при соосном расположении кольцевых электродов

В общем случае будем считать, что с кольцевого заземлителя 1 (первый уровень) стекает равномерно ток I_1 , а с кольцевого заземлителя 2 (второй уровень) стекает равномерно ток I_2 , а с соответствующих им зеркальных изображений стекают равномерно токи $I_1' = I_1$ и $I_2' = I_2$.

Используя приведенные в работе [3] формулы, определим составляющие потенциала в произвольной точке плоскости расположения кольцевого заземлителя первого уровня, например в точке M_1 .

Потенциал φ_{11} в точке M_1 на поверхности кольцевого заземлителя первого уровня, создаваемый собственным током I_1 , определяется по выражению:

$$\varphi_{11} = \frac{\rho I_1}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{y+R} \cdot \ln 4 \frac{y+R}{y-R} \quad (2)$$

Потенциал φ_{11}' в точке $M1$, создаваемый током I_1' его зеркального изображения, определяется по выражению:

$$\varphi_{11}' = \frac{\rho I_1'}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(2H)^2 + (y+R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(2H)^2 + (y+R)^2}}{\sqrt{(2H)^2 + (y-R)^2}} \quad (3)$$

Потенциал φ_{12} в точке $M1$, создаваемый током I_2 кольцевого заземлителя второго уровня, определяется по выражению:

$$\varphi_{12} = \frac{\rho I_2}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(H-h)^2 + (y+R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(H-h)^2 + (y+R)^2}}{\sqrt{(H-h)^2 + (y-R)^2}} \quad (4)$$

Потенциал φ_{12}' в точке $M1$, создаваемый током I_2' зеркального изображения кольцевого заземлителя второго уровня, определяется по выражению:

$$\varphi_{12}' = \frac{\rho I_2'}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(H+h)^2 + (y+R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(H+h)^2 + (y+R)^2}}{\sqrt{(H+h)^2 + (y-R)^2}} \quad (5)$$

В общем виде суммарный потенциал в точке $M1$ выразим как

$$\varphi_{M1} = (\varphi_{11} + \varphi_{11}') + (\varphi_{12} + \varphi_{12}') \quad (6)$$

или, подставляя приведенные выше выражения (2)-(5) в формулу (6), получаем

$$\begin{aligned} \varphi_{M1} = & \frac{\rho I_1}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{y+R} \cdot \ln 4 \frac{y+R}{y-R} + \\ & + \frac{\rho I_1'}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(2H)^2 + (y+R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(2H)^2 + (y+R)^2}}{\sqrt{(2H)^2 + (y-R)^2}} + \\ & + \frac{\rho I_2}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(H-h)^2 + (y+R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(H-h)^2 + (y+R)^2}}{\sqrt{(H-h)^2 + (y-R)^2}} + \\ & + \frac{\rho I_2'}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(H+h)^2 + (y+R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(H+h)^2 + (y+R)^2}}{\sqrt{(H+h)^2 + (y-R)^2}} \end{aligned} \quad (7)$$

Имея в виду, что заземлитель состоит из двух кольцевых электродов, на основании соотношения (1) для кольцевого заземлителя первого уровня можно записать

$$U_1 = \varphi_{M1} = \alpha_{11} I_1 + \alpha_{12} I_2 \quad (8)$$

Анализ выражений (7) и (8) приводит к следующему заключению.

Собственное сопротивление α_{11} кольцевого заземлителя первого уровня с учетом его зеркального изображения определяется по выражению:

$$\begin{aligned} \alpha_{11} = & \frac{\rho}{2\pi^2} \cdot \left[\frac{1}{y+R} \cdot \ln 4 \frac{y+R}{y-R} + \right. \\ & \left. + \frac{1}{\sqrt{(2H)^2 + (y+R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(2H)^2 + (y+R)^2}}{\sqrt{(2H)^2 + (y-R)^2}} \right] \end{aligned} \quad (9)$$

Взаимное сопротивление α_{12} между кольцевым заземлителем первого уровня и кольцевым заземлителем второго уровня с учетом его зеркального изображения определяется по выражению:

$$\begin{aligned} \alpha_{12} = & \frac{\rho}{2\pi^2} \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{(H-h)^2 + (y+R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(H-h)^2 + (y+R)^2}}{\sqrt{(H-h)^2 + (y-R)^2}} + \right. \\ & \left. + \frac{1}{\sqrt{(H+h)^2 + (y+R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(H+h)^2 + (y+R)^2}}{\sqrt{(H+h)^2 + (y-R)^2}} \right] \end{aligned} \quad (10)$$

Если точка $M1$ находится на внешней поверхности кольцевого заземлителя первого уровня, то ее координаты $y = R + r$ и $z = 0$. Подставляя эти значения в выражения (7), (9) и (10), а также учитывая, что реальные кольцевые заземлители имеют $R \gg r$, с достаточной для инженерных расчетов точностью получаем следующие приближенные выражения:

$$\begin{aligned} U_{M1} \cong & \frac{\rho I_1}{2\pi^2} \cdot \left[\frac{1}{2R} \cdot \ln \frac{8R}{r} + \frac{1}{\sqrt{(2H)^2 + (2R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(2H)^2 + (2R)^2}}{\sqrt{(2H)^2 + r^2}} \right] + \\ & + \frac{\rho I_2}{2\pi^2} \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{(H-h)^2 + (2R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(H-h)^2 + (2R)^2}}{\sqrt{(H-h)^2 + r^2}} + \right. \\ & \left. + \frac{1}{\sqrt{(H+h)^2 + (2R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(H+h)^2 + (2R)^2}}{\sqrt{(H+h)^2 + r^2}} \right] \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \alpha_{11} \cong & \frac{\rho}{2\pi^2} \cdot \left[\frac{1}{2R} \cdot \ln \frac{8R}{r} + \right. \\ & \left. + \frac{1}{\sqrt{(2H)^2 + (2R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(2H)^2 + (2R)^2}}{\sqrt{(2H)^2 + r^2}} \right] \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \alpha_{12} \cong & \frac{\rho}{2\pi^2} \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{(H-h)^2 + (2R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(H-h)^2 + (2R)^2}}{\sqrt{(H-h)^2 + r^2}} + \right. \\ & \left. + \frac{1}{\sqrt{(H+h)^2 + (2R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(H+h)^2 + (2R)^2}}{\sqrt{(H+h)^2 + r^2}} \right] \end{aligned} \quad (13)$$

Составляющие потенциала кольцевого заземлителя второго уровня в точке $M2$, т.е. на внешней его поверхности, как и в случае кольцевого заземлителя первого уровня будут следующие.

$$\varphi_{22} = \frac{\rho I_2}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{y+R} \cdot \ln 4 \frac{y+R}{y-R} \quad (14)$$

$$\varphi_{22}' = \frac{\rho I_2'}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(2h)^2 + (y+R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(2h)^2 + (y+R)^2}}{\sqrt{(2h)^2 + (y-R)^2}} \quad (15)$$

$$\varphi_{21} = \frac{\rho I_1}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(H-h)^2 + (y+R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(H-h)^2 + (y+R)^2}}{\sqrt{(H-h)^2 + (y-R)^2}} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{21}' = & \frac{\rho I_1'}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(H+h)^2 + (y+R)^2}} \times \\ & \times \ln 4 \frac{\sqrt{(H+h)^2 + (y+R)^2}}{\sqrt{(H+h)^2 + (y-R)^2}} \end{aligned} \quad (17)$$

На основании выражений (14)-(17) получаем суммарный потенциал кольцевого заземлителя второго уровня, а также, с учетом принятых ранее упрощений, его собственное и взаимное сопротивления:

$$\begin{aligned} \varphi_{M2} = U_2 = \alpha_{22}I_2 + \alpha_{21}I_1 = \frac{\rho I_2}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{y+R} \cdot \ln 4 \frac{y+R}{y-R} + \\ + \frac{\rho I_2'}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(2h)^2 + (y+R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(2h)^2 + (y+R)^2}}{\sqrt{(2h)^2 + (y-R)^2}} + \\ + \frac{\rho I_1}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(H-h)^2 + (y+R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(H-h)^2 + (y+R)^2}}{\sqrt{(H-h)^2 + (y-R)^2}} + \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} + \frac{\rho I_1'}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(H+h)^2 + (y+R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(H+h)^2 + (y+R)^2}}{\sqrt{(H+h)^2 + (y-R)^2}} \\ \alpha_{22} \cong \frac{\rho}{2\pi^2} \cdot \left[\frac{1}{2R} \cdot \ln \frac{8R}{r} + \right. \\ \left. + \frac{1}{\sqrt{(2h)^2 + (2R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(2h)^2 + (2R)^2}}{\sqrt{(2h)^2 + r^2}} \right] \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \alpha_{21} \cong \frac{\rho}{2\pi^2} \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{(H-h)^2 + (2R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(H-h)^2 + (2R)^2}}{\sqrt{(H-h)^2 + r^2}} + \right. \\ \left. + \frac{1}{\sqrt{(H+h)^2 + (2R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(H+h)^2 + (2R)^2}}{\sqrt{(H+h)^2 + r^2}} \right]. \end{aligned} \quad (20)$$

Сопоставляя выражения (13) и (20), видим, что $\alpha_{12} = \alpha_{21}$, т.е. соблюдается принцип взаимности.

Расчет рассматриваемого двухуровневого заземлителя сводится, согласно (1), к решению системы двух уравнений, написанных для кольцевых заземлителей первого и второго уровней:

$$\begin{cases} U_1 = \varphi_{M1} = \alpha_{11}I_1 + \alpha_{12}I_2 \\ U_2 = \varphi_{M2} = \alpha_{21}I_1 + \alpha_{22}I_2 \end{cases} \quad (21)$$

Если $U_1 = U_2 = U$, тогда сопротивление растеканию заземлителя, на основании [1], определяется по выражению

$$R_{\Sigma} = \frac{U}{I_1 + I_2} = \frac{\alpha_{11} \cdot \alpha_{22} - \alpha_{12}^2}{\alpha_{11} + \alpha_{22} - 2\alpha_{12}} \quad (22)$$

Теперь рассмотрим двухуровневый заземлитель в виде двух кольцевых заземлителей, размещенных в грунте параллельно поверхности земли на разных уровнях, причем оси симметрии этих заземлителей расположены на расстоянии $D \gg 2R$, как показано на рис. 2.

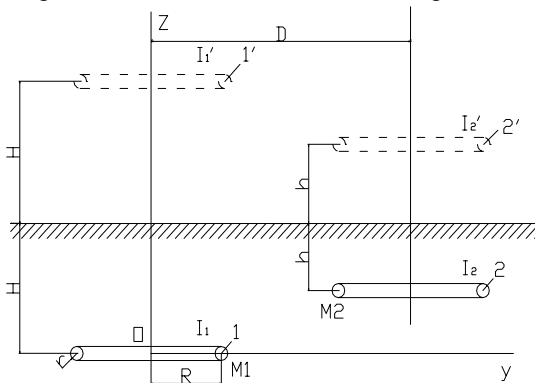


Рис. 2. Двухуровневый заземлитель при параллельном смещении осей кольцевых электродов на расстояние D

Используя аналогичный вышеизложенному подход, выразим составляющие потенциала в рассматриваемой точке $M1$ в общем виде:

φ_{11} и φ_{11}' определяются по выражениям (2) и (3) соответственно;

$$\begin{aligned} \varphi_{12} = \frac{\rho I_2}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(H-h)^2 + (y+R)^2}} \times \\ \times \frac{\pi}{2} \cdot \left[1 + \frac{yR}{(H-h)^2 + (y+R)^2} \right] \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{12}' = \frac{\rho I_2'}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(H+h)^2 + (y+R)^2}} \times \\ \times \frac{\pi}{2} \cdot \left[1 + \frac{yR}{(H+h)^2 + (y+R)^2} \right]. \end{aligned} \quad (24)$$

Учитывая, что в этом случае для кольцевого заземлителя второго уровня относительно точки $M1$ координата $y = D - R$, а также принимая предыдущие упрощения, получаем следующие составляющие потенциала.

$$\varphi_{11} = \frac{\rho I_1}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{2R} \cdot \ln \frac{8R}{r} \quad (25)$$

$$\varphi_{11}' = \frac{\rho I_1'}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(2H)^2 + (2R)^2}} \times \ln 4 \frac{\sqrt{(2H)^2 + (2R)^2}}{\sqrt{(2H)^2 + r^2}} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{12} = \frac{\rho I_2}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(H-h)^2 + (D-R+R)^2}} \times \\ \times \frac{\pi}{2} \cdot \left[1 + \frac{(D-R)R}{(H-h)^2 + (D-R+R)^2} \right] \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{12}' = \frac{\rho I_2'}{2\pi^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(H+h)^2 + (D-R+R)^2}} \times \\ \times \frac{\pi}{2} \cdot \left[1 + \frac{(D-R)R}{(H+h)^2 + (D-R+R)^2} \right]. \end{aligned} \quad (28)$$

На основании соотношений (25)-(28) потенциал в искомой точке $M1$ рассчитывается по формуле

$$\begin{aligned} U_{M1} \cong \frac{\rho I_1}{2\pi^2} \cdot \left[\frac{1}{2R} \cdot \ln \frac{8R}{r} + \right. \\ \left. + \frac{1}{\sqrt{(2H)^2 + (2R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(2H)^2 + (2R)^2}}{\sqrt{(2H)^2 + r^2}} \right] + \\ + \frac{\rho I_2}{4\pi} \cdot \left\{ \frac{1}{\sqrt{(H-h)^2 + D^2}} \cdot \left[1 + \frac{(D-R)R}{(H-h)^2 + D^2} \right] + \right. \\ \left. + \frac{1}{\sqrt{(H+h)^2 + D^2}} \cdot \left[1 + \frac{(D-R)R}{(H+h)^2 + D^2} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (29)$$

Из формулы (29) следует, что собственное и взаимное сопротивления кольцевого заземлителя первого уровня в такой двухуровневой конструкции составляют:

α_{11} определяется по выражению (12);

$$\alpha_{12} \cong \frac{\rho}{4\pi} \cdot \left\{ \frac{1}{\sqrt{(H-h)^2 + D^2}} \cdot \left[1 + \frac{(D-R)R}{(H-h)^2 + D^2} \right] + \frac{1}{\sqrt{(H+h)^2 + D^2}} \cdot \left[1 + \frac{(D-R)R}{(H+h)^2 + D^2} \right] \right\}. \quad (30)$$

Выполняя аналогичные преобразования для кольцевого заземлителя второго уровня, получаем суммарный потенциал U_{M2} , а также его собственное и взаимное сопротивление:

$$U_{M2} \cong \frac{\rho I_2}{2\pi^2} \cdot \left[\frac{1}{2R} \cdot \ln \frac{8R}{r} + \frac{1}{\sqrt{(2h)^2 + (2R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(2h)^2 + (2R)^2}}{\sqrt{(2h)^2 + r^2}} + \frac{\rho I_1}{4\pi} \cdot \left\{ \frac{1}{\sqrt{(H-h)^2 + D^2}} \cdot \left[1 + \frac{(D-R)R}{(H-h)^2 + D^2} \right] + \frac{1}{\sqrt{(H+h)^2 + D^2}} \cdot \left[1 + \frac{(D-R)R}{(H+h)^2 + D^2} \right] \right\} \right] \quad (31)$$

$$\alpha_{22} \cong \frac{\rho}{2\pi^2} \cdot \left[\frac{1}{2R} \cdot \ln \frac{8R}{r} + \frac{1}{\sqrt{(2h)^2 + (2R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(2h)^2 + (2R)^2}}{\sqrt{(2h)^2 + r^2}} \right]. \quad (32)$$

По принципу взаимности $\alpha_{21} = \alpha_{12}$, т.е. α_{21} рассчитывается по формуле (30).

Результирующее сопротивление определяется по формуле (22).

Полученные выражения (30) – (32) позволяют рассмотреть другой частный случай, когда второй кольцевой заземлитель находится на расстоянии D от первого в одной с ним плоскости, т.е. когда $h = H$, как показано на рис. 3.

В этом случае при $U_1 = U_2 = U$ и $I_1 = I_2 = I$ аналитические выражения принимают следующий вид.

$$U_M \cong \frac{\rho I}{2\pi^2} \cdot \left[\frac{1}{2R} \cdot \ln \frac{8R}{r} + \frac{1}{\sqrt{(2H)^2 + (2R)^2}} \cdot \ln 4 \frac{\sqrt{(2H)^2 + (2R)^2}}{\sqrt{(2H)^2 + r^2}} + \frac{\rho I}{4\pi} \cdot \left\{ \frac{1}{D} \cdot \left[1 + \frac{(D-R)R}{D^2} \right] + \frac{1}{\sqrt{(2H)^2 + D^2}} \cdot \left[1 + \frac{(D-R)R}{(2H)^2 + D^2} \right] \right\} \right] \quad (33)$$

α_{11} рассчитывается по формуле (12);

$$\alpha_{12} \cong \frac{\rho}{4\pi} \cdot \left\{ \frac{1}{D} \cdot \left[1 + \frac{(D-R)R}{D^2} \right] + \frac{1}{\sqrt{(2H)^2 + D^2}} \cdot \left[1 + \frac{(D-R)R}{(2H)^2 + D^2} \right] \right\}. \quad (34)$$

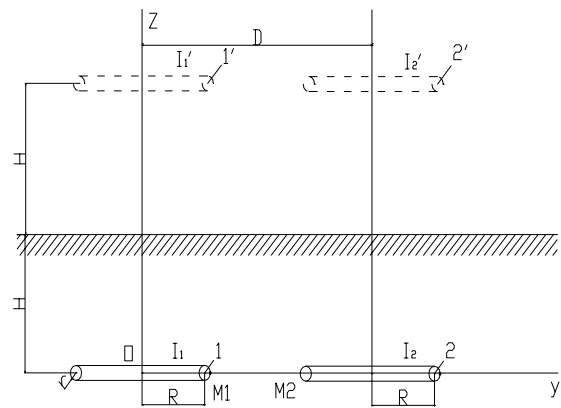


Рис. 3. Заземлитель из двух кольцевых электродов, расположенных в одной плоскости

Так как заземлитель симметричный, то в этом случае $\alpha_{11} = \alpha_{22}$ и $\alpha_{12} = \alpha_{21}$. Сопротивление растеканию заземлителя также определяется по формуле (22), которая при этом существенно упрощается.

ВЫВОДЫ

1. В работе впервые предложена методика оценки аналитическим путем электрических параметров двухуровневой конструкции заземлителя, состоящего из двух кольцевых электродов. Новизну методики составляет учет произвольного расположения в грунте двух кольцевых заземлителей между собой.

2. Приведенные результаты позволяют при проектировании или модернизации сделать правильный выбор геометрических параметров двухуровневой конструкции заземлителя из кольцевых электродов для заданных исходных условий с целью обеспечения нормативных требований.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Ослон А.Б. Заземляющие устройства на линиях электропередачи и подстанциях высокого напряжения. Итоги науки и техники. Электрические станции, сети и системы. - М.: Изд-во ВИНТИ, 1966. - С. 65-184.
- [2] Бургсдорф В.В., Якобс А.И. Заземляющие устройства электроустановок. - М.: Энергоатомиздат, 1987. - 400 с.
- [3] Нижевский В.И., Нижевский И.В. Исследование электрического поля в грунте в окрестностях кольцевого заземлителя // Східно-Європейський журнал передових технологій. - Харків: Технологічний центр. - 2008. - №3/4(33). - С. 54-58.

Поступила 27.12.2007

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОКОРАСПРЕДЕЛЕНИЯ МЕЖДУ ГЛАВНЫМИ КОНТАКТАМИ И ШУНТИРУЮЩЕЙ ЦЕПЬЮ С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМ КЛЮЧОМ ПРИ ОТКЛЮЧЕНИИ ТОКА ГИБРИДНЫМ КОНТАКТОРОМ

Сосков А.Г., д.т.н., Рак Н.О.

Харьковская национальная академия городского хозяйства

Украина, 61002, Харьков, ул. Революции, 12, ХНАГХ, кафедра электротехники

тел.(057) 707-31-11

Виконано аналіз процесу перетікання струму з кола головних контактів в шунтуюче коло з напівпровідниковим ключем з урахуванням впливу на цей процес падінь напруг як на рідкому металевому мостіку, так і "короткій" дузі. Була запропонована фізична модель, що пояснює випадковий процес багатократного перетікання струму з кола контактів в шунтуюче коло при розмиканні ланцюга.

Выволнен анализ процесса перетекания тока из цепи главных контактов в шунтирующую цепь с полупроводниковым ключом с учётом влияния на этот процесс падений напряжений как на жидком металлическом мостике, так и "короткой" дуге. Предложена физическая модель, поясняющая случайный процесс многократного перетекания тока из цепи контактов в шунтирующую цепь при размыкании цепи.

ВВЕДЕНИЕ

В общем случае процесс отключения тока гибридным контактором можно условно разбить на два этапа: первый – размыкание главных контактов (ГК) и перетекание тока нагрузки из их цепи в шунтирующую цепь с полупроводниковым ключом (ПК), второй – запираение ПК (естественное или принуждённое) при расхождении контактов на расстояние, безопасное для электрического пробоя. В данной работе будет исследоваться только первый этап отключения, поскольку второй этап был детально рассмотрен и проанализирован [1, 2, 3].

В гибридном контакторе, так же как и в классическом электромеханическом, в начальный момент размыкания контактов между ними возникает сначала жидкий металлический мостик, переходящий затем в так называемую "короткую" дугу [4, 5] с напряжением 10 – 20 В. Величина последнего определяется материалом контактов [5]. Как правило, гибридные аппараты выполняются таким образом, что полное перетекание тока из цепи контактов в цепь шунтирующего ПК происходит ещё на стадии существования "короткой" дуги.

Анализ перетекания тока из цепи контактов в ПК при условии неизменного тока в цепи неоднократно рассматривался в литературе. Однако исследования проводились при условии, что ток перетекает только под воздействием напряжения "короткой" дуги [4, 6, 7]. Поскольку падение напряжения на жидком мостике до его разрыва превышает пороговое напряжение современного силового полупроводникового прибора (СПП), входящего в состав ПК, то естественно процесс перетекания тока из цепи контактов в шунтирующую цепь начнётся ранее возникновения "короткой" дуги.

ЦЕЛЬ ИССЛЕДОВАНИЯ

Целью этой работы является исследование токо-

распределения между контактами и шунтирующей цепью с ПК с учётом падений напряжений как на жидком мостике, так и на "короткой" дуге.

Исследование проводится при следующих допущениях:

- коммутируемый аппаратом ток I в течение переходного процесса является неизменным;
- падение напряжения на "короткой" дуге также неизменно и определяется только материалом размыкающихся контактов (например, для меди оно равно 12 В, а для металлокерамических контактов с содержанием серебра порядка 10 В [4, 5]);
- падение напряжения на СПП шунтирующего ключа будет определяться с учётом кусочно-линейной аппроксимации выражения $U_{кл} = U_0 + iR_d$, где U_0 и R_d – пороговое напряжение и динамическое сопротивление СПП соответственно;
- движение размыкающихся контактов равноускоренное;
- падение напряжение на мостике

$$u_M = \frac{U_M}{t_M}, \quad (1)$$

где U_M и t_M – среднестатистические напряжение обрыва и время существования жидкого металлического мостика.

В соответствии с [4] для меди:

$$U_M = 0,65 \cdot 10^{-3} I + 1,2, \quad (2)$$

$$t_M = 0,046 \cdot a^{-0,76} \exp(0,73 \cdot 10^{-3} I) + 0,5 \cdot 10^{-4}, \quad (3)$$

где a – ускорение размыкающихся контактов (m/c^2);
- магнитной связью подводящих проводов с цепями контактов и ПК пренебрегаем.

Правомерность таких допущений показана в [4, 6].

В этом случае эквивалентная электрическая схема гибридного контактора будет иметь вид, представленный на рис. 1.

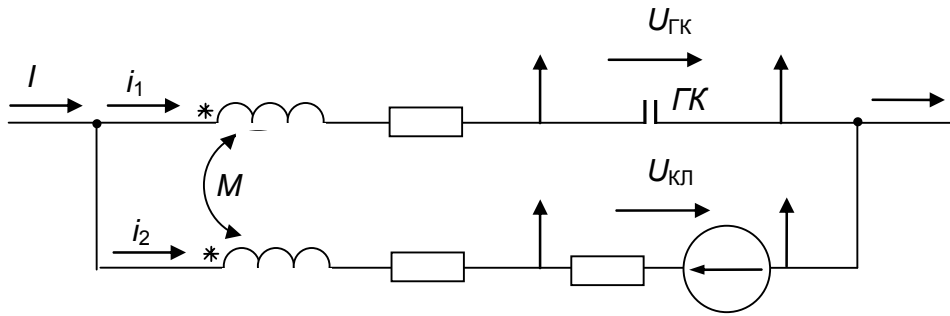


Рис. 1. Эквивалентная электрическая схема гибридного аппарата при размыкании контактов

Из приведенной эквивалентной электрической схемы следует, что момент открывания t_0 СПП ПК определяется выражением

$$t_0 = \frac{U_0 - R_1 I}{U_M} t_M. \quad (4)$$

$$\begin{cases} i_1 + i_2 = I \\ (L_1 - M) \frac{di_1}{dt} - (L_2 - M) \frac{di_2}{dt} + R_1 i_1 - (R_2 + R_d) i_2 + u_K - U_0 = 0 \end{cases}. \quad (5)$$

Проделав преобразования с учётом $u_K = \frac{U_M}{t_M} t$ и

введя обозначения $R_1 + R_d = R_2'$, $\tau = \frac{L_1 + L_2 - 2M}{R_2'}$ и

$L_1 + L_2 - 2M = L$, получим для мостиковой стадии переходного процесса уравнение

$$i_1 = \frac{1}{R_1 + R_2'} \left[U_0 + R_2' I - \frac{U_M}{t_M} (t - \tau) \right] + \left\{ I - \frac{1}{R_1 + R_2'} \left[U_0 + R_2' I - \frac{U_M}{t_M} (t_0 - \tau) \right] \right\} \exp\left(-\frac{(t-t_0)}{\tau}\right). \quad (7)$$

После разрыва жидкого кристаллического мостика между расходящимися контактами загорается дуга, причём, в связи с малым межконтактным промежутком, достигнутым при движении контактов за полное время перетекания тока в шунтирующую ГК цепь, между контактами, как уже указывалось ранее будет существовать "короткая" дуга, напряжение го-

$$i_1 = \frac{U_0 - U_{ДК} + R_2' I}{R_1 + R_2'} + \left[i_1(t_M) - \frac{U_0 - U_{ДК} + R_2' I}{R_1 + R_2'} \right] \exp\left(-\frac{(t-t_M)}{\tau}\right), \quad (9)$$

где $i_1(t_M) = \frac{1}{R_1 + R_2'} \left[U_0 + R_2' I - \frac{U_M}{t_M} (t_M - \tau) \right] + \left\{ I - \frac{1}{R_1 + R_2'} \left[U_0 + R_2' I - \frac{U_M}{t_M} (t_0 - \tau) \right] \right\} \exp\left(-\frac{(t_M - t_0)}{\tau}\right).$ (10)

Время горения дуги определяем из условия полного перетекания тока из цепи контактов в шунтирующую цепь ($i_1 = 0$)

$$t_D = \tau \ln \left[1 - \frac{i_1(t_M)(R_1 + R_2')}{U_0 - U_{ДК} + R_2' I} \right]. \quad (11)$$

Тогда полное время перетекания тока в шунтирующую цепь будет

$$t_{\text{полн}} = t_D + t_M - t_0. \quad (12)$$

Оценка погрешности, вносимой пренебрежением перетеканием тока из цепи контактов в шунтирующую цепь с ПК в мостиковой стадии, проведена с помощью зависимости

$$K_M = \frac{t_{ДК} - t_D}{t_{ДК}} 100\%, \quad (13)$$

В соответствии с [8] процесс перетекания тока в шунтирующую цепь описывается следующей системой уравнений

$$\frac{di_1}{dt} + \frac{i_1}{\tau} = \frac{1}{L} \left[U_0 + R_2' I - \frac{U_M}{t_M} t \right]. \quad (6)$$

Решение данного уравнения с учётом начального условия $i_1(t_0) = I$ будет:

решения которой постоянно: $U_K = U_{ДК}$. При этом, переходный процесс перетекания тока в шунтирующую цепь описывается уравнением

$$\frac{di_1}{dt} + \frac{i_1}{\tau} = \frac{U_0 - U_{ДК} + R_2' I}{L}. \quad (8)$$

Решение уравнения имеет вид

где $t_{ДК}$ – время горения "короткой" дуги без учёта перетекания тока в шунтирующую цепь в мостиковой стадии.

Очевидно, что с помощью этого коэффициента можно также косвенно оценить и долю тока, перетекающую в шунтирующую цепь на стадии существования жидкого мостика.

Время $t_{ДК}$ определяется из уравнения (9) при условиях: $\tau_M = 0$ и $i(0) = I$. Выполнив соответствующие преобразования, получим

$$t_{ДК} = \tau \ln \frac{U_{ДК} - U_0 - R_1 I}{U_{ДК} - U_0 - R_2' I}. \quad (14)$$

Необходимо также отметить, что выражения (11) и (14) имеют смысл только при выполнении неравенства

$$I > \frac{U_{\text{дк}}}{R_2'} \quad (15)$$

На рис. 2 приведены зависимости K_M от следующих параметров размыкающей цепи:

на рис. 2, а – от I и L при $a = 400 \text{ м/с}^2$ и $R_2' = 3 \text{ МОм}$,

на рис. 2, б – от I и a при $L = 1,0 \text{ мкГн}$ и $R_2' = 3 \text{ МОм}$,

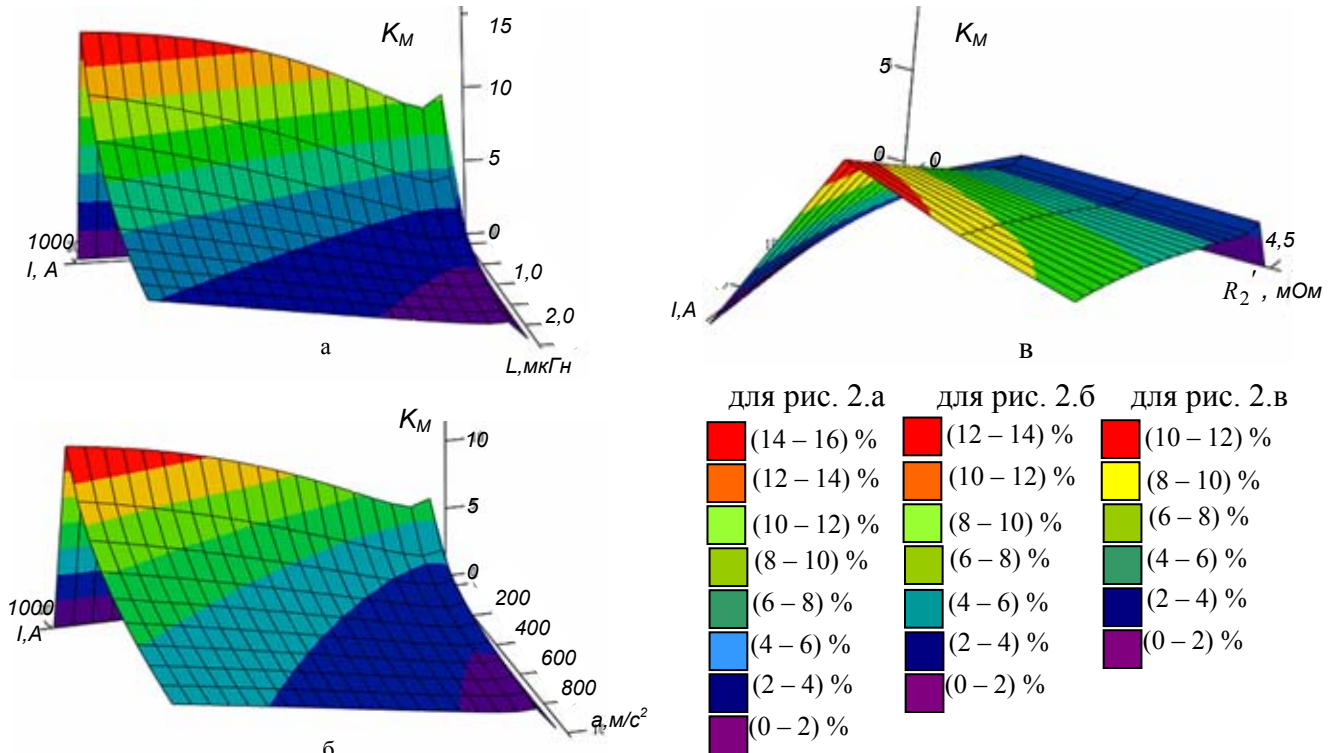


Рис. 2. Графические зависимости коэффициента K_M от следующих параметров: а) $K_M = f(I, L) \Big|_{a, R_2' = \text{const}}$,

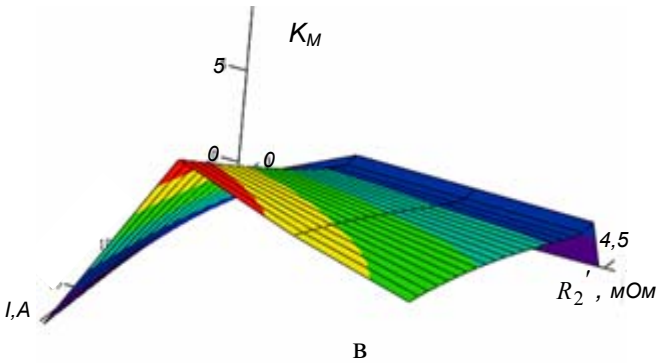
б) $K_M = f(I, a) \Big|_{L, R_2' = \text{const}}$, в) $K_M = f(I, R_2') \Big|_{L, a = \text{const}}$

Из зависимостей следует, что величина K_M растёт незначительно с ростом отключаемого тока, существенно снижается с ростом L и a и незначительно с ростом R_2' . При этом при токах свыше 500 А, при индуктивностях 0,5 мкГн и ниже, при ускорениях 200 м/с² и ниже величина этого параметра находится в диапазоне (10 – 20) %. Однако уже при $L \geq 1,0 \text{ мкГн}$, $a \geq 300 \text{ м/с}^2$ и $R_2' \geq 3 \text{ МОм}$ (т.е. при параметрах, характерных для контакторов на $I_{\text{ном}} \geq 100 \text{ А}$ [4]) значение K_M не превышает 5%. Поэтому при разработке сильноточных гибридных контакторов долей перетекаемого тока в ПК на стадии существования жидкого мостика можно пренебречь и расчёт перетекания тока из ГК в ПК вести с помощью выражения (14).

Экспериментальные исследования процесса перетекания тока из цепи контактов в шунтирующую цепь ПК, выполненного на базе встречно параллельно включенных тиристоров подтвердили результаты исследований других авторов [4], состоящие в том, что после почти полного перетекания тока в тиристор возможны повторные металлические замыкания кон-

тактов с возвратом тока, а затем после загорания дуги в процессе дальнейшего расхождения контактов вторичный переход тока в тиристоры. Иногда наблюдается даже трёхкратный переход. В эксперименте использовался гибридный контактор серии КТП-64 на $I_{\text{ном}} = 160 \text{ А}$ с медными главными контактами, включение ПК этого контактора обеспечивалось через вспомогательные контакты от дополнительного источника постоянного напряжения, а главные контакты этого аппарата размыкали активно-индуктивную цепь постоянного тока ($I = 200 \text{ А}$, постоянная времени цепи нагрузки $\tau_H = 5 \cdot 10^{-3} \text{ с}$) при напряжении 24 В. Скорость перетекания тока определялась с помощью пояса Роговского, включённого в шунтирующую цепь, а падение напряжения на главных контактах с помощью делителя напряжения.

При этом предполагалось, что в качестве СПП применён тиристор Т161-160 ($U_0 = 1,15 \text{ В}$, $R_{\text{д}} = 1,41 \text{ МОм}$), ГК выполнены из меди и $R_1 \ll R_2'$.



для рис. 2.а	для рис. 2.б	для рис. 2.в
(14 – 16) %	(12 – 14) %	(10 – 12) %
(12 – 14) %	(10 – 12) %	(8 – 10) %
(10 – 12) %	(8 – 10) %	(6 – 8) %
(8 – 10) %	(6 – 8) %	(4 – 6) %
(6 – 8) %	(4 – 6) %	(2 – 4) %
(4 – 6) %	(2 – 4) %	(0 – 2) %
(2 – 4) %	(0 – 2) %	
(0 – 2) %		

Тактов с возвратом тока, а затем после загорания дуги в процессе дальнейшего расхождения контактов вторичный переход тока в тиристоры. Иногда наблюдается даже трёхкратный переход. В эксперименте использовался гибридный контактор серии КТП-64 на $I_{\text{ном}} = 160 \text{ А}$ с медными главными контактами, включение ПК этого контактора обеспечивалось через вспомогательные контакты от дополнительного источника постоянного напряжения, а главные контакты этого аппарата размыкали активно-индуктивную цепь постоянного тока ($I = 200 \text{ А}$, постоянная времени цепи нагрузки $\tau_H = 5 \cdot 10^{-3} \text{ с}$) при напряжении 24 В. Скорость перетекания тока определялась с помощью пояса Роговского, включённого в шунтирующую цепь, а падение напряжения на главных контактах с помощью делителя напряжения.

На рис. 3 приведены типичные осциллограммы процесса отключения цепи. Исследования многочисленных осциллограмм показали, что форма $\frac{di}{dt}$ имеет биполярный характер, и как видно из осциллограммы,

приведенной на рис. 3, при инициировании дуги после разрыва жидкого металлического мостика ток из цепи ГК перетекает в шунтирующую цепь с полупроводниковым прибором, а затем, при повторном металлическом переключении межконтактного промежутка, ток перетекает обратно в цепь ГК. При этом

момент вторичного металлического замыкания приблизительно совпадает с моментом окончания перетекания тока из цепи контактов в шунтирующую цепь, т.е. с прекращением горения дуги между расходящимися контактами (см. рис. 3).

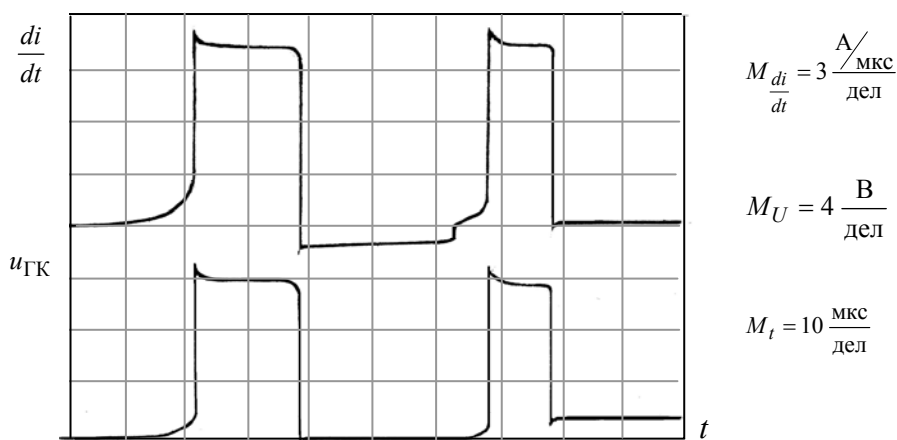


Рис. 3. Осциллограммы скорости перетекания тока в шунтирующую цепь $\left(\frac{di}{dt}\right)$ и напряжения на ГК ($U_{ГК}$) при отключении цепи

По мнению авторов процесс многократного формирования жидких металлических мостиков и дуг размыкания может иметь следующую физическую модель. В начале размыкания контактов в стадиях снятия упругой деформации и формирования жидкого металлического мостика отсутствует существенное перетекание тока из цепи ГК в шунтирующую цепь с ПК (рис. 3). После разрыва жидкого металлического мостика загорается "короткая" дуга, напряжение горения которой, как указывалось ранее, зависит в основном от материала электродов [5]. При этом скорость перетекания тока из цепи контактов в шунтирующую цепь определяется главным образом напряжением горения дуги и параметрами шунтирующей цепи и практически постоянна в течение всего времени существования "короткой" дуги, т.е. определяется в первом приближении выражением $\frac{U_{ДК}}{L}$. Уменьшение тока через дуговой промежуток оказывает влияние на характер и поведение опорных пятен дуги. При быстром остывании расплавленных участков электродов и значительном температурном коэффициенте объёмного расширения возможны большие механические напряжения [9], одним из следствий которых могут быть металлические всплески по следу опорных пятен дуги. Так, например, автор [10] наблюдал всплески металла при скачкообразном передвижении оснований дуги при отключении тока синхронным аппаратом, причём, в некоторых случаях высота всплесков по его данным достигала 0,5 – 0,6 мм. Вероятно, можно ожидать зависимости характера формирования металлических всплесков от скорости перетекания в шунтирующую контакты цепь с ПК, определяющей скорость изменения величины тока через дуговой промежуток, что в свою очередь,

может повлиять на температурный режим основания дуги. При соответствующей высоте всплесков возможно перекрытие межэлектродного промежутка, при этом ток из шунтирующей цепи перетекает обратно в цепь контактов, и второй металлический мостик формируется при дальнейшем расхождении контактов с большей средней скоростью, так как движение контактов мы ранее приняли равноускоренным. Скорость обратного перетекания тока из шунтирующей цепи в цепь ГК, как видно из рис. 3, значительно меньше, чем из цепи ГК в шунтирующую цепь. По мере расхождения контактов создаются условия разрыва второго мостика, после чего инициируется вторая дуга размыкания. Процесс многократного формирования жидкого металлического мостика и дуги размыкания повторяется до тех пор, пока высота металлического всплеска, образующегося после гашения очередной дуги, становится меньше увеличивающегося по мере расхождения контактов межэлектродного промежутка. Очевидно, что рассмотренный процесс усугубляется также разбрызгиванием капель металла из зоны горения дуги и образованием металлических соединений при конденсации паров металла [4].

Как видим процесс возникновения повторных загораний "короткой" дуги при отключении цепи гибридным контактором определяется множеством случайных (закономерность изменения которых учесть практически невозможно) факторов, таких как неоднородность материала контактов, наличие микронеровностей на поверхности контактов, изменяющиеся при многократных размыканиях и замыканиях контактов загрязнения и плёнки, характер образования металлических всплесков по следу опорных пятен дуги и др. и поэтому сам является случайным процессом.

В работе [4] на основании обработки многочисленных результатов экспериментальных исследований процесса отключения цепи гибридным ключом установлено, что среднестатистическое значение числа повторных загораний "короткой" дуги n лежит в диапазоне (1,6 – 2,0), причём, чем выше значение отключаемого тока, тем больше n . В результате среднестатистическое значение времени перетекания тока в шунтирующую цепь можно определить из выражения

$$t_{\text{ср}} = n \cdot t_{\text{полн}}, \quad (16)$$

или без учёта перетекания тока в шунтирующую цепь в мостиковой стадии

$$t_{\text{ср}} = n \cdot t_{\text{ДК}}. \quad (17)$$

ВЫВОДЫ

1. Установлено, что на стадии существования жидкого мостика имеет место перетекания тока в шунтирующую цепь с ПК, выполненным на базе современных СПП. При этом доля этого тока растёт незначительно с ростом отключаемого тока и существенно падает с ростом индуктивности L и активного сопротивления R'_2 шунтирующей цепи и ускорения размыкающихся контактов a .

2. Показано, что при отключаемых токах свыше 500 А при индуктивности $L \leq 0,5 \text{ мкГн}$ и при ускорениях $a \leq 200 \text{ мс}$ и при $R'_2 \leq 3 \text{ мОм}$ перетекающего тока на стадии существования жидкого мостика может достигать 20% и даже более. Однако, уже при $L \geq 1,0$, $a \geq 300 \text{ м/с}^2$ и $R'_2 \leq 3 \text{ мОм}$, т.е. при параметрах, характерных для контакторов на номинальные токи $I_{\text{ном}} \geq 100 \text{ А}$, доля этого тока становится незначительной (менее 5%) и поэтому может не учитываться при их разработке.

3. Предложена физическая модель процесса перетекания тока в шунтирующую цепь, поясняющая возможность повторных металлических замыканий в цепи ГК в результате возникновения игл на поверхности контактов по ходу пятен "короткой" дуги из-за большой скорости спада тока в её цепи. При этом показано, что этот процесс носит случайный характер.

4. Анализ предложенных выражений для расчёта влияния перетекания тока в шунтирующую цепь показывает, что для его уменьшения необходимо повышать напряжение в цепи "короткой" дуги путём изменения материала контактов либо их конструкции, снижать индуктивность и активное сопротивление шунтирующей цепи, а также повышать скорость размыкания ГК.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Сосков А.Г., Соскова И.А. Полупроводниковые аппараты: коммутация, управление, защита. Учебник (под ред. А.Г. Соскова). – К: Каравелла, 2005. – 344 с.
 [2] Рак Н.О. Токовая нагрузка на силовые полупроводниковые приборы гибридных коммутационных полупроводниковых аппаратов переменного тока в нормальных режимах работы. Коммунальное хозяйство городов. Научно-технический сборник.- Киев: "Техника", 2007 г., Выпуск 76.- С. 304-310.

[3] Рак Н.О. Анализ токовой нагрузки на силовые полупроводниковые приборы гибридных коммутационных полупроводниковых аппаратов переменного тока в аварийных режимах работы. Восточно-европейский журнал передовых технологий. – Харьков, Технологический центр, 2007, № 313 (27). – С. 15–18.
 [4] Могилевский Г.В. Гибридные электрические аппараты низкого напряжения. М.: Энергоатомиздат, 1986.– 232 с.
 [5] Хольм Р. Электрические контакты. Пер. с англ. Под ред. Брускина П.Э., Рудницкого А.А. – М.: изд-во иностранной литературы, 1961. – 464 с.
 [6] Глебова Е.Г. Исследование электрического износа контактов в аппаратах с бездуговым размыканием. – Дис... канд. техн. наук. – Харьков, 1978. – 202 с.
 [7] Омельченко В.Т. Теория процессов на контактах. – Харьков.: Вища школа. Изд-во при Харьковском университете. 1979. – 126 с.
 [8] Основы теории цепей: Учебник для вузов / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. – 5-е изд., перераб.– М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с., ил.
 [9] Никифоровский Н.Н. О коммутации тока при размыкании одной из двух параллельных цепей электрических аппаратов. – Электричество, 1959, №12, С. 70–74.
 [10] Кузнецов В.Н. Исследование восстанавливающейся электрической прочности межконтактных промежутков в условиях синхронного отключения. – Дис... канд. техн. наук. – М., 1975. – 197 с.

Поступила 10.11.2007

ОБ ОДНОМ НАПРАВЛЕНИИ ПОВЫШЕНИЯ СТАБИЛЬНОСТИ УСТАВКИ ТОКА ПЕРЕГРУЗКИ АВТОМАТИЧЕСКИХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Терешин В.Н., д.т.н., проф., Богданова Л.Е.,

Украинская государственная академия железнодорожного транспорта

Украина, 61050, Харьков, пл. Фейербаха, 7, УкрГАЗТ, кафедра "Электротехника и электрические машины"

Розглянуто вплив значення струму калібрування автоматичних вимикачів на стабільність уставки струму перевантаження і розроблений метод, безструмового калібрування, що дозволяє підвищити стабільність уставки струму перевантаження.

Рассмотрено влияние значения тока калибровки автоматических выключателей на стабильность уставки тока перегрузки и разработан метод бестоковой калибровки, позволяющий повысить стабильность уставки тока перегрузки.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

Одним из основных элементов, обеспечивающих эффективное функционирование оборудования являются автоматические выключатели (в дальнейшем тексте АВ), которые выполняют функции управления, защиты и контроля потоком электрической энергии. К основным технико-экономическим показателям АВ относится зона разброса защитной характеристики в области токов перегрузки. Наличие зоны разброса защитной характеристики вызывает нестабильность их уставки на токах перегрузки, что может привести к ложному срабатыванию АВ либо к их несрабатыванию в аварийной ситуации [1]. И то и другое недопустимо. Ложное срабатывание ведет к технологическим потерям, а несрабатывание – к возникновению пожароопасной ситуации. Это наносит значительный материальный ущерб.

При производстве АВ на конвейере сборки защитная характеристика устанавливается с помощью калибровки. С целью снижения трудоемкости сборки АВ калибровка, как правило, производится на больших токах перегрузки ($2I_H \leq I_K \leq 4I_H$, где I_K - ток калибровки, а I_H - номинальный ток АВ). Можно предположить, что такая методика калибровки снижает стабильность срабатывания АВ при малых токах перегрузки равных уставке ($1.25 - 1.45I_H$).

ЗАДАЧИ ИСЛЕДОВАНИЯ

Для проверки данной гипотезы были использованы методы математической статистики. Так как АВ одного типа выпускаются десятками тысяч в год, то для исследования объем выборки определили методом выборки из бесконечной совокупности. Известно, что если число измерений $n \geq 20$, то выборка будет "репрезентативной" и результаты исследований практически хорошо подчиняются нормальному распределению, т.е. при $n \geq 20$ распределение Стьюдента $t(n)$ переходит в нормальное распределение.

Поэтому для количественного исследования выбрали пять АВ типа АЗ716 с $I_H = 40$ А, откалиброванных при $I_K = 3I_H$ на одно и то же время срабатывания 40 с. и выполнили по пять измерений времени

срабатывания каждого АВ при токах перегрузки $1,35 I_H$ (табл.1) и $1,45 I_H$ (табл. 2). Затем эти же АВ откалибровали током $I_K = 1,35 I_H$ примерно на одно и то же время срабатывания 1000с. и выполнили по пять измерений времени срабатывания каждого АВ при токе перегрузки $1,35 I_H$ (табл. 3). По каждой таблице было получено $n = 25$ результатов измерений времени срабатывания АВ. Для каждого неизвестного параметра τ при неизвестном σ с надежностью $P = 0,99$ доверительный интервал для τ выбирается

$$\bar{\tau} - t(P; n-1) \frac{S}{\sqrt{n}} < \tau < \bar{\tau} + t(P; n-1) \frac{S}{\sqrt{n}}, \quad (1)$$

где $S = \sqrt{\frac{n}{n-1}} D$ - эмпирический стандарт (D - дисперсия).

Доверительный интервал для неизвестного параметра σ с надежностью $P = 0,99$ выбираем

$$S \cdot z_H < \sigma < S \cdot z_b. \quad (2)$$

Значения функции $t(P; n-1)$ и значения коэффициентов z_H, z_b при надежности $P = 0,99$ и значениях степеней свободы $k = n-1 = 24$ выбираем по таблицам [2] с помощью интерполяции. В результате получили: $t(0,99; 24) = 2,8334$; $z_H = 0,7254$; $z_b = 1,56$.

В результате расчетов по (1) и (2) доверительный интервал для τ и σ составил соответственно для табл. 1, 2, 3:

$$906 < \tau < 1136 \text{ с.}; \quad 60 < \sigma < 129 \text{ с.};$$

$$504 < \tau < 597 \text{ с.}; \quad 148 < \sigma < 317 \text{ с.};$$

$$975 < \tau < 1067 \text{ с.}; \quad 59 < \sigma < 126 \text{ с.}$$

Расчеты показали, что уменьшение тока калибровки в 2,2 раза с $3I_H$ до $1,35I_H$ уменьшает доверительный интервал по времени срабатывания τ АВ и по стандартному отклонению σ в 2,5 раза.

Таблица 1

Время срабатывания АВ при $I = 1.35I_H$ со своими расцепителями

№№ АВ	Время срабатывания, с					Ср. арифм. τ_{cp}, c	Дисперсия D, c^2	Станд. отклон. σ, c	Коэф. вариации $\vartheta, \%$	Размах, с	Эмпирический стандарт S, c
	1	2	3	4	5						
1	1083	1158	1260	1219	1221	1188,2	4789,7	69,21	5,82	177	
2	797	887	725	782	710	780,2	4916,7	70,12	8,99	177	
3	870	1048	1100	1018	1005	1008,2	7304,2	83,46	8,48	230	
4	673	645	670	735	695	683,6	1139,8	33,76	4,94	90	
5	1099	1025	1053	1105	1085	1073,4	1136,8	33,72	3,14	80	
	Общее					946,72	39694	199,23	21,04	615	203,3

Таблица 2

Время срабатывания АВ по табл. 1 при $I = 1.45I_H$

№№ АВ	Время срабатывания, с					Ср. арифм. τ_{cp}, c	Дисперсия D, c^2	Станд. отклон. σ, c	Коэф. вариации $\vartheta, \%$	Размах, с	Эмпирический стандарт S, c
	1	2	3	4	5						
1	590	612	579	584	587	590,4	162,3	12,74	2,16	33	
2	452	480	500	470	440	468,4	552,8	23,51	5,02	60	
3	650	623	605	600	650	625,6	711,3	26,67	4,25	50	
4	450	425	451	481	438	449	431,5	20,77	4,63	56	
5	675	600	643	575	600	618,6	1592,3	39,9	6,45	100	
	Общее					550,4	6574,75	81,88	14,88	250	82,8

Таблица 3

Время срабатывания АВ3716 при $I = 1.35I_H$, откалиброванных током калибровки $I_K = 1.35I_H$

№№ АВ	Время срабатывания, с					Ср. арифм. τ_{cp}, c	Дисперсия D, c^2	Станд. отклон. σ, c	Коэф. вариации $\vartheta, \%$	Размах, с	Эмпирический стандарт S, c
	1	2	3	4	5						
1	993	990	987	921	1020	982,5	1343,7	36,66	3,13	99	
2	1045	1005	1023	1031	994	1019,6	413,8	20,34	1,99	51	
3	985	986	941	990	981	976,6	406,3	20,16	2,06	49	
4	1110	1200	1150	1130	1220	1162	2170	46,58	4,0	110	
5	958	967	960	965	970	964	24,5	4,95	0,51	12	
	Общее					1020,9	6269,8	79,18	7,76	299	80,8

Такое же уменьшение доверительного интервала по τ и σ наблюдается при увеличении тока срабатывания с 1,35 до 1,45 I_H . Поэтому можно предположить, что если калибровку АВ производить током $I_K = 1.25I_H$, то доверительный интервал по τ и δ при уставке 1,35 I_H уменьшится в 5 раз по сравнению с калибровкой АВ током $I_K = 3I_H$.

Однако производители АВ на такое никогда не пойдут, ибо это значительно увеличит трудоемкость и энергоемкость производства АВ. Компромисс может быть найден за счет бестоковой калибровки.

РЕШЕНИЕ ПРОБЛЕМЫ

Известен бестоковый способ калибровки АВ, заключающийся во вращении регулировочных элементов до срабатывания АВ в обесточенном состоянии, а затем в их вращении в обратном направлении на угол α , соответствующий условию

$$\alpha = 0.5[1.05\alpha_{ГН}(I_0) + 0.95\alpha_{ГВ}(I_1)], \quad (3)$$

где $I_0 = 1.05I_H$ - ток несрабатывания АВ, $I_1 = 1.25I_H$ или 1.35 I_H ток срабатывания (это уставка тока перегрузки) (рис. 1) [3]. t_H - регламентированное время срабатывания АВ при уставке тока перегрузки.

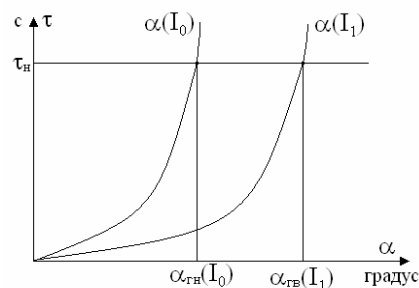


Рис. 1

Причем для получения зависимостей $\alpha(I_0)$ и $\alpha(I_1)$ отбирают от 5 до 10 АВ одного типа с одинаковым I_H и измеряют не менее пяти раз их время сраба-

тивания на каждом фиксированном положении регулировочных элементов и двух значениях тока I_0 и I_1 .

Достоинством этого способа калибровки является то, что ток срабатывания I_1 можно выбрать меньше уставки тока перегрузки, например $I_1 = 1.15I_H$.

Недостатком такого способа является большая трудоемкость получения зависимостей $\alpha(I_0)$ и $\alpha(I_1)$, так как число фиксированных положений регулировочных элементов на каждом токе I_0 и I_1 не менее пяти и на каждом положении регулировочных элементов проводится по пять измерений времени срабатывания.

Авторами был разработан метод бестоковой калибровки АВ, позволяющий избавиться от вышеперечисленных недостатков [4].

Исследования показали, что зависимость времени срабатывания τ_c АВ от положения α регулировочных элементов, отсчитанного от $\alpha_0 = 0$, хорошо аппроксимируется статистической экспонентой [5]

$$\bar{\tau}_C(I_{II}) = Ae^{b\alpha}, \quad (4)$$

где $\bar{\tau}_C(I_{II})$ - среднее время срабатывания АВ при конкретном значении α регулировочного элемента; I_{II} - конкретный ток перегрузки; A и b - коэффициенты, что рассчитываются для тока перегрузки I_{II} .

Для определения коэффициентов A и b линейризуем выражение (4)

$$\ln \bar{\tau}_C(I_{II}) = \ln A + b\alpha. \quad (5)$$

Зависимость (5) - это уравнение прямой в системе координат $\{\ln \tau, \alpha\}$. А так как прямую можно провести через любые две точки, то зависимость (4) можно получить по двум значениям α_1 и α_2 при любых значениях тока перегрузки I_{II} . Коэффициенты A и b при этом определяются по формулам

$$A = \exp\left(\frac{\alpha_1 \ln \bar{\tau}_2 - \alpha_2 \ln \bar{\tau}_1}{\alpha_1 - \alpha_2}\right), \quad (6)$$

$$b = \frac{\ln \bar{\tau}_1 - \ln \bar{\tau}_2}{\alpha_1 - \alpha_2}, \quad (7)$$

где $\bar{\tau}_1$ и $\bar{\tau}_2$ - среднее время срабатывания АВ соответственно при положениях регулировочных элементов α_1 и α_2 .

Зависимость (4) строится теперь только по двум положениям регулировочных элементов α_1 и α_2 , что позволит в 2,5 раза уменьшить время на проведение эксперимента.

Сущность разработанного способа бестоковой калибровки АВ заключается в следующем [4].

Отбирают от пяти до десяти АВ одного типа с одинаковыми I_H . Вращением регулировочных винтов каждый АВ доводят до срабатывания в обесточенном состоянии. Затем вращением регулировочных элементов в обратном направлении в обесточенном состоянии устанавливают у всех АВ угол α_1 . Чаще всего $\alpha_1 = 270^\circ = 0.75$ оборота. После этого через

каждый АВ пропускают ток несрабатывания $I_0 = 1.05I_H$ и измеряют время срабатывания каждого АВ. Затем АВ охлаждают до исходной температуры. После чего процесс измерения повторяется. Таких измерений времени срабатывания каждого АВ при $\alpha = \alpha_1$ проводится пять. После чего через каждый АВ пропускается ток срабатывания $I_1 = 1.25I_H$ или $1.35I_H$. Можно и $I_1 = 1.15I_H$ и снова производят по пять измерений времени срабатывания каждого АВ при токе перегрузки I_1 .

Затем каждый АВ в обесточенном состоянии вращением регулировочных элементов доводят до срабатывания. После этого вращением регулировочных элементов в обратном направлении в обесточенном состоянии устанавливают в каждом АВ угол $\alpha = \alpha_2$. Чаще всего $\alpha_2 = 450^\circ = 1.25$ оборота. После чего через каждый АВ пропускают поочередно ток несрабатывания I_0 и ток срабатывания I_1 и проводят по пять измерений времени срабатывания АВ по методике, изложенной выше для угла $\alpha = \alpha_1$.

По данным эксперимента определяют коэффициенты A и b зависимости (4) для двух значений тока перегрузки I_0 и I_1 по формулам

$$A(I_0) = \exp\left(\frac{\alpha_1 \ln \bar{\tau}_2(I_0) - \alpha_2 \ln \bar{\tau}_1(I_0)}{\alpha_1 - \alpha_2}\right), \quad (8)$$

$$b(I_0) = \frac{\ln \bar{\tau}_1(I_0) - \ln \bar{\tau}_2(I_0)}{\alpha_1 - \alpha_2}, \quad (9)$$

$$A(I_1) = \exp\left(\frac{\alpha_1 \ln \bar{\tau}_2(I_1) - \alpha_2 \ln \bar{\tau}_1(I_1)}{\alpha_1 - \alpha_2}\right), \quad (10)$$

$$b(I_1) = \frac{\ln \bar{\tau}_1(I_1) - \ln \bar{\tau}_2(I_1)}{\alpha_1 - \alpha_2}, \quad (11)$$

где $\bar{\tau}_1(I_0)$ и $\bar{\tau}_2(I_0)$ - среднее время срабатывания АВ соответственно при положениях регулировочных элементов α_1 и α_2 и токе I_0 ;

$\bar{\tau}_1(I_1)$ и $\bar{\tau}_2(I_1)$ - среднее время срабатывания АВ соответственно при положениях регулировочных элементов α_1 и α_2 и токе I_1 .

Зависимость (4) времени срабатывания АВ от положения регулировочных элементов для токов перегрузки I_0 и I_1 примет вид

$$\bar{\tau}_C(I_0) = A(I_0) \exp[b(I_0)\alpha] \quad (12)$$

$$\bar{\tau}_C(I_1) = A(I_1) \exp[b(I_1)\alpha] \quad (13)$$

Постоянная для экспонент (12) и (13) будет соответственно

$$T_\alpha(I_0) = \frac{1}{b(I_0)} \text{ и } T_\alpha(I_1) = \frac{1}{b(I_1)}.$$

Так как переходный процесс на 95% заканчивается через $3T_\alpha$, а через $4.6T_\alpha$ - на 99%, то верхнее граничное положение регулировочных элементов по средней толерантной зависимости (12) и (13) времени срабатывания АВ от положения регулировочных эле-

ментов составляет соответственно при токах перегрузки I_0 и I_1

$$\bar{\alpha}_\Gamma(I_0) = 4.6T_\alpha(I_0) = \frac{4.6}{b(I_0)}, \quad (14)$$

$$\bar{\alpha}_\Gamma(I_1) = 4.6T_\alpha(I_1) = \frac{4.6}{b(I_1)}. \quad (15)$$

Используя метод наименьших квадратов, определяют разброс значений времени срабатывания АВ при двух положениях регулировочных элементов α_1 и α_2 и двух значениях тока перегрузки I_0 и I_1 по формулам

$$S_{\tau\alpha}(I_0) = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^5 (\tau_{Cji}^{-1} - \bar{\tau}^{-1})^2 (\ln \alpha_j - \ln \bar{\alpha})}{2 \cdot 5 \cdot 5 - 2} \frac{\sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^5 (\tau_{Cji}^{-1} - \bar{\tau}^{-1})^2 (\ln \alpha_j - \ln \bar{\alpha})}{\sum_{j=1}^2 (\ln \alpha_j - \ln \bar{\alpha})}}, \quad (16)$$

где i – порядковый номер АВ; j – порядковый номер положения регулировочных элементов α_j ; τ_{Cji} – время срабатывания i -того АВ при угле поворота α_j ;

$$\bar{\tau}^{-1} = \frac{1}{2 \cdot 5 \cdot 5} \sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^5 \frac{1}{\tau_{Cji}}; \quad (17)$$

$$\ln \bar{\alpha} = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^2 \ln \alpha_j = \frac{1}{2} (\ln \alpha_1 + \ln \alpha_2). \quad (18)$$

По (16) определяют $S_{\tau\alpha}(I_1)$ для тока I_1 . Исходя из условий проведения эксперимента, определение стандартной ошибки оценивания положения регулировочных элементов $S_{\tau\alpha}$ не представляется возможным, но возможно ее определение через $S_{\tau\alpha}$ для токов I_0 и I_1 соответственно

$$S_{\alpha\tau}(I_0) = W(I_0) S_{\tau\alpha}(I_0) \quad (19)$$

$$S_{\alpha\tau}(I_1) = W(I_1) S_{\tau\alpha}(I_1), \quad (20)$$

где $W(I_0) = \frac{\ln \alpha_1 - \ln \bar{\alpha}_\Gamma(I_0)}{\bar{\tau}_1(I_0)} \quad (21)$

$$W(I_1) = \frac{\ln \alpha_1 - \ln \bar{\alpha}_\Gamma(I_1)}{\bar{\tau}_1(I_1)}. \quad (22)$$

После этого определяют необходимое положение регулировочных элементов

$$\alpha = 0.5[1.05\alpha_{\Gamma H}(I_0) + 0.95\alpha_{\Gamma B}(I_1)] \quad (23)$$

$$\alpha_{\Gamma H}(I_0) = \exp[\ln \bar{\alpha}_\Gamma(I_0) + 2S_{\alpha\tau}(I_0)] \quad (24)$$

$$\alpha_{\Gamma B}(I_1) = \exp[\ln \bar{\alpha}_\Gamma(I_1) - 2S_{\alpha\tau}(I_1)] \quad (25)$$

Значения α_1 и α_2 для токов перегрузки I_0 и I_1 могут быть как одинаковыми, так и разными.

Например, для АВ типа ВА22-27 с $I_H = 16$ А для тока перегрузки $I_0 = 1.05I_H$ и трех положениях регулировочных элементов $\alpha_1 = 270^\circ$, $\alpha_2 = 360^\circ$ и $\alpha_3 = 450^\circ$ в соответствии с [3] экспериментально была получена зависимость

$$\bar{\tau}(I_0) = 4.2 \exp(0.009\alpha). \quad (26)$$

В соответствии с разработанным способом для двух положений регулировочных элементов $\alpha_1 = 270^\circ$ и $\alpha_2 = 450^\circ$ зависимость (26) имеет вид

$$\bar{\tau}(I_0) = 4.45 \exp(0.008915\alpha). \quad (27)$$

Для положения регулировочного элемента $\alpha = 360^\circ$ по зависимостям (26) и (27) соответственно получили $\bar{\tau}(I_0) = 107.28$ с и $\bar{\tau}(I_0) = 110.2$ с, а экспериментально получили $\bar{\tau}(I_0) = 118.78$ с.

Как видно из приведенного примера разработанный бестоковый способ калибровки дает хорошее согласование с экспериментом и при этом уменьшается трудоемкость его проведения.

ВЫВОДЫ

1. Чем больше кратность тока калибровки, тем более нестабильно время срабатывания АВ при малых токах перегрузки, т.е. тем более нестабильна уставка тока перегрузки.

2. Для повышения стабильности уставки тока перегрузки калибровку АВ необходимо проводить током меньше уставки тока перегрузки.

3. С целью достижения компромисса между производителями и потребителями в отношении трудоемкости, калибровку АВ необходимо проводить разработанным методом бестоковой калибровки и током калибровки $I_K = 1.15I_H$.

4. Разработанный метод бестоковой калибровки АВ позволит не только повысить стабильность уставки тока перегрузки, но и значительно снизит трудоемкость и энергоемкость производства АВ.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Методологические основы расчета термобиметаллических механизмов электромеханических устройств защиты /В.Н. Терешин, Л.Е. Богданова// Электротехника і електромеханіка, 2006, №6, С. 41-44.
- [2] Л.З Румшиский. Элементы теории вероятностей. – М.: Наука. 1976.
- [3] Патент РФ №2084038. Бестоковый способ калибровки автоматических выключателей с тепловыми расцепителями /Терешин В.Н., Фесенко О.В., Чернов В.А. и др. МПК6 Н01Н 69/01. Бюл. №28, 1998.
- [4] Патент UA №76755. Безструмовий спосіб калібрування автоматичних вимикачів з тепловими розчіплювачами /Терешин В.М., Кривенко Є.М., Богданова Л.Є. и др. МПК (2006) Н01Н 69/00 Н01Н 73/00. Бюл. №9, 2006.
- [5] Патент РФ №2120150. Бестоковый способ калибровки автоматических выключателей с тепловыми расцепителями /Терешин В.Н., Фесенко О.В., Фролов Ю.А. и др. МПК6 Н01Н 69/01. Бюл. №28, 1998.

Поступила 02.10.2007

РЕГРЕССИОННЫЙ АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИКИ ХОЛОСТОГО ХОДА ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Шайда В.П.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра электрических машин
тел. (0572) 70-76-577, E-mail: vito@kpi.kharkov.ua

Дубинина О.Н.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра компьютерной математики и математического моделирования
тел. (0572) 70-76-558

Отримана та оцінена статистичними методами поліноміальна теоретична залежність характеристики холостого ходу двигуна постійного струму.

Получена и оценена статистическими методами полиномиальная теоретическая зависимость характеристики холостого хода двигателя постоянного тока.

ВВЕДЕНИЕ

Задача предварительной обработки результатов измерений или наблюдений наиболее часто встречается при проведении различного рода исследований. Ее решение необходимо, для того чтобы в дальнейшем с наибольшей эффективностью, а главное – корректно, использовать полученные данные для построения эмпирических зависимостей с помощью статистических методов [3, 7]. Особенно эта задача актуальна при исследовании опытных образцов электрических машин, когда сначала необходимо оценить погрешность экспериментально полученных характеристик (данных), установить теоретическую зависимость и затем сравнить с расчетными данными.

В статье рассматривается решение задачи регрессионного анализа на примере экспериментально полученной характеристики холостого хода электродвигателя постоянного тока.

ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ И МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТА

При проведении приемочных испытаний опытного образца двигателя постоянного тока (ДПТ), а также при типовых испытаниях обязательно определяется характеристика холостого хода.

Как известно из [5, 6], характеристикой холостого хода называется зависимость ЭДС E от тока возбуждения I_B при постоянной частоте вращения n и отсутствии нагрузки, т.е. тока в якоре. Она позволяет судить о степени насыщения магнитной системы ДПТ, а степень насыщения оказывает значительное влияние на рабочие свойства ДПТ. Кроме того, характеристика холостого хода позволяет проверить соответствие расчетных данных экспериментальным. Рассмотрим методику определения характеристики холостого хода ДПТ.

В соответствии с ГОСТ 10159 [2] характеристику холостого хода машины постоянного тока (МПТ) определяют при независимом возбуждении или при са-

мовозбуждении, т.к. нами исследуется двигатель независимого возбуждения, принимаем первый вариант. Испытываемый ДПТ должен приводиться во вращение посторонним двигателем с постоянной частотой вращения.

Для определения характеристики холостого хода предлагаются два метода, наиболее часто используется второй, который заключается в измерении восходящей и нисходящей ветвей характеристики. При этом на обмотку возбуждения подают максимальный ток возбуждения и затем плавно уменьшают его до нуля, а затем до такого же максимального значения, но обратной полярности. Затем все повторяют – но увеличивая ток и возвращаясь в исходную (начальную) точку. В результате нисходящая и восходящая ветви образуют гистерезисную петлю, которая проходит через все четыре квадранта Декартовой системы координат. При этом характеристикой холостого хода считается кривая, которая является средним арифметическим абсцисс измеренных восходящей и нисходящей ветвей характеристики [1, 2].

На практике, на предприятиях производящих МПТ, восходящая и нисходящая ветви снимаются только в первом квадранте, т.к. необходимость в полной кривой возникает лишь для специальных машин (электромашинных усилителей и др.). В ходе испытаний измеряют значение ЭДС при одних и тех же значениях тока возбуждения, как для восходящей, так и нисходящей ветвей характеристики. Естественно, что за расчетную кривую холостого хода принимают среднюю линию, но в ней не абсциссы, а ординаты являются средним арифметическим ординат измеренных восходящей и нисходящей ветвей характеристики. Подобная методика определения характеристики холостого хода апробирована и подтверждена более чем 40-летней практикой ОАО "Электромашина", ведущего украинского производителя МПТ.

ПРОВЕДЕНИЕ И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

В качестве исследуемого двигателя был выбран образец ДПТ типа 5ПБ112МУХЛ4, з.з.416027, з.н. 3М 50342 производства ОАО "Электромашина" (г. Харьков) со следующими параметрами: 2,2 кВт; 1500 об/мин.; 220 В; возбуждение независимое - 220 В [8]. Внешний вид двигателя показан на рис. 1.

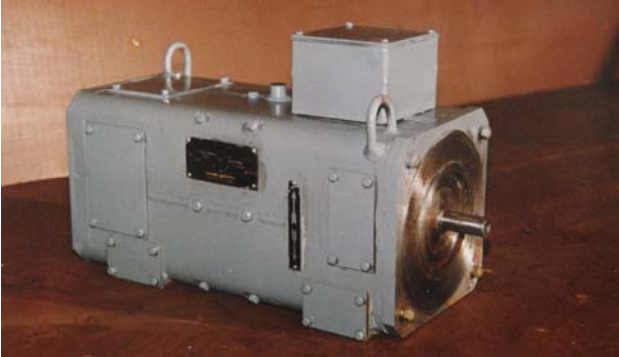


Рис. 1. Двигатель постоянного тока 5ПБ112МУХЛ4

Снятие кривых холостого хода для исследуемого ДПТ проводилось на испытательной станции СКБ ОАО "Электромашина" (г. Харьков). При определении характеристики холостого хода использовались измерительные приборы с классом точности не ниже 0,5. Результаты эксперимента приведены в табл. 1 [8].

Таблица 1

Характеристика холостого хода при $n = 1500$ об/мин.

Восходящая ветвь характеристики								
$E, В$	10,1	41,72	85,7	127,7	167,7	205	230	250,3
$I_B, А$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7
Нисходящая ветвь характеристики								
$E, В$	250,3	235	212	175,5	133,7	89,7	45,91	10,1
$I_B, А$	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1	0

Снятые кривые – восходящая и нисходящая ветви характеристики, а также расчетная характеристика холостого хода ДПТ показаны на рис. 2.

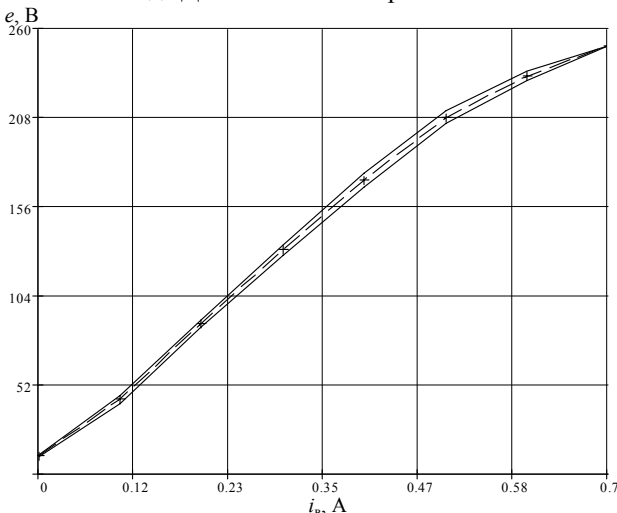


Рис. 2. Экспериментально снятые кривые и расчетная характеристика холостого хода ДПТ

ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ЭКСПЕРИМЕНТА

При проведении испытаний, целью которых было получение характеристики холостого хода ДПТ,

неизбежны погрешности измерения. Поэтому возникает задача – по имеющимся экспериментальным точкам с координатами $(i_b; e)$ наилучшим образом воспроизвести теоретическую зависимость ЭДС E от тока возбуждения I_B . В результате аппроксимирующая линия даст возможность определить ЭДС в промежуточных точках, для которых не проводились измерения E и I_B .

С этой целью построим теоретическую зависимость $y(x) = e(i_b)$ по экспериментальным данным, представленным в табл. 1. и проанализируем ее. Располагая результатами регрессии, получим возможность построения линейной математической модели, позволяющей аппроксимировать экспериментальные данные степенными полиномами различного порядка. В ходе расчетов были получены параметры полиномов второй и третьей степени такие, чтобы функция $E(i_b)$ приближала "облако" исходных точек, заданных векторами $\bar{E} = (e_1, e_2, e_3, \dots, e_m)$ и $\bar{I}_B = (i_{b1}, i_{b2}, i_{b3}, \dots, i_{bm})$ ($m = 8$) с наименьшей среднеквадратичной погрешностью. В нашем случае, использовался метод наименьших квадратов [4].

Покажем формирование теоретической зависимости для полинома второй степени. Теоретическую зависимость будем искать в виде $y(x) = k_0 + k_1x + k_2x^2$, где k_0, k_1, k_2 – неизвестные параметры. Таким образом, функция регрессии является линейной комбинацией функций $F1(x) = x$ и $F2(x) = x^2$. Причем одна из этих функций нелинейная, что резко расширяет возможности такой аппроксимации.

Мы предполагаем, что существует некоторая зависимость $f(x, k_0, k_1, k_2)$, которая может рассматриваться как приближение к зависимости $y(x)$, чьи точки представлены как $y_j(x_j)$. Таким образом, мы вправе записать: $y_j = f(x_j, k_0, k_1, k_2) + \xi_j$, т.е.

$$\boxed{\text{измерение}} = \boxed{\text{модель}} + \boxed{\text{ошибка}}$$

Здесь ξ_j – независимые случайные величины с нормальным законом распределения, определяющие погрешность значения y_j , так называемый регрессионный остаток. Будем считать их следствием ошибок эксперимента.

Задача регрессии заключается в том, чтобы найти параметры k_0, k_1, k_2 такими, при которых представление $y(x)$ нашей функцией $f(x, k_0, k_1, k_2)$ имело наименьшую среднеквадратичную погрешность. Для этого нужно минимизировать функцию:

$$L(k_0, k_1, k_2) = \sum_{j=1}^m [(f(x_j, k_0, k_1, k_2)) - y_j]^2 =$$

$$= \sum_{j=1}^m [k_0 + k_1x + k_2x^2 - y_j]^2 \rightarrow \min.$$

Параметры регрессии находим из системы:

$$\begin{cases} \frac{\partial L(k_0, k_1, k_2)}{\partial k_0} = 0, \\ \frac{\partial L(k_0, k_1, k_2)}{\partial k_1} = 0, \\ \frac{\partial L(k_0, k_1, k_2)}{\partial k_2} = 0. \end{cases}$$

Для полинома третьей степени реализация аналогична. В результате расчетов получены аппроксимирующие полиномы:

$$e(i_g) = 23,531 + 439,063i_g + 160,625i_g^2 \text{ и}$$

$$e(i_g) = 9,296 + 325,954i_g + 431,552i_g^2 - 581,629i_g^3,$$

теоретические кривые, которых представлены на рис. 3 и рис. 4 соответственно.

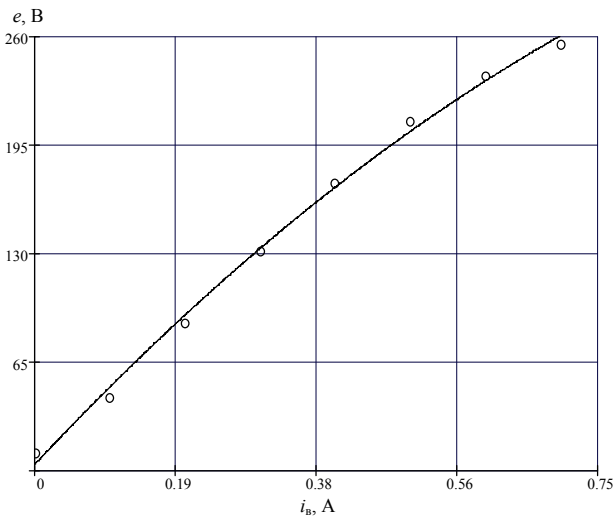


Рис. 3. Экспериментальные точки и график теоретической кривой аппроксимирующего полинома второй степени

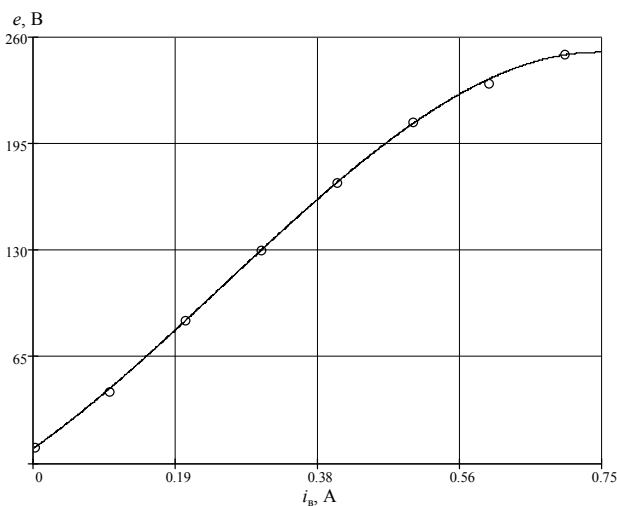


Рис. 4. Экспериментальные точки и график теоретической кривой аппроксимирующего полинома третьей степени

Метод наименьших квадратов, позволяющий определить параметры аппроксимирующей зависимости, связывающей интегрирующие переменные объекта исследования, становятся регрессионным анализом, как только переходят к статистическим оценкам, например, к оценке адекватности.

Для оценки адекватности модели исследуемому явлению определим коэффициент детерминации (R^2), показывающий какая доля изменчивости объясняется моделью, т.е. является не случайной

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{j=1}^m \xi_j^2}{\sum_{j=1}^m (y_j - \bar{y})^2}, \quad R^2 \in [0; 1], \quad \text{где} \quad \bar{y} = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m y_j.$$

Поскольку в обоих случаях R^2 близко к 1, то обе модели адекватны. Статистика R^2 указывает, что модели обеих кривых объясняют около 99% изменчивости данных. Однако при аппроксимации полиномом третьей степени R^2 ближе к 1, чем при аппроксимации полиномом второй степени. Поэтому качество интерполянта на рис. 4 выше.

ВЫВОДЫ

1. Порядок снятия кривых характеристики холостого хода и механизм определения расчетной характеристики холостого хода на практике и в ГОСТ 10159 [2] отличаются. Адекватность практического подхода подтверждается базовыми работами по теории МПТ [5, 6], поэтому возникает вопрос о необходимости пересмотра отдельных положений ГОСТ 10159, который был разработан еще в 60-е годы прошлого столетия.

2. Для обработки результатов опыта холостого хода и получения теоретической зависимости оказалось целесообразным применить полиномы второй и третьей степени, что подтверждено статистическим анализом.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Гольдберг О.Д. Испытания электрических машин. Учеб. для вузов по спец. "Электромеханика". – М.: Высш. шк., 1990. – 225 с.
- [2] ГОСТ 10159 – 79 Машины электрические вращающиеся коллекторные. Методы испытаний. – Взамен ГОСТ 10159 – 69; Введен 01.07.80. – М.: Изд-во стандартов, 1986. – 14 с.
- [3] Ермаков С.М., Жиглявский А.А. Математическая теория оптимального эксперимента: Учеб. Пособие. – М.: Наука. Гл. ред. Физ.-мат лит., 1987. – 320 с.
- [4] Иглин С.П. Теория вероятностей и математическая статистика на базе MATLAB: Учеб. Пособие. – Харьков: НТУ "ХПИ", 2006. – 612 с.
- [5] Кацман М. М. Электрические машины: Учеб. для электротех. средн. спец. зав. 4-е изд. – М.: Высш. шк., 2003. – 469 с.
- [6] Копылов И. П. Электрические машины: Учебник для вузов. – М.: Логос, Издательско - книготорговый дом, 2002. – 607 с.
- [7] Львовский Е. Н. Статистические методы построения эмпирических формул: Учеб. пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1988. – 239 с.
- [8] Протокол № 1015 приемочных испытаний электродвигателя постоянного тока типа 5ПБ112МУХЛ4. – Харьков. 2004. - 9 с.

Поступила 27.12.2007

ФИЗИЧЕСКОЕ ОГРАНИЧЕНИЕ ПРИМЕНИМОСТИ МОДЕЛИ СЛАБОРАССЕИВАЕМЫХ СВОБОДНЫХ ЭЛЕКТРОНОВ В МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДНИКЕ С ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ТОКОМ ПРОВОДИМОСТИ

Баранов М.И., д.т.н., с.н.с.

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: eft@kpi.kharkov.ua

Стосовно до круглого тонкого металевго провідника циліндричної форми з аксіальним електричним струмом провідності різних амплітудно-часових параметрів приведені результати розрахункової оцінки умови, яка обмежує застосування для досліджуваного провідника моделі дрейфуючих вільних електронів, які слабооросиваються його іонами кристалічних ґрат.

Применительно к круглому тонкому металлическому проводнику цилиндрической формы с аксиальным электрическим током проводимости различных амплитудно-временных параметров приведены результаты расчетной оценки условия, ограничивающего применение для исследуемого проводника модели слабооросиваемых его ионами кристаллической решетки дрейфующих свободных электронов.

ВВЕДЕНИЕ

В [1-5] автором на основе известных принципов квантовой механики и электродинамики приведены оценочные результаты теоретического исследования продольного распределения свободных электронов в круглом тонком металлическом проводнике с аксиальным электрическим током проводимости различных амплитудно-временных параметров (АВП). Как известно, такие проводники нашли достаточно широкое практическое использование в электротехнике, электроэнергетике, технике высоких напряжений и больших импульсных токов (например, при создании электрических аппаратов и машин, передаче электрической энергии, электрическом взрыве металлических проводников [4]). Полученные в [1-5] приближенные квантовомеханические расчетные данные, отражающие вероятностные закономерности продольного распределения в металле тонкого изотропного проводника элементарных носителей электричества, базируются на расчетной модели нерассеиваемых (слаборассеиваемых) узлами (положительными ионами) кристаллической решетки металла проводника свободных электронов, дрейфующих под действием приложенного к проводнику электрического напряжения вдоль его продольной оси. В этой связи несомненный научный интерес представляет электрофизическая задача, связанная с квантовомеханической оценкой условий физического ограничения применимости указанной выше приближенной расчетной модели свободных электронов в металлическом проводнике, по которому в продольном направлении протекает электрический ток проводимости различных АВП.

Целью данной статьи является расчетное определение условия, ограничивающего применение в металлическом проводнике с электрическим током различных АВП приближенной модели нерассеиваемых (слаборассеиваемых) ионами кристаллической решетки металла проводника дрейфующих в нем свободных электронов.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Рассмотрим в цилиндрической системе координат круглый сплошной изотропный тонкий металлический проводник цилиндрической конфигурации радиусом $r_{\text{пр}}$ и длиной $l_{\text{пр}} \gg r_{\text{пр}}$, по которому в его продольном направлении (вдоль оси OZ) под действием приложенного к противоположным концам проводника электрического напряжения $u_{\text{пр}}(t)$ протекает переменный электрический ток проводимости $i_{\text{пр}}(t)$ с произвольными АВП. Примем, что данный электрический ток $i_{\text{пр}}(t)$ равномерно распределен по поперечному сечению $S_{\text{пр}} = \pi r_{\text{пр}}^2$ проводника и не вызывает значительного нагрева его материала. Полагаем, что в рассматриваемом проводнике кристаллическая решетка, в узлах которой размещены положительные ионы его материала, не содержит атомов примесей и имеет кубическую структуру с периодом (шагом), равным a (Рисунок). В соответствии с известными положениями волновой механики считаем, что свободные электроны в металле проводника подчиняются корпускулярно-волновому дуализму и квантовой статистике Ферми-Дирака [6]. Рассмотрим случай, когда на первоначальном этапе решения рассматриваемой квантовомеханической задачи возможно использование приближения, согласно которому взаимодействием свободных электронов с ионами металла проводника можно пренебречь (модель Хартри-Фока [7]). Пусть на данном этапе исследования пространственно-временная эволюция свободных электронов проводника приближенно определяется дискретными (квантованными) одномерными (продольными) волновыми функциями $\psi_n(z, t)$, являющимися собственными квантованными решениями соответствующего одномерного временного волнового уравнения Шредингера [1, 3-6]. Требуется с учетом принятых допущений найти физическое условие, ограничивающее применение для исследуемого проводника расчетной модели, основанной на приближении отсутствия за-

метного рассеяния дебройлевских электронных волн на положительных ионах кристаллической решетки металла проводника.

2. УСЛОВИЕ СИЛЬНОГО РАССЕЯНИЯ СВОБОДНЫХ ЭЛЕКТРОНОВ В МЕТАЛЛЕ ПРОВОДНИКА

В соответствии с известными из физики распространения в твердом теле тормозного (непрерывного) и характеристического (линейчатого) рентгеновского излучения теоретическими данными следует, что этот вид суперкоротких электромагнитных волн (с длиной волны от 10^{-14} м до 10^{-7} м [8]) начинает испытывать в металле большое рассеяние тогда, когда отдельные отраженные электромагнитные волны от плоских монослоев ионов его кристаллической решетки совпадают по фазе [8]. Согласно принятым допущениям и [9] продольную электронную волну де Бройля, которая описывает поведение свободного электрона в металле проводника, в первом приближении можно считать плоской электромагнитной волной с соответствующей ее квантовомеханической природе дискретной длиной λ_{en} , где $n=1,2,3,\dots$ – целое квантовое число [1,3-5] (см. рисунок). В этой связи на рассматриваемые продольные дебройлевские электронные волны в проводнике с электрическим током проводимости $i_{\text{пр}}(t)$, обусловленные продольным дрейфом свободных электронов и описываемые продольными волновыми $\psi_n(z,t)$ – функциями, по-видимому, можно распространить электрофизический подход, положенный в основу изучения особенностей рассеяния коротковолнового рентгеновского излучения (электромагнитных волн рентгеновского диапазона) на кристаллической структуре металла проводника.

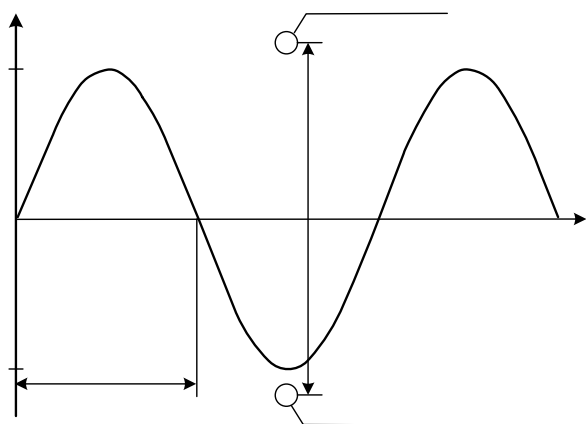


Рисунок. Схематическое изображение распространения дебройлевских продольных электронных волн между положительными ионами металла проводника с электрическим током проводимости

С учетом изложенного выше запишем в аналитической форме подтвержденное многочисленными экспериментами известное условие Брэгга-Вульфа для сильного рассеяния электромагнитных волн рентгеновского диапазона на положительных ионах кристаллической решетки твердого тела в следующем виде [9, 10]:

$$k_n = n\pi/a, \quad (1)$$

где k_n – дискретное волновое число для рентгеновских плоских электромагнитных волн, распространяющихся в металле с кристаллической решеткой, период которой равен a (на практике для основных проводниковых материалов величина a численно составляет порядка 10^{-9} м [11]); $n=1,2,3,\dots$

С другой стороны, согласно [1,3-5] полученное в результате приближенного аналитического решения одномерного стационарного волнового уравнения Шредингера квантованное волновое число для продольных дебройлевских электронных волн в металлическом проводнике с электрическим током проводимости различных АВП определяется следующим соотношением:

$$k_n = 2\pi/\lambda_{en} = n\pi/l_{\text{пр}} \quad (2)$$

где λ_{en} – квантованная длина волн де Бройля в металле исследуемого проводника с электрическим током $i_{\text{пр}}(t)$, обусловленным продольным дрейфом свободных электронов; $n=1,2,3,\dots$

Важно подчеркнуть здесь то, что из (2) вытекает важный физический вывод о том, что для квантованной полуволны де Бройля в металлическом проводнике с электрическим током проводимости произвольных АВП справедливо следующее простое квантовомеханическое соотношение:

$$\lambda_{en}/2 = l_{\text{пр}}/n. \quad (3)$$

Выражение (3) явно свидетельствует о том, что на длине $l_{\text{пр}}$ исследуемого проводника из-за квантовомеханических особенностей продольного распределения в нем свободных электронов всегда укладывается целое квантованное число продольных дебройлевских электронных полуволн. Здесь следует отметить то немаловажное обстоятельство, что согласно современным данным для квантовомеханической модели атома любого вещества на его вероятностных электронных орбитах, в отличие от длины $l_{\text{пр}}$ нашего проводника, умещается целое квантованное число электронных волн де Бройля соответствующей длины [8, 9]. Сравнение выражений (1) и (2) показывает, что для обеспечения в рассматриваемом проводнике сильного рассеяния продольных дебройлевских электронных полуволн (свободных электронов) на положительных ионах кристаллической решетки его металла непременно должно выполняться следующее физическое условие:

$$\lambda_{en}/2 = a/n. \quad (4)$$

Однако на практике для реальных проводников с током проводимости невозможно не только выполнить условие (4), но даже приблизиться к нему.

3. УСЛОВИЕ СЛАБОГО РАССЕЯНИЯ СВОБОДНЫХ ЭЛЕКТРОНОВ В МЕТАЛЛЕ ПРОВОДНИКА

Оценка согласно (3) численных значений для квантованных длин продольных электронных полуволн де Бройля в рассматриваемом проводнике по соотношению $\lambda_{en}/2 = l_{\text{пр}}/n$ показывает, что в практи-

ческих случаях сильноточной электротехники, техники и электрофизики высоких напряжений и больших токов, когда величина длины $l_{пр}$ металлического проводника принимает значительные макроскопические геометрические размеры ($l_{пр} \gg a$), реально выполняется следующее неравенство:

$$\lambda_{en}/2 \gg a/n. \quad (5)$$

Соотношение (5) представляет собой физическое условие, характеризующее слабое рассеяние на металлической микроструктуре дрейфующих вдоль проводника свободных электронов. С учетом полученного квантовомеханического соотношения (5) можно заключить, что в технических приложениях и практических случаях применения электрического тока проводимости $i_{пр}(t)$ различных АВП, протекающего по металлическим проводникам различных технических объектов электротехники, электроэнергетики и техники высоких напряжений (больших токов), при используемых исходных условиях рассматриваемой задачи следует ожидать незначительного рассеяния дрейфующих свободных электронов на положительных ионах кристаллической решетки металла рассматриваемого проводника. Физически это объясняется тем, что квантованная длина $\lambda_{en}/2$ дебройлевских электронных полувольт существенно превышает геометрические размеры периода a кристаллической структуры материала проводника и кратных ему величин a/n . А раз так, то продольные электронные волны де Бройля в металле проводника при использованных нами допущениях будут практически без дифракции (беспрепятственно) и без потерь энергии распространяться между его положительными ионами (атомами).

Следует заметить, что сделанный выше вывод не распространяется на случай, соответствующий большим плотностям электрического тока и интенсивному нагреву материала проводника за счет больших джоулевых потерь в нем энергии, когда ионы (узлы) металлической кристаллической решетки с увеличением температуры его материала будут совершать все увеличивающиеся по амплитуде ангармонические колебания [8], способствующие нарастающему рассеянию на них (ионах) продольных дебройлевских электронных волн.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Изложенные выше теоретические результаты позволяют говорить о том, что в данной работе при определенных допущениях и в приближении незначительного нагрева металла исследуемого проводника показано, что в нем квантованные длины дебройлевских продольных электронных полувольт $\lambda_{en}/2$ значительно превышают период a его кристаллической решетки и кратные ему убывающие величины a/n , где $n=1,2,3,\dots$. Поэтому в технических приложениях аксиального электрического тока с различными АВП и при количественных исследованиях микропроцессов в металлических проводниках с электрическим током проводимости можно вполне обоснованно применять приближенную расчетную модель слаборассеиваемых

атомами (ионами) металлов дрейфующих вдоль проводника свободных электронов.

2. Учет интенсивного джоулева нагрева материала проводника электрическим током проводимости различных АВП требует более углубленного анализа влияния высокоэнергетичных фононов на распространение по кристаллической решетке его металла квантованных продольных дебройлевских электронных волн, вызываемых продольным дрейфом в проводнике свободных электронов.

3. В связи с тем, что в процессе продольного дрейфа свободные электроны проводника приобретают дополнительно к своей основной энергии Ферми W_F (например, для такого широко используемого в электротехнике проводникового материала как медь величина W_F численно составляет $11,2 \cdot 10^{-19}$ Дж [12]) пренебрежимо малую по сравнению с W_F кинетическую энергию, то при их слабом (сильном) рассеянии на ионах металла уровень температуры материала проводника будет, по-видимому, определяться неоднородной периодической по длине проводника локальной плотностью свободных электронов [4] и рассеиваемой (теряемой) ими на атомах (ионах) металла вероятностной долей энергии Ферми W_F [5].

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Баранов М.И. Волновое распределение свободных электронов в проводнике с электрическим током проводимости// Электротехника.-2005.- №7.- С. 25-33.
- [2] Баранов М.И. Квантовомеханическая модель быстрого нагрева проводника электрическим током проводимости большой плотности/ Электротехника.-2006.-№4.- С. 38-44.
- [3] Баранов М.И. Энергетический и частотный спектры свободных электронов проводника с электрическим током проводимости// Электротехника.-2006.- №7.- С. 29-34.
- [4] Баранов М.И. Новые физические подходы и механизмы при изучении процессов формирования и распределения электрического тока проводимости в проводнике// Технічна електродинаміка.-2007.-№1.-С.13-19.
- [5] Баранов М.И. Квантовомеханический подход при расчете температуры нагрева проводника электрическим током проводимости// Технічна електродинаміка.-2007.-№5.-С. 14-19.
- [6] Дирак П.А.М. Принципы квантовой механики/ Пер. с англ. под ред. акад. В.А. Фока.- М.: Наука, 1979.-480с.
- [7] Займан Дж. М. Современная квантовая теория/ Пер. с англ. под ред. В.Л. Бонч-Бруевича.- М.: Мир, 1971.-288 с.
- [8] Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики/ Отв. ред. В.К. Тартаковский.- Киев: Наукова думка, 1989.-864с.
- [9] Солимар Л., Уолш Д. Лекции по электрическим свойствам материалов/ Пер. с англ. под ред. С.И. Баскакова.- М.: Мир, 1991.-504 с.
- [10] Кудрявцев П.С. Курс истории физики.- М.: Просвещение, 1974.-312 с.
- [11] Астафуров В.И., Бусев А.И. Строение вещества.- М.: Просвещение, 1977.-160 с.
- [12] Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники/ Под ред. Б.Х. Кривицкого, В.Н. Дулина. Т.1.- М.: Энергия, 1977.-504с.

Поступила 10.10 2007

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ ОДНОВИТКОВОГО ИНДУКТОРА С ВНУТРЕННИМ ОТВЕРСТИЕМ КОНИЧЕСКОГО ПРОФИЛЯ

Батыгин Ю.В., д.т.н., проф.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Высшая математика"
тел. (057) 707-60-87, E-mail: batygin@kpi.kharkov.ua

Воробьев Д.А.

Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет
Украина, 61002, Харьков, ул. Петровского, 25, кафедра "Автомобильная электроника"
тел. (057) 707-37-74

У даній роботі проведено теоретичний аналіз процесів збудження магнітного поля одновитковим індуктором з внутрішнім отвором конічного профілю. Отримано прості аналітичні вирази для компонент вектору напруженості. Показано, що отримані вирази відповідають класичним рішенням рівнянь Максвелла та задовольняють крайовим вимогам електродинамічної задачі.

В настоящей работе проведен теоретический анализ процессов возбуждения магнитного поля одновитковым индуктором с внутренним отверстием конического профиля. Получены простые аналитические выражения для компонент вектора напряжённости. Показано, что полученные выражения соответствуют строгим решениям уравнений Максвелла и удовлетворяют крайевым условиям электродинамической задачи.

Естественный эффект притяжения тонкостенных металлов низкочастотными магнитными полями, был экспериментально обнаружен и описан авторами [1, 2]. Его использование представляет несомненный интерес для практики магнитно-импульсной обработки металлов. Аналогично индукционным индукторным системам (используется закон Ампера!), на базе данного эффекта возможно создание действенных инструментов для практического устранения вмятин в повреждённых покрытиях автомобильных кузовов, корпусов самолётов и др. [3].

Один из вариантов инструмента в экспериментах (рис. 1) – одновитковая индукторная система цилиндрической геометрии с внутренним отверстием конической формы. Силовому воздействию подвергались тонкостенные листовые заготовки из различных сортов стали, применяемых в автомобилестроении.



Рис. 1. Экспериментальный вариант индуктора для притяжения

Из априорных феноменологических соображений очевидно, что профиль окна в виде усечённого конуса определяет характер распределения поля и, соответственно, характер распределения действующих сил. Большее основание конуса должно выходить на рабочую поверхность индуктора, где располагается листовая заготовка. В этом случае максимум поля и действующих сил притяжения должен иметь место в центре витка.

Цель настоящей работы – расчёт распределения напряжённости магнитного поля одновиткового индуктора, внутреннее отверстие которого имеет профиль усечённого конуса.

Расчётная модель системы представлена на рис. 2.

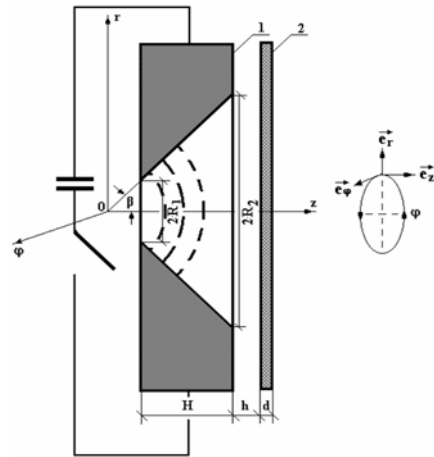


Рис. 2. Схема индукторной системы с одновитковым соленоидом (1) с внутренним отверстием конической формы и плоской листовой заготовкой (2) ($\vec{e}_r, \vec{e}_\varphi, \vec{e}_z$ – направляющие орты цилиндрической системы координат)

В цилиндрической системе координат, связанной с исследуемой индукторной системой, примем следующие допущения:

– металл витка индуктора обладает идеальной проводимостью.

– феноменологически положим, что в магнитном поле внутренней полости витка можно выделить поверхности равной напряжённости, форма которых близка к сферической (см. рис. 2). В каждой точке этой поверхности вектор её внешней нормали совпадает с вектором поля. Отметим, что аналогичное допущение применялось авторами [4] при исследовании электромагнитных процессов в торцевых зонах концентраторов магнитного потока.

– система обладает аксиальной симметрией, так что $\frac{d}{d\varphi} = 0$ (φ – полярный угол);

– внешние поперечные размеры индукторной системы настолько велики, что в рамках поставленной задачи их можно считать бесконечными;

– в индукторе течёт ток $I(t)$, временные параметры которого таковы, что в расчётах вполне приемлемо известное условие квазистационарности происходящих электромагнитных процессов, так что

$\frac{\omega}{c} \cdot l \ll 1$ (здесь ω – циклическая частота процесса, c – скорость света в вакууме, l – наибольший характерный геометрический размер системы, в данном случае – поперечный размер, $l \gg 2R_2$);
– система работает в низкочастотном режиме, так что $(\omega \cdot \mu_1 \cdot \gamma) \rightarrow 0$.

Второе допущение в постановке решаемой задачи позволяет определить модуль вектора напряжённости как отношение магнитного потока к площади соответствующей поверхности (см. рис.2) и получить, в конечном итоге, выражение в функциональной зависимости от пространственных координат и времени:

$$H(r, z, t) = \frac{\Phi(t)}{2\pi\mu_0(1 - \cos(\beta))} \times \frac{1}{(r^2 + (z + R_1 \cdot \text{ctg}(\beta))^2)^{3/2}}, \quad (1)$$

где $\Phi(t)$ – магнитный поток во времени; радиальная координата – $r \in [R_1, R_2]$; пространственная переменная по высоте витка $z \in [0, H]$ соответствует координате системы на рис. 2, смещённой на постоянную величину $R_1 \cdot \text{ctg}(\beta)$, так что начало отсчёта по высоте витка совпадает с меньшим основанием усечённого конуса.

Компоненты вектора напряжённости магнитного поля находятся из формулы (1):

$$H_r(r, z, t) = \frac{\Phi(t)}{2\pi\mu_0(1 - \cos(\beta))} \times \frac{r}{(r^2 + (z + R_1 \cdot \text{ctg}(\beta))^2)^{3/2}}, \quad (2)$$

$$H_z(r, z, t) = \frac{\Phi(t)}{2\pi\mu_0(1 - \cos(\beta))} \times \frac{(z + R_1 \cdot \text{ctg}(\beta))}{(r^2 + (z + R_1 \cdot \text{ctg}(\beta))^2)^{3/2}}. \quad (3)$$

Легко проверить, что принятое феноменологическое допущение о картине магнитного поля во внутренней полости конической формы является физической реальностью. Выражения (2) и (3) удовлетворяют уравнениям Максвелла:

$$\begin{cases} \text{rot } \vec{H}(r, z, t) = \frac{\partial H_z}{\partial r} - \frac{\partial H_r}{\partial z} = 0, \\ \text{div } \vec{H}(r, z, t) = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot H_r) + \frac{\partial H_z}{\partial z} = 0. \end{cases} \quad (4)$$

Допущение об идеальной проводимости витка индуктора означает равенство нулю составляющей напряжённости магнитного поля, нормальной к его поверхности:

$$H_n(r = (z + R_1 \cdot \text{ctg}(\beta)) \cdot \text{tg}(\beta), z, t) = 0. \quad (5)$$

Граничное условие (5) автоматически удовлетворяется допущением, по которому вектор поля совпадает с вектором внешней нормали к сферическим поверхностям равной напряжённости. Действительно, поскольку образующая конуса также совпадает с вектором нормали, то на боковой поверхности конуса вектор поля имеет только тангенциальную и не может иметь нормальную компоненту напряжённости.

Формулы (2) и (3) позволяют предельный переход к случаю, когда конус трансформируется в цилиндр, то есть, форма внутреннего отверстия витка приближается к цилиндрической (геометрически это означает удаление точки начала координат по оси OZ в $-\infty$ при $R_2 \approx R_1, H \approx \text{const}$).

Компоненты вектора напряжённости магнитного поля из выражений (2) и (3) после соответствующих предельных переходов запишутся в виде:

$$\begin{cases} \lim_{\beta \rightarrow 0} H_r(r, z, t) = 0; \\ \lim_{\beta \rightarrow 0} H_z(r, z, t) = \frac{\Phi(t)}{\mu_0 \cdot \pi \cdot R_1^2}. \end{cases} \quad (6)$$

Как и следовало ожидать, тангенциальная составляющая напряжённости обращается в нуль при переходе от конической поверхности к цилиндрической. А нормальная компонента вектора магнитного поля будет пропорциональна отношению магнитного потока к площади поперечного сечения внутреннего отверстия и постоянна во всех измерениях.

Теоретические результаты были подвергнуты экспериментальной проверке (методика исследований соответствует описанной в [4]). При проведении измерений был использован индуктор со следующими параметрами: $R_1 = 7,5$ мм; $R_2 = 19$ мм; $\beta = 60^\circ$ (отдельная благодарность выражается Чаплыгину Е.А. за экспериментальные данные, столь любезно им предоставленные). Результаты измерений, сопоставленные с соответствующими расчетными графиками на основе полученных аналитических выражений, представлены на рис. 3.

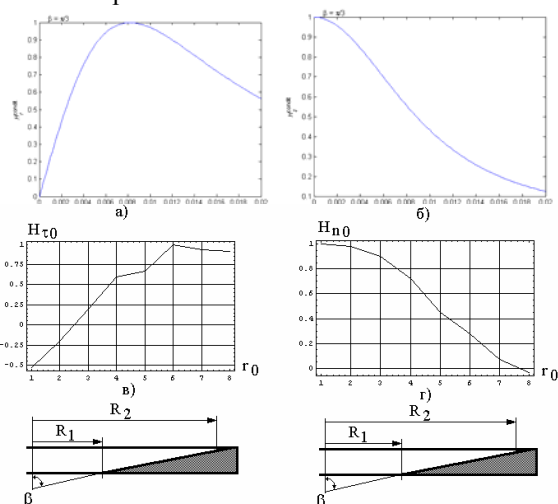


Рис. 3. Зависимость компонент вектора напряжённости магнитного поля от радиальной координаты r : а, б – результаты моделирования; в, г – результаты измерений

ВЫВОДЫ

Из феноменологических представлений о возбуждении магнитного поля одновитковым индуктором, внутреннее отверстие которого имеет форму усечённого конуса, получены простые аналитические выражения для компонент вектора напряжённости.

Показано, что полученные выражения соответствуют строгим решениям уравнений Максвелла и удовлетворяют краевым условиям электродинамической задачи.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Yu.V.Batygin, V.I.Lavinsky, L.T.Khimenko, Direction Change of the Force Action upon Conductor under Frequency Variation of the Acting magnetic Field. Proceedings of the 1-st International Conference on High Speed Metal Forming. March 31/April 1, 2004. Dortmund, Germany. P. 157-160.
- [2] Батыгин Ю. В., Лавинский В. И., Хименко Л. Т., Изменение направления силового воздействия на проводник при вариации частоты действующего магнитного поля. // Вестник науки и техники. Харьков. 2004, № 2-3(17-18), С. 18-22.
- [3] Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т., Физические основы возможных направлений развития магнитно-импульсной обработки тонкостенных металлов/Электротехника і електромеханіка. Харків. 2004, №2, С. 80-84.
- [4] Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т., Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Том 1. Издание второе, переработанное и дополненное. Под общей ред. д.т.н., проф. Батыгина Ю.В. Харьков: изд. МОСТ-Торнадо. 2003. 284 с.

Поступила 16.11.2007

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ СТАЦИОНАРНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В ЦИЛИНДРИЧЕСКОМ НЕИДЕАЛЬНОМ ДИЭЛЕКТРИКЕ

Золотарев В.В., Карпушенко В.П., к.э.н., Золотарев В.М., к.т.н., Науменко А.А., к.т.н., доц.
 ЗАО "Завод Южкабель"
 Украина, 61099, Харьков, ул. Автогенная 7.

Розглянуто аналітичний метод розрахунку розподілу напруженості гармонічного електричного поля в системі циліндричних електродів, між якими знаходиться багатослойний кусково-однорідний недосконалий діелектрик. Наведено аналітичні рішення для низки випадків, що мають практичне застосування в кабельній техніці.

Рассмотрен аналитический метод расчета распределения напряженности гармонического электрического поля в системе цилиндрических электродов, между которыми находится многослойный кусочно-однородный несовершенный диэлектрик. Приведены аналитические решения для ряда случаев, имеющих практическое приложение в кабельной технике.

ВВЕДЕНИЕ

Задачи о распределении электрического поля в многослойном диэлектрике имеют важные практические приложения в самых различных отраслях техники и естествознания. В [1, 2] и других работах авторов рассмотрено воздействие однородного внешнего поля на биологические объекты сферической и цилиндрической формы, что даёт решения, зависящие от азимутального угла. В [3] решение дано для осесимметричной коаксиальной модели, но без учёта активной проводимости в слоях. Общее решение задачи для плоского конденсатора с многослойным неидеальным диэлектриком приведено в [4]. Однако, ни одна из приведённых работ не позволяет получить решение задачи для многослойного неидеального диэлектрика, расположенного между коаксиальными проводящими цилиндрами, к которым приложено переменное напряжение низкой частоты для случая, когда электромагнитный процесс можно считать стационарным.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Будем считать, что диэлектрик состоит из n кусочно-однородных областей $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_i, \dots, \Omega_n$ ограниченных, соответственно, коаксиальными цилиндрами, имеющими радиусы $r_0 - r_1, r_1 - r_2, \dots, r_{i-1} - r_i, \dots, r_{n-1} - r_n$. Пусть в каждой области Ω_i однородный диэлектрик характеризуется относительной диэлектрической проницаемостью ε_i и удельной электропроводностью γ_i , а идеально проводящие электроды для возбуждения поля в диэлектрике имеют радиусы r_0 и r_n (рис. 1). Для описания электромагнитного процесса воспользуемся первым уравнением Максвелла и законом Ома в дифференциальной форме

$$\operatorname{rot} \vec{H}(r, t) = \vec{I}(r, t) + \frac{\partial \vec{D}(r, t)}{\partial t}, \quad (1)$$

$$\vec{I}(r, t) = \gamma \vec{E}(r, t), \quad (2)$$

где \vec{H} – напряженность магнитного поля; \vec{I} – плотность тока проводимости; \vec{E} – напряженность электрического поля; \vec{r} – радиус вектор точки наблюдения; t – время.

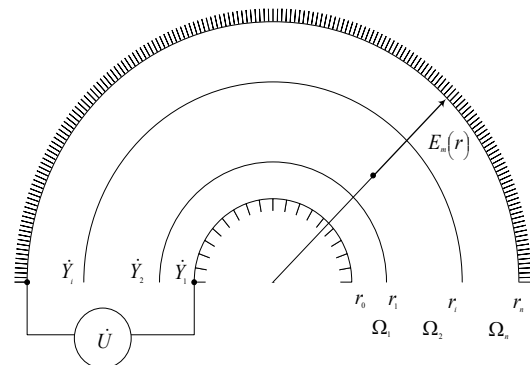


Рис. 1. Расчетная схема для случая многослойного диэлектрика между двумя коаксиальными цилиндрами

Вектор электрической индукции \vec{D} связан с вектором электрической напряженности \vec{E} известным соотношением

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}. \quad (3)$$

Применив оператор дивергенции к (1), используя (2), (3) и учитывая, что дивергенция ротора тождественно равна нулю, получаем

$$\operatorname{div} \left(\gamma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) = 0. \quad (4)$$

Пусть электрическое напряжение, возбуждающее электромагнитное поле, изменяется по гармоническому закону $\dot{U} = \dot{U}_m e^{i\omega t}$. Тогда все остальные переменные в силу принятых допущений также будут изменяться по гармоническому закону, т.е. они могут быть представлены в комплексной форме

$$\begin{aligned} \vec{D}(r, t), \vec{E}(r, t), \vec{I}(r, t) &\Rightarrow \\ &\Rightarrow \left\{ \dot{\vec{D}}_m(r), \dot{\vec{E}}_m(r), \dot{\vec{I}}_m(r) \right\} e^{i\omega t}, \end{aligned} \quad (5)$$

где $\dot{\vec{D}}_m(r), \dot{\vec{E}}_m(r), \dot{\vec{I}}_m(r)$ – комплексные амплитуды, зависящие только от радиуса вектора r ; \dot{U}_m – комплексная амплитуда возбуждающего напряжения; ω – круговая частота; $i = \sqrt{-1}$ – мнимая единица; e – основание натуральных логарифмов.

Учитывая, что в цилиндрических координатах все векторы имеют только радиальную компоненту, в

дальнейшем для простоты опустим стрелки в их обозначениях.

Подставив теперь (5) в (4) и выполнив дифференцирование, получаем

$$\operatorname{div}[\dot{Y}\dot{E}_m(r) \cdot e^{i\omega t} + i\omega\varepsilon\dot{E}_m(r) \cdot e^{i\omega t}] = 0. \quad (6)$$

Если ввести комплексную проводимость \dot{Y} среды с помощью соотношения

$$\dot{Y} = \gamma + i\omega\varepsilon, \quad (7)$$

подставить ее в (6) и выполнить необходимые сокращения, то будем иметь

$$\operatorname{div}\dot{Y}\dot{E}_m(r) = 0. \quad (8)$$

Положив потенциал внешнего электрода равным нулю, получаем условия на границе диэлектрика

$$\dot{\phi}_m(r_n) = 0; \quad \dot{\phi}_m(r_0) = \dot{U}_m. \quad (9)$$

Комплексное уравнение (8) с граничными условиями (9) полностью описывают гармонический электромагнитный процесс в неидеальном диэлектрике, состоящем из произвольного количества кусочно-однородных областей.

ОБЩЕЕ РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ДЛЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ГЕОМЕТРИИ

Будем искать комплексную амплитуду напряженности электрического поля в виде

$$\dot{E}_m(r) = -\operatorname{grad}\dot{\phi}_m, \quad (10)$$

где $\dot{\phi}$ – комплексный потенциал.

Подставив (10) в (8), получаем

$$\operatorname{div}[\dot{Y}\operatorname{grad}\dot{\phi}] = 0. \quad (11)$$

В цилиндрической системе координат оператор дивергенции имеет только радиальную компоненту $(1/r)d/dr$, как и оператор градиента, имеющий составляющую d/dr . Поэтому (11) можно записать в виде

$$\frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left(\dot{Y}_r \frac{d\dot{\phi}}{dr} \right) = 0, \quad (12)$$

Общее решение (12) при конечном r имеет вид

$$\dot{Y}_r \frac{d\dot{\phi}}{dr} = \dot{A}, \quad (13)$$

где \dot{A} – некоторая комплексная постоянная.

Учитывая, что

$$-\operatorname{grad}\dot{\phi} = -\frac{d\dot{\phi}}{dr} = \dot{E}_m(r), \quad (14),$$

находим

$$\dot{A} = -\dot{Y}_r \frac{d\dot{\phi}}{dr} = -\dot{Y}_r \dot{E}_m(r). \quad (15)$$

Подставив (15) в (13), имеем дифференциальное уравнение с разделяющимися переменными

$$\dot{Y}_r d\dot{\phi} = \dot{A} \frac{dr}{r}, \quad (16)$$

или

$$d\dot{\phi} = \dot{A} \frac{dr}{\dot{Y}_r}. \quad (17)$$

Интегрируя теперь (17) в пределах $r_0 - r_n$ и ис-

пользуя граничные условия (9), получаем

$$\int_{r_0}^{r_n} d\dot{\phi} = \dot{A} \int_{r_0}^{r_n} \frac{dr}{\dot{Y}_r},$$

т.е.

$$\dot{\phi}(r_n) - \dot{\phi}(r_0) = \dot{A} \int_{r_0}^{r_n} \frac{dr}{\dot{Y}_r}. \quad (18)$$

Подставляя теперь в последнее выражение значение \dot{A} из (15) и учитывая, что $\dot{\phi}(r_n) - \dot{\phi}(r_0) = -\dot{U}_m$, находим $\dot{E}_m(r)$ в явном виде

$$\dot{E}_m(r) = \frac{\dot{U}_m}{\dot{Y}_r \int_{r_0}^{r_n} \frac{dr}{\dot{Y}_r}}. \quad (19)$$

Отсюда получаем решение в квадратурах для комплексной амплитуды электрического поля в кусочно-однородных областях диэлектрика Ω_i , ограниченных, соответственно, радиусами $r_0 - r_1, r_1 - r_2, \dots, r_{n-1} - r_n$

$$\dot{E}_m(r) = \frac{\dot{U}_m}{\dot{Y}_i r \sum_{i=1}^n \int_{r_{i-1}}^{r_i} \frac{dr}{\dot{Y}_i r}}. \quad (20)$$

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ДЛЯ ЧАСТНЫХ СЛУЧАЕВ

Рассмотрим приложение полученных результатов к наиболее важным случаям расчета полей силовых кабелей и их отдельных элементов.

1. Рассмотрим вначале случай n -слойного неидеального диэлектрика, находящегося между двумя коаксиальными цилиндрическими электродами. Необходимое решение прямо получается из (20) и принимает следующий вид

$$\dot{E}(r) = \begin{cases} \frac{\dot{U}_m}{\dot{Y}_1 r \left(\frac{1}{\dot{Y}_1} \ln \frac{r_1}{r_0} + \frac{1}{\dot{Y}_2} \ln \frac{r_2}{r_1} + \dots + \frac{1}{\dot{Y}_n} \ln \frac{r_n}{r_{n-1}} \right)} & r_0 < r < r_1 \\ \frac{\dot{U}_m}{\dot{Y}_2 r \left(\frac{1}{\dot{Y}_1} \ln \frac{r_1}{r_0} + \frac{1}{\dot{Y}_2} \ln \frac{r_2}{r_1} + \dots + \frac{1}{\dot{Y}_n} \ln \frac{r_n}{r_{n-1}} \right)} & r_1 < r < r_2 \\ \dots & \dots \\ \frac{\dot{U}_m}{\dot{Y}_n r \left(\frac{1}{\dot{Y}_1} \ln \frac{r_1}{r_0} + \frac{1}{\dot{Y}_2} \ln \frac{r_2}{r_1} + \dots + \frac{1}{\dot{Y}_n} \ln \frac{r_n}{r_{n-1}} \right)} & r_{n-1} < r < r_n \end{cases} \quad (21)$$

Из (21) легко получить также выражение для распределения электрического поля в n -слойном идеальном диэлектрике, находящемся между коаксиальными металлическими цилиндрами. Такой случай

является типичным в задачах градирования бумажной изоляции в маслонаполненных кабелях, когда активными токами $\dot{I}_{пр} = \gamma \dot{E}$ в слоях можно пренебречь по сравнению с токами смещения $\dot{I}_{см} = i\omega \epsilon \dot{E}$. Для этого достаточно в последнем выражении для $\dot{E}_m(r)$ принять $\dot{Y} = i\omega \epsilon$. Положив в (21) фазу \dot{U}_m равной нулю, легко убедиться, что комплексный вектор $\dot{E}_m(r)$ будет иметь только действительную составляющую, что совпадает с результатами, полученными для этого случая в [5] и подтверждает правильность общего решения рассматриваемой здесь задачи.

2. Случай трехслойного неидеального диэлектрика между коаксиальными цилиндрами. В последнее время он все чаще встречается на практике в связи с внедрением технологий наложения вулканизированного полиэтилена на технологических линиях с тремя экструдерами, работающими на строенную экструзионную головку. При этом одновременно накладывается основной слой изоляции из высококачественного полиэтилена и два полупроводящих слоя - экран по жиле и экран по изоляции. Все три слоя в общем случае могут иметь различные комплексные проводимости \dot{Y} . Здесь выражение для распределения поля в толще трехслойного диэлектрика ($n = 3$) с комплексными проводимостями слоев $\dot{Y}_1, \dot{Y}_2, \dot{Y}_3$ можно записать так

$$\dot{E}_m(r) = \begin{cases} \frac{\dot{U}}{r \left(\ln \frac{r_1}{r_0} + \frac{\dot{Y}_1}{\dot{Y}_2} \ln \frac{r_2}{r_1} + \frac{\dot{Y}_1}{\dot{Y}_3} \ln \frac{r_3}{r_2} \right)} & r_0 < r < r_1 \\ \frac{\dot{U}}{r \left(\frac{\dot{Y}_2}{\dot{Y}_1} \ln \frac{r_1}{r_0} + \ln \frac{r_2}{r_1} + \frac{\dot{Y}_2}{\dot{Y}_3} \ln \frac{r_3}{r_2} \right)} & r_1 < r < r_2 \\ \frac{\dot{U}}{r \left(\frac{\dot{Y}_3}{\dot{Y}_1} \ln \frac{r_1}{r_0} + \frac{\dot{Y}_3}{\dot{Y}_2} \ln \frac{r_2}{r_1} + \ln \frac{r_2}{r_3} \right)} & r_2 < r < r_3 \end{cases} \quad (22)$$

3. Кабель Хохштедтера. Раньше такие кабели с секторными жилами, в которых электрическое поле в фазной изоляции приближается к радиальному, изготавливались на основе бумажной пропитанной изоляции. Они в целом характеризуются более высокими технико-экономическими показателями, чем аналогичные кабели с круглыми жилами в диапазоне рабочих напряжений 10-20 кВ, благодаря тому, что каждая секторная жила имеет проводящий экран из наложенной методом обмотки тонкой медной ленты (рис. 2).

Для уменьшения влияния микронеоднородностей и эффекта проволочности, по жиле и по изоляции (под проводящим медным экраном) в такой конструкции весьма желательно наложение полупроводящих слоев, одного или двух - в зависимости от конкретных условий. Главный недостаток Н-кабелей,

который сдерживал их широкое распространение в электроэнергетике - более сложная технология изготовления, требующая, в частности, наложения дополнительного медного экрана после операции сушки и пропитки применяемой бумажной изоляции. В связи с освоением отечественной промышленностью технологии одновременного наложения трехслойной шитой полимерной изоляции, появляется возможность изготовления Н-кабелей на гораздо более высоком технологическом уровне в диапазоне рабочих напряжений 10...20 или даже 35 кВ.

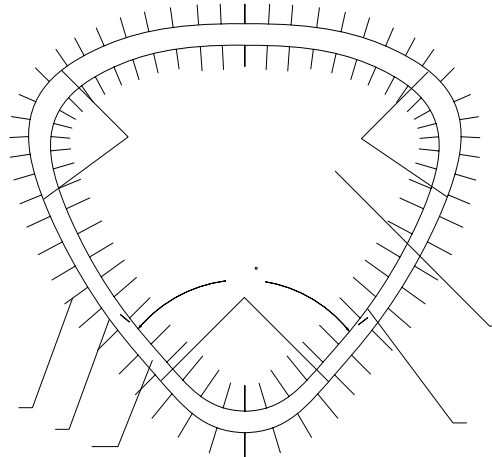


Рис. 2. Схема выполнения секторной токопроводящей жилы с двумя полупроводящими экранами в трехжильном Н-кабеле: 1 - металлическая секторная токопроводящая жила; 2 - полимерная фазная изоляция; экран по жиле (3) и изоляции (4) из проводящего полимера; 5 - экран из металлической ленты

С точки зрения расчета поля, в такой конструкции можно выделить три характерные области. Область *a* у двух боковых и одного внутреннего ребра сектора, область *b* на спинке сектора и область *c* на его плоском участке.

Если толщина изоляции намного меньше наибольшего поперечного размера сектора, что обычно хорошо выполняется на практике, то приближенно можно считать, что электрическое поле здесь такое же, как и поле между двумя коаксиальными цилиндрами. Так, в областях *a* радиус внутреннего цилиндра будет равен, соответственно, технологическому радиусу ребра сплошного сектора или радиусу проволоки наружного повива скрученного сектора, а радиус внешнего цилиндра - внутреннему радиусу медного экрана. В области *b* радиус внутреннего цилиндра равен радиусу спинки сектора, а внешний - внутреннему радиусу медного экрана на этом участке секторного профиля.

Распределение электрического поля в толще изоляции и полупроводящих экранов, как видно, здесь можно представить выражением (22).

Но в области *c* слой изоляции с полупроводящими экранами ограничен плоскими участками электродов и электрическое поле здесь приближенно можно считать таким же, как и поле плоского конденсатора с трехслойным диэлектриком. Однако, выражения для комплексной напряженности \dot{E}_m в толще диэлектри-

ка нельзя получить для этого случая из приведенных выше выражений при r_n , стремящемся к бесконечности. Здесь решение задачи можно получить, если уравнение (11) записать в декартовых координатах для одной только переменной x

$$\frac{d}{dx} \left(\dot{Y} \frac{d\phi}{dx} \right) = 0. \quad (23)$$

Отсюда сразу получается общее решение

$$\dot{Y} \frac{d\phi}{dx} = A, \quad (24)$$

интегрируя которое, в пределах от x_0 до x_n , с учетом граничных условий $\phi(x_0) = \dot{U}_m$, $\phi(x_n) = 0$, имеем

$$\int_{x_0}^{x_n} d\phi = \phi(x_n) - \phi(x_0) = A \int_{x_0}^{x_n} \frac{dx}{\dot{Y}}. \quad (25)$$

Подставив из (24) значение константы A в правую часть (25), запишем

$$-\dot{U}_m = -\dot{Y} E_m(x) \int_{x_0}^{x_n} \frac{dx}{\dot{Y}}, \quad (26)$$

откуда получаем решение уравнения (23) в квадратурах

$$\dot{E}_m(x) = \frac{\dot{U}_m}{\dot{Y} \int_{x_0}^{x_n} \frac{dx}{\dot{Y}}}. \quad (27)$$

Для того, чтобы получить решение в каждом однородном слое толщиной d_1, d_2, \dots, d_n с комплексной проводимостью $\dot{Y}_1, \dot{Y}_2, \dots, \dot{Y}_n$ соответственно, достаточно только представить интеграл в знаменателе (27) в виде суммы n интегралов в n кусочно-однородных областях диэлектрика, каждая из которых имеет толщину $d_i = x_i - x_{i-1}$, ($i = 1, 2, \dots, n$).

$$\dot{E}_m(x) = \frac{\dot{U}_m}{\dot{Y}_i \sum_{i=1}^n \int_{x_0}^{x_n} \frac{dx}{\dot{Y}_i}} = \frac{\dot{U}_m}{\dot{Y}_i \sum_{i=1}^n \frac{d_i}{\dot{Y}_i}}. \quad (28)$$

Отсюда получаем в развернутом виде

$$E_m(x) = \begin{cases} \frac{\dot{U}_m}{\dot{Y}_1 \left(\frac{d_1}{\dot{Y}_1} + \frac{d_2}{\dot{Y}_2} + \dots + \frac{d_n}{\dot{Y}_n} \right)} & x_0 < x < x_1 \\ \frac{\dot{U}_m}{\dot{Y}_2 \left(\frac{d_1}{\dot{Y}_1} + \frac{d_2}{\dot{Y}_2} + \dots + \frac{d_n}{\dot{Y}_n} \right)} & x_1 < x < x_2 \\ \dots & \dots \\ \frac{\dot{U}_m}{\dot{Y}_n \left(\frac{d_1}{\dot{Y}_1} + \frac{d_2}{\dot{Y}_2} + \dots + \frac{d_n}{\dot{Y}_n} \right)} & x_{n-1} < x < x_n \end{cases} \quad (29)$$

В частности, для интересующего нас случая трехслойного диэлектрика (рис. 3) выражение для

$E_m(x)$ можно записать так

$$E_m(x) = \begin{cases} \frac{\dot{U}_m}{\dot{Y}_1 \left(\frac{d_1}{\dot{Y}_1} + \frac{d_2}{\dot{Y}_2} + \frac{d_3}{\dot{Y}_3} \right)} & x_0 < x < x_1 \\ \frac{\dot{U}_m}{\dot{Y}_2 \left(\frac{d_1}{\dot{Y}_1} + \frac{d_2}{\dot{Y}_2} + \frac{d_3}{\dot{Y}_3} \right)} & x_1 < x < x_2 \\ \frac{\dot{U}_m}{\dot{Y}_3 \left(\frac{d_1}{\dot{Y}_1} + \frac{d_2}{\dot{Y}_2} + \frac{d_3}{\dot{Y}_3} \right)} & x_2 < x < x_3 \end{cases} \quad (30)$$

Иногда Н-кабель может иметь только один полупроводящий экран, например, только по изоляции или только по жиле. Как видно, для этого случая выражения для \dot{E}_m следует из (22) для участков на ребрах сектора и из (30) - для плоских участков. Полученное решение (30) при $n = 2$ в точности совпадает с решением задачи о распределении поля в двухслойном неидеальном диэлектрике в установившемся режиме при $t \rightarrow \infty$, полученным в [4] для плоского конденсатора. Это подтверждает правильность решения задачи.

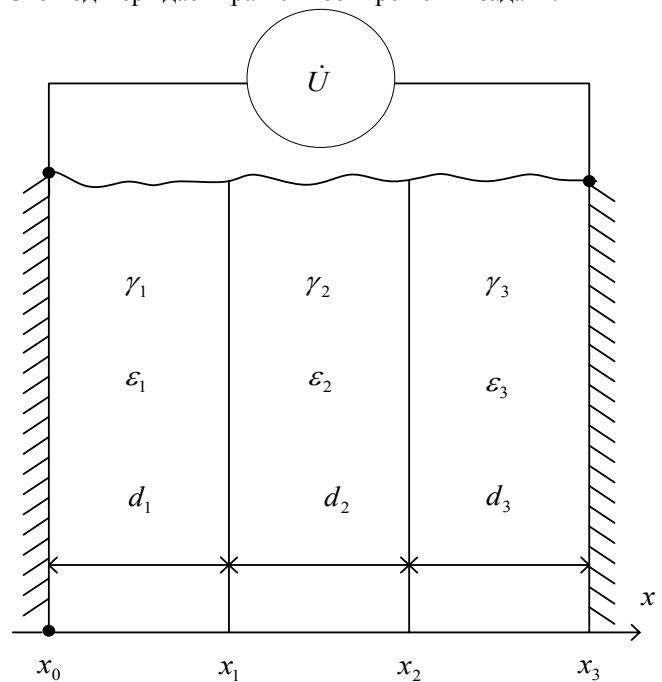


Рис. 3. Расчетная схема к определению поля в трехслойном неидеальном диэлектрике между плоскими электродами

4. Наконец рассмотрим случай расположения многослойного диэлектрика между цилиндрическими электродами, которые в поперечном сечении не являются геометрически подобными. Сюда относится характерный случай расчета поля в кабелях на напряжение 1...10 кВ с круглыми или секторными жилами, находящимися в общей металлической оболочке. Поскольку аналитическое решение уравнения (11) найти обычно не удастся, то необходимо его численное решение.

Методику численного решения подобных задач методом конечных элементов можно найти, например, в [6] и других работах авторов. В заключение заметим, что из полученных выше общих решений для случаев многослойного диэлектрика нельзя формально получить решение для частного случая однослойного диэлектрика. В самом деле, при $n = 1$ выражения (21) или (29) получаются не зависящими от комплексной проводимости слоя диэлектрика \dot{Y}_1 . Это обстоятельство связано с автомодельностью уравнения Лапласа, к которому сводится уравнение (11) для распределения одного и того же потенциала φ в однослойном диэлектрике. Нетрудно видеть, что топология поля будет одинаковой для распределения в диэлектрике как активной γE , так и реактивной $i\omega\epsilon E$ компоненты комплексного вектора плотности полного тока $\dot{I} = \gamma E + i\omega\epsilon E$. Интегрируя нормальную компоненту вектора плотности полного тока \dot{I}_n по контуру L поперечного сечения одного из электродов, имеем

$$\oint_L \dot{I}_n dl = \oint_L \gamma E dl + \oint_L i\omega\epsilon E dl = I_a + iI_p, \quad (31)$$

где I_a , I_p – соответственно, активная и реактивная компоненты полного тока, протекающего в системе электродов с однослойным неидеальным диэлектриком.

Отсюда находим тангенс угла диэлектрических потерь δ в диэлектрике

$$\operatorname{tg}\delta = I_a/I_p = \gamma/\omega\epsilon, \quad (32)$$

который в однородной среде, как и следовало ожидать, равен отношению активной и реактивной компонент ее комплексной проводимости \dot{Y} . В случае кусочно-однородного несовершенного диэлектрика с многими слоями, выражения для тангенса угла диэлектрических потерь получаются достаточно сложными. Однако, для рассмотренных выше случаев, допускающих аналитические решения, их всегда можно записать в явном виде, используя полученные выражения (21) и (29), для произвольного числа слоев n с произвольными комплексными проводимостями \dot{Y}_i в слоях.

ВЫВОДЫ

Найдено аналитическое решение задачи о распределении электрического поля в многослойном неидеальном диэлектрике, находящемся между двумя коаксиальными цилиндрами для случая стационарного электромагнитного процесса с учетом произвольных диэлектрических проницаемостей и активных проводимостей в слоях.

Получены зависимости для напряженности электрического поля в слоях неидеального диэлектрика для цилиндрической и плоской геометрии при произвольном количестве его слоев.

Результаты решения задачи для частных случаев могут быть использованы при расчете параметров многослойной кабельной изоляции, в первую очередь получающих все более широкое распространение высоковольтных кабелей с полиэтиленовой вулканизированной изоляцией и полупроводящими неметаллическими экранами в диапазоне рабочих напряжений 10-500 кВ.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бойко Н.И., Бондина Н.Н., Левченко Е.В., Михайлов В.М. Моделирование воздействия электрического поля на объекты, имеющие многослойную структуру // Электронное моделирование. – 2002. – 24, № 1. – С. 70-83.
- [2] Левченко Е.В., Михайлов В.М. Моделирование воздействия импульсного электрического поля на биологическую клетку // Электронное моделирование. – 2004. – 26, № 5. – С. 99-109.
- [3] Рудаков В.В., Рудаков С.В. Оптимизация конструкции коаксиального кабеля с многослойным диэлектриком // Электротехника и электромеханика. – 2004. – № 4. – С. 70-73.
- [4] Сканиви Г.И. Физика диэлектриков (область сильных полей). – М. – Л.: Гос. издат. физ.мат. лит.-ры. – 1958. – С. 20-27.
- [5] Ларина Э.Т. Силовые кабели и кабельные линии. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 368 с.
- [6] Шидловский А.К., Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н., Золотарев В.М., Карпушенко В.П., Антоненко Ю.А., Василец Л.Г. Моделирование и анализ неоднородных электрических полей в высоковольтных силовых кабелях // Техническая электродинамика. Тематический выпуск. Силовая электроника и энергоэффективность. – 2006, Ч. 1. – С. 96-105.

Поступила 18.12.2007

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ВЫХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭТАЛОНА РЭМП

Кравченко В.И., д.т.н., Князев В.В., к.т.н., Лесной И.П., Немченко Ю.С., Гирка Ю.Н.
НИПКИ "Молния" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко 47, НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ"
тел.(057) 707-61-33, факс (057) 707-68-68, E-mail: nipkimolnija@kpi.kharkov.ua

Разработан и построен "Исходный Эталон единиц максимальных значений напряжённостей импульсных электрического – вольт на метр (В/м) и магнитного – ампер на метр (А/м) полей" с наносекундным временем нарастания напряжённости электромагнитного поля амплитудой до сотен кВ/м и сотен А/м.

Розроблено і побудовано "Вихідний Еталон одиниць максимальних значень напруженості імпульсних електричного – вольт на метр (В/м) та магнітного – ампер на метр (А/м) полів" з наносекундним часом зростання напруженості електромагнітного поля амплітудою до сотень кВ/м та сотень А/м.

Исходный эталон единиц максимальных значений напряжённости импульсных электрического – вольт на метр (В/м) и магнитного – ампер на метр (А/м) полей (далее по тексту – Эталон РЭМП) создан в НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" с целью проведения метрологической аттестации нестандартизованных средств измерения (НСИТ), которые применяются как на экспериментальной базе (ЭБ) НИПКИ "Молния" - объекте национального достояния Украины, так и в других аналогичных организациях СНГ. Вышеуказанные НСИТ (более 100 типов), разработанные в НИПКИ "Молния", применяются для измерения выходных параметров мощных импульсных испытательных установок ЭБ (напряжённостей генерируемых ими электрических и магнитных полей), так и для измерения электромагнитных полей (ЭМП), проникающих внутрь технических средств (ТС), испытываемых на этих установках.

Краткие сведения об амплитудно-временном диапазоне (АВП) этих ЭМП приведены в табл. 1.

Таблица 1
Амплитудно-временной диапазон моделируемых ЭМП

Параметр ЭМП		Единицы измерения	Величина
Амплитудный диапазон	электрического поля	В/м	$10^{-1} - 10^5$
	магнитного поля	А/м	$10^{-3} - 10^4$
Длительность фронта		с	$5 \cdot 10^{-9} - 10^{-5}$
Длительность спада		с	$2 \cdot 10^{-7} - 10^{-1}$

Из этой таблицы видно, что СИТ используются в чрезвычайно широком АВД, и, казалось бы, нельзя найти при их проектировании общего знаменателя. Однако, метрологические характеристики (МХ) импульсных НСИТ не зависят от АВД СИТ, так как согласно [1] МХ – это, в первую очередь, форма и параметры переходной характеристики (ПХ) СИТ, а именно:

- время нарастания ПХ $T_n^{ПХ}$;

- постоянная времени спада ПХ $T_c^{ПХ}$;

- коэффициент преобразования $K_{пр}$.

В соответствии с общепринятой мировой практикой параметры ПХ должны соответствовать следующим критериям:

$$T_n^{ПХ} \leq \frac{T_{\phi}}{3} ; \quad (1)$$

$$T_c^{ПХ} \geq 10T_c ; \quad (2)$$

$$k_{y \min} = \frac{E_{0 \min}(H_{0 \min}) \cdot K_{пр}}{3} , \quad (3)$$

где T_{ϕ} , T_c – длительность фронта и спада измеряемых НСИТ импульсов ЭМП, с; $k_{y \min}$ – минимальная чувствительность осциллографа, В/дел; $E_{0 \min}$, $H_{0 \min}$ – напряжённость измеряемых электрического и магнитного полей, В/м, А/м; $K_{пр}$ – предполагаемый коэффициент преобразования НСИТ, В/(В/м), В/(А/м).

Исходя из требований (1) – (3) и данных таблицы 1 параметры ПХ НСИТ должны быть следующими:

- $T_n^{ПХ}$ – от $1,7 \cdot 10^{-9}$ с до $3,4 \cdot 10^{-6}$ с;

- $T_c^{ПХ}$ – от $2 \cdot 10^{-6}$ до 1 с;

- $K_{пр}$ – от $3 \cdot 10^{-6}$ В/(В/м), В/(А/м) для электрического и магнитного поля.

Таким образом отсюда вытекают требования к установкам для экспериментального определения параметров ПХ НСИТ – поверочным установкам (ПУ); а именно ПУ должны генерировать высокостабильные и точно контролируемые импульсы ЭМП, в идеальном случае, со следующими характеристиками:

- амплитудный диапазон ПХ должен лежать в пределах от единиц В/м и мА/м до сотен кВ/м и сотен А/м;

- длительность фронта $T_{\phi}^{ПУ} \leq \frac{T_n^{СИТ}}{3}$;

- длительность спада $T_c^{ПУ} \gg T_c^{СИТ}$;

- габариты рабочего объёма ПУ во всех направлениях должны в несколько раз (не менее 3) превышать габариты аттестуемого НСИТ;

- нестабильность выходных характеристик ПУ $\leq 1\%$ за период проведения аттестации НСИТ.

Этим требованиям может удовлетворить только Эталон импульсного ЭМП [2]. Такой Эталон и был создан в рамках работ по объекту национального достояния Украины при полной поддержке Министерства науки и образования Украины за период с 2002 по 2005 годы.

Кроме вышеперечисленных причин, острая необходимость в создании собственного Эталона вызвана ещё и отсутствием в Украине нужных нам ПУ. Ближайший аналог нашего Эталона имеет только РФ – Государственный специальный эталон единиц напряжённости импульсных электрических и магнитных полей, созданный ещё в СССР и хранящийся во ВНИИОФИ Госстандарта РФ.

Наш Эталон создан в качестве рабочего или вторичного эталона ИЭМП, но, так как он обладает наивысшей точностью для ПУ аналогичного назначения в Украине, то в соответствии с [3] он автоматически получает статус Исходного Эталона Украины (шифр Эталон РЭМП).

Общий вид Эталона РЭМП приведён на рис. 1, а его структурная схема – на рис. 2 [4], где ЭСИ – эталон субнаносекундных импульсов ЭМП; ЭНИ – эталон наносекундных импульсов ЭМП; ПКУ – пульт

контроля и управления; ПВУ – повысительно-выпрямительное устройство; ГСИ – генератор ступенчатых импульсов; ГЭИ – генератор экспоненциальных импульсов; КПП – коаксиально-полосковый переход; ПЛ-24 – полосковая линия с расстоянием между пластинами 0,24 м; ПЛ-48 – полосковая линия с расстоянием между пластинами 0,48 м; СН – согласующая нагрузка; ОИК – образцовый измерительный комплекс; УВД- установка высокого давления; Р – регистраторы; ЭИК – экранированная измерительная кабина.



Рис. 1. Общий вид Эталона РЭМП

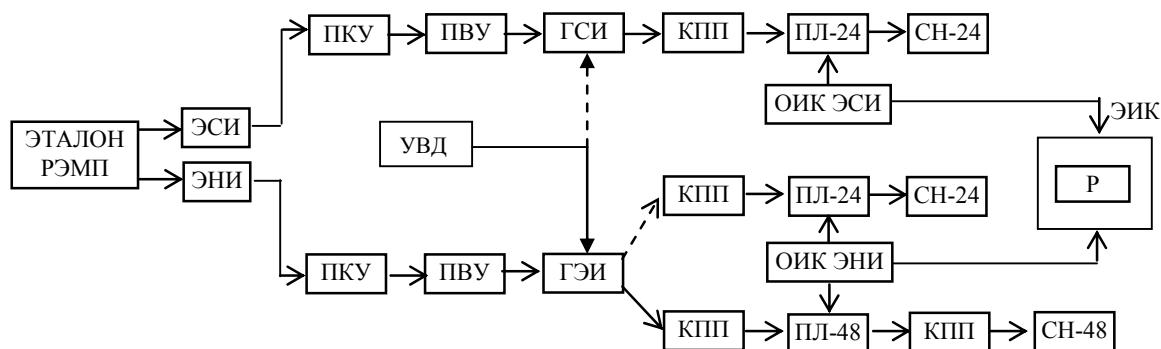


Рис. 2. Структурная схема Эталона РЭМП

Эталон РЭМП – это высоковольтный импульсный источник питания, разряжаемый на ЭМП – полеобразующую систему такого вида, что бы структура и параметры ЭМП в ней можно было легко анализировать, измерять и рассчитывать.

В качестве образцовых полеобразующих систем в Эталоне РЭМП применяются симметричные замкнутые полосковые линии (ПЛ) (ПЛ-24 для Эталона ЭСИ и ПЛ-48 для эталона ЭНИ), где цифрами обозначено расстояние в сантиметрах между электродами.

В согласованной ПЛ создаётся плоская бегущая волна ЭМП, вектора которой показаны на рис. 3 [5].

Измерение параметров аттестационного ЭМП в рабочем объёме Эталона проводится образцовым измерительным комплексом, состоящим из трёх СИТ (рис. 4).

Форма ЭМП показана на рис. 5.

По результатам первичной метрологической аттестации Эталона РЭМП, проведённой сотрудниками ВНИИОФИ Госстандарта РФ путём переноса единиц измерения ЭМП с Государственного специального эталона единиц напряжённости импульсных электрических и магнитных полей РФ получены следующие характеристики:

- время нарастания импульсов ЭМП приведено в табл. 2.

Таблица 2

Рабочая зона	T _{фр имп} Е, нс		T _{фр имп} Н, нс	
	1 режим	2 режим	1 режим	2 режим
ПЛ-24	8,8 ± 0,3	0,66 ± 0,03	8,1 ± 0,4	-
ПЛ-48	9,5 ± 0,3	2,1 ± 0,1	8,3 ± 0,4	-

Время нарастания импульсов ЭМП в Эталоне РЭМП

- диапазон амплитудных значений воспроизводимых импульсов напряженностей электрического и магнитного полей составляет:

в режиме 1: $E_1 = (4 \div 200)$ кВ/м;

$H_1 = (10 \div 500)$ А/м

в режиме 2: $E_2 = (0,003 \div 120)$ кВ/м;

$H_2 = (7,5 \times 10^{-3} \div 320)$ А/м

- постоянная времени спада воспроизводимых импульсов напряженностей электрического и магнитного полей на уровне 0,367 от амплитуды в режиме 1 составляет: (127 ± 7) мкс, доверительная вероятность $P = 0,95$.

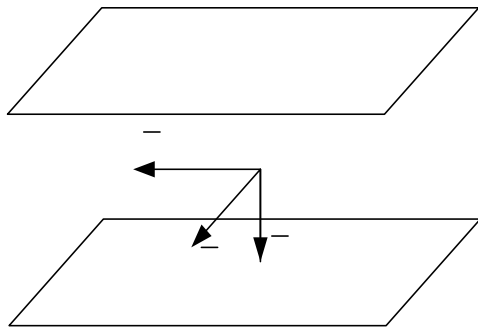
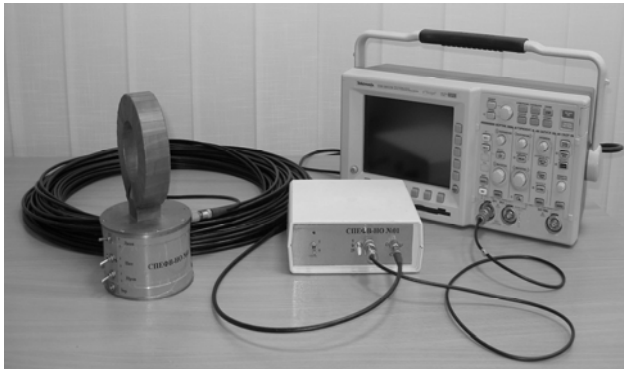
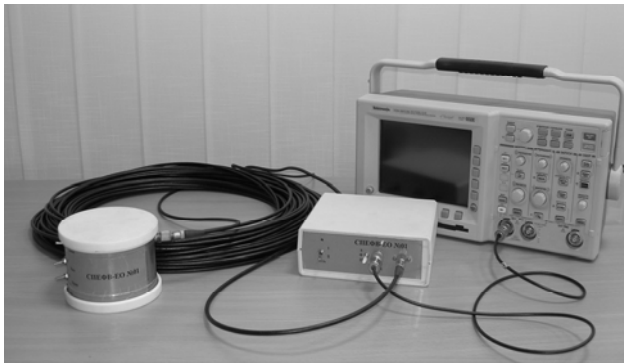


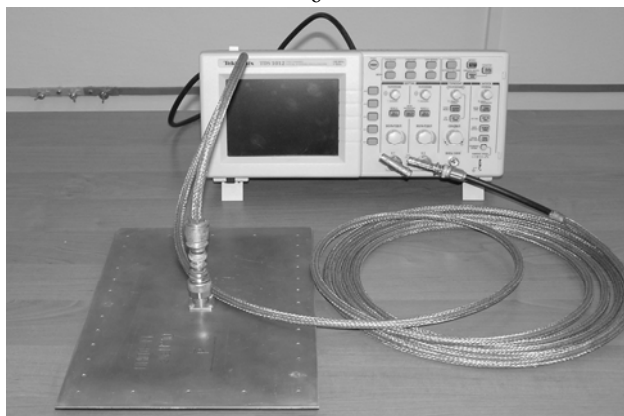
Рис. 3. Структура поля в полосковой линии



а

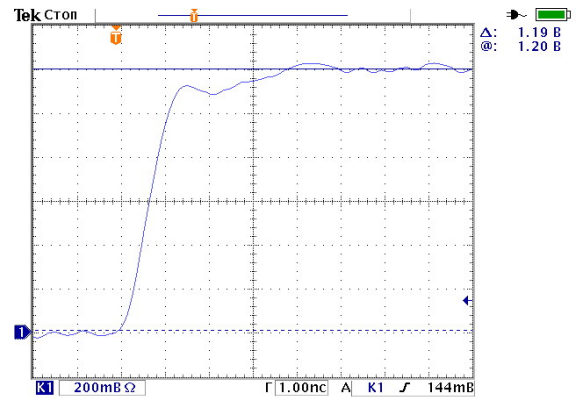


б

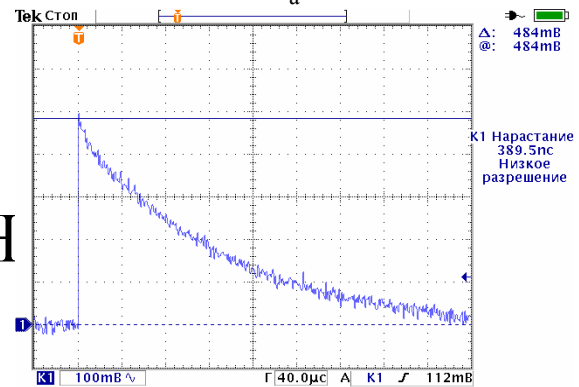


в

Рис. 4. Измерительный комплекс Эталона РЭМП:
а – измеритель магнитного поля с оптической линией передачи информации; б – измеритель электрического поля с оптической линией передачи информации; в – измеритель электрического поля с кабельной линией передачи информации

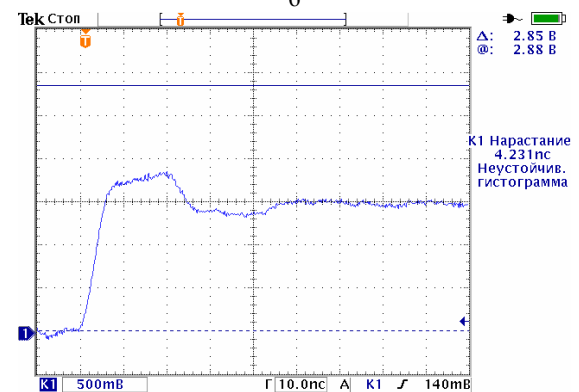


14 Мар 2007
14:36:20

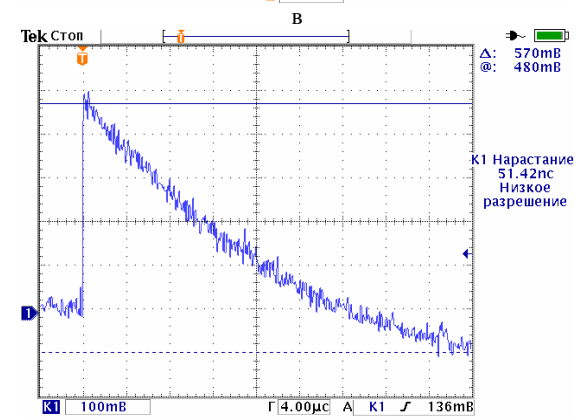


H

27 Мар 2007
11:01:13



28 Мар 2007
11:43:06



28 Мар 2007
11:26:59

Рис. 5. Форма поля в Эталоне РЭМП:
а, б – фронт и спад импульса электрического поля;
в, г – фронт и спад магнитного поля

Таким образом, выходные параметры Эталоны РЭМП полностью соответствуют вышеперечисленным требованиям к ПУ.

Последнее требование к ПУ, а именно – высокая стабильность выходных параметров была определена нами в период опытной эксплуатации Эталоны РЭМП в 2005 – 2007 годах [6].

Факторы, влияющие на выходные характеристики Эталоны РЭМП, можно условно разделить на действующие в течение одной серии испытаний и действующие в течение межповторного интервала.

К кратковременным факторам можно отнести изменение температуры окружающей среды, давления в коммутаторах ЭНИ и ЭСИ и колебания сетевого напряжения питания.

Анализ нестабильности выходных параметров Эталоны РЭМП проводился на основе экспериментов, то есть снимались осциллограммы выходных импуль-

сов ЭМП за длительный период, и по ним определялись отличия во временных и амплитудных характеристиках Эталоны РЭМП. Результаты анализа приведены в табл. 3.

В этой таблице даны значения длительности фронта $T_{Э0}$ полученные с помощью электронного осциллографа Tektronix TDS 3052B, который имеет собственное время нарастания переходной характеристики $T_{ПХ(Э0)}$ равное 0,7 нс. Для определения истинного времени нарастания импульса напряжённости электрического поля $T_{и}$ необходимо воспользоваться формулой:

$$T_{и} = \sqrt{T_{Э0}^2 - T_{ПХ(Э0)}^2}, \quad (4)$$

где $T_{Э0}$ – длительность фронта импульса на экране осциллографа; $T_{ПХ(Э0)}$ – время нарастания переходной характеристики осциллографа (указано в паспорте на него).

Таблица 3

Стабильность характеристик Эталоны РЭМП

Параметр	$t, ^\circ\text{C}$	$U_{\text{зар}}^{\text{min}}, \text{кВ}$		$U_{\text{зар}}^{\text{cp}}, \text{кВ}$		$U_{\text{зар}}^{\text{max}}, \text{кВ}$	
		ПЛ-24	ПЛ-48	ПЛ-24	ПЛ-48	ПЛ-24	ПЛ-48
$E_{\text{вых}}^{\text{max}}, \text{кВ/м}$	18	13,77	25,75	27,2	48,96	49,8	70,12
	22	13,28	25,50	27,17	48,55	49,65	69,74
$T_{\phi}^{0,1-0,9}, \text{нс}$	18	0,97	9,61	0,97	9,60	0,94	9,51
	22	0,97	9,57	0,95	9,55	0,96	9,53
$T_{\phi}^{0,1-0,8}, \text{нс}$	18	0,71	6,50	0,72	6,52	0,72	6,53
	22	0,72	6,51	0,72	6,51	0,71	6,51

Анализ данных, приведённых в таблице 3, показывает, что при росте температуры наблюдается незначительное (менее 1%) падение максимальной амплитуды, а так же, в большинстве случаев, изменение фронтов импульсов (до 0,05 нс). Такая зависимость наблюдается при всех уровнях зарядного напряжения. Колебания выходных характеристик отражены в табл. 4.

Таким образом, можно утверждать, что изменение температуры и зарядного напряжения в пределах определённых при последней метрологической аттестации, не имеют значительного влияния на выходные характеристики Эталоны РЭМП.

Таблица 4

Анализ стабильности работы Эталоны РЭМП

Параметр	ПЛ-24	ПЛ-48
Изменение амплитуды $E_{\text{max}}, \%$	0,4 – 0,6	0,6 – 0,86
Изменение времени нарастания $T_{\phi}, \%$	0,3 – 0,9	0,2 – 0,8

Проводилось изучение зависимости напряжённости электрического поля от уровня напряжения питания, в процессе которого напряжение питающей сети изменялось от 200 до 240 В при постоянной температуре. В результате экспериментов изменений временных характеристик получаемых импульсов не наблюдалось. Единственным отличием осциллограмм на разных уровнях напряжения питания трансформатора было различие в амплитуде.

Из теории полосковых линий [5] известно, что максимальная напряжённость электрического поля в

согласованных ПЛ рассчитывается по упрощенной формуле:

$$E_{\text{max}} = \frac{U_{\text{пл}}}{h}, \quad (5)$$

где $U_{\text{пл}}$ – напряжение между электродами ПЛ, кВ; h – расстояние между электродами, м.

Так как зависимость между напряжённостью электрического поля и напряжением между электродами ПЛ (которое, в свою очередь, прямо пропорционально напряжению питания) линейна, то естественно амплитуда напряжённости электрического поля будет возрастать с ростом амплитуды напряжения питания ПВУ (рис. 6 и 7).

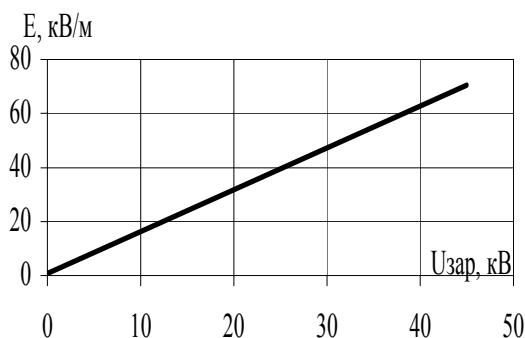


Рис. 6. График зависимости напряжённости электрического поля в ПЛ-48 от зарядного напряжения генератора экспоненциальных импульсов

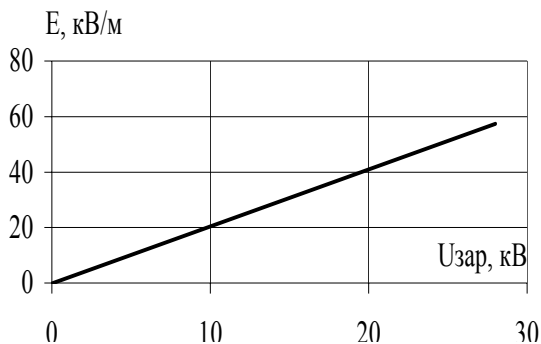


Рис. 7. График зависимости напряжённости электрического поля в ПЛ-24 от зарядного напряжения генератора ступенчатых импульсов

Таким образом, для исключения этого фактора, негативно влияющего на стабильность выходных характеристик Эталона, были приняты два решения:

1) Установить в ПКУ Эталона РЭМП электронный стабилизатор напряжения типа Б2–3.

2) В течение всей работы Эталона поддерживать постоянное зарядное напряжение по штатному цифровому вольтметру Эталона типа В2–22.

В результате исследований было доказано, что, если исключить колебания напряжения питания путём установки в цепь питания электронного стабилизатора, то при установке и контроле зарядного напряжения и давления в газовом оборудовании наблюдающиеся изменения характеристик находятся в пределах допустимых свидетельством о метрологической аттестации (до 1% по амплитуде и до 0,1 нс по времени нарастания импульсов).

К изменениям, имеющим длительный характер, относятся трансформации в высоковольтном и измерительном оборудовании. Если эти изменения и имеют место, то их влияние на выходные характеристики Эталона РЭМП замечены не были.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты метрологической аттестации и последующий опыт эксплуатации Эталона РЭМП показали его полную пригодность, как высокостабильного образцового источника импульсных ЭМП, для проведения метрологической аттестации НСИТ как ЭБ НИПКИ "Молния", так и НСИТ аналогичных установок СНГ.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] ГОСТ 8.256–77. Государственная система обеспечения единства измерений. Нормирование и определение динамических характеристик аналоговых средств измерения. Основные положения.
- [2] Техническое задание на разработку и создание Эталона РЭМП от 18.05.2003 г.
- [3] ДСТУ 3231-95. Метрологія. Еталони державні та вторинні одиниць вимірювань. Основні положення, порядок розроблення, затвердження реєстрації, зберігання та застосування.
- [4] Исходный Эталон единиц максимальных значений напряжённости импульсных электрического – вольт на метр (В/м) и магнитного – ампер на метр (А/м) полей. Руководство по эксплуатации. Эталон РЭМП-000.000.000 РЭ.
- [5] Ковалёв И.С. Конструирование и расчёт полосковых устройств. М., 1974, 296 л. с ил.
- [6] Кравченко В.И., Немченко Ю.С., Танцура А.И., Гирка Ю.Н. Экспериментальное исследование стабильности выходных характеристик Эталона РЭМП// Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут".-Харків: НТУ "ХПІ".-2007.-№20.-С. 3-13.

Поступила 05.11.2007

РЕЗОНАНСНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ КОРОТКИХ ОТРЕЗКОВ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ КАБЕЛЕЙ

Кравченко Ю.В., Набока Б.Г., д.т.н., Рудаков В.В., д.т.н.
НИПКИ "Молния" Национального технического университета
"Харьковский политехнический институт"
Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко 47, НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ"
тел.(057) 70-76-289, факс (057) 70-76-133, E-mail:valrudakov@kpi.kharkov.ua

Антонец Ю.А., к.т.н., Золотарев В.М., к.т.н., Карпушенко В.П., к.э.н.
ЗАО Завод "Южкабель"
Украина, 61099, Харьков, ул. Автогенная, 7
тел./факс (0572) 94-68-30, 94-68-40, 93-80-03, E-mail:zavod@yuzhcable.com.ua

Реалізована резонансна схема для випробування коротких зразків високовольтних кабелів шляхом введення до складу схеми додаткового конденсатора, що підключається паралельно відрітку кабелю, що випробовується. Приведені розрахунки і конструкція додаткового конденсатора на основі комбінованого паперово-плівкового діелектрика.

Реализована резонансная схема для испытания коротких образцов высоковольтных кабелей путем введения в состав схемы дополнительного конденсатора, который подключается параллельно испытываемому отрезку кабеля. Приведены расчет и конструкция дополнительного конденсатора на основе комбинированного бумажно-пленочного диэлектрика.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Испытания кабельных изделий разделяются на два основных вида: контрольные (приемо-сдаточные) и типовые [1]. Контрольным испытаниям подвергается каждая строительная длина кабеля. Типовые испытания производятся на коротких отрезках кабеля с целью определения электрической прочности, исследования срока службы, испытания новых разработок, а также при поставке Заказчику высоковольтных кабелей с укороченной строительной длиной.

Для испытания кабелей напряжением выше 35 кВ применяют специальные установки высокого напряжения в виде каскадов трансформаторов или резонансные схемы [1]. Последние позволяют существенно увеличить номинальную мощность испытательной установки. Резонансные испытательные схемы применяют также для испытания на переменном напряжении других изделий – конденсаторов, КРУЭ и других испытываемых образцов с емкостным характером нагрузки.

На заводе ЗАО "Южкабель" с 2002 г. начат выпуск высоковольтных кабелей с полиэтиленовой изоляцией на 110 кВ. Высоковольтные испытания этих кабелей производятся на высоковольтной испытательной резонансной системе камерного типа TSR 175/100/75-1500 фирмы Hipotronics, позволяющей получать на емкостной нагрузке 7,8-156 нФ переменное напряжение 0÷175 кВ при мощности 1500 кВА [2]. Установка также позволяет проводить измерения частичных разрядов (ЧР) с чувствительностью по интенсивности ЧР менее 2 пикокулон. Опыт эксплуатации установки показал, что на коротких отрезках кабелей (малая нагрузочная емкость) не достигается необходимого значения испытательного напряжения при всех возможных регулировках элементов испытательного оборудования.

Эту задачу можно решить проводя испытания с параллельно включенными короткими отрезками кабелей, что весьма технологически проблематично. Поэтому лучшим решением является включение параллельно испытываемому отрезку кабеля базовой емкости, позволяющей в сумме с емкостью кабеля обеспечить условия резонанса и достичь необходимого значения испытательного напряжения.

Цель работы. Исследование возможности уменьшения длин испытываемых высоковольтных кабелей путем модернизации испытательной установки TSR 175/100/75-1500 и практическая реализация этой возможности.

ПРИНЦИП РАБОТЫ РЕЗОНАНСНОЙ СХЕМЫ

Эквивалентная электрическая схема резонансного испытательного контура представлена на рис.1.

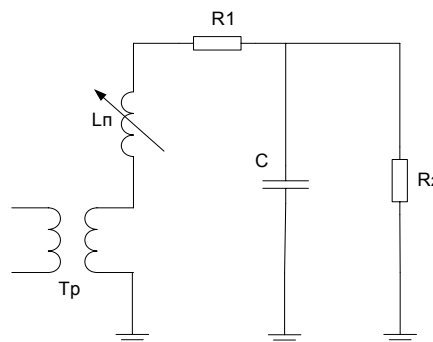


Рис. 1. Упрощенная эквивалентная электрическая схема испытательной установки

В схеме вторичная обмотка резонансного трансформатора T_p присоединена к дросселю с регулируемой индуктивностью L_p и последовательно включенной испытываемой емкости C . Сопротивление R_1 представляет собой сумму активных сопротивлений обмоток: вторичной трансформатора и дросселя. Сопротив-

ление R_2 – это суммарное активное сопротивление измерительного делителя напряжения и емкости C . Значение индуктивности L_{Π} выбирают так, чтобы имел место резонанс напряжений в схеме: емкость C – суммарная индуктивность L_{Π} и вторичной обмотки трансформатора – $L_{\text{ТР}}$. В этом случае мощность питающего трансформатора и дросселя резко снижаются, а при пробое изоляции объекта C установка мгновенно выходит из резонанса, благодаря чему разрушения в изоляции оказываются небольшими. Частота колебаний ω резонансного контура составит:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C(L_{\Pi} + L_{\text{ТР}})}}. \quad (1)$$

Из этого следует, что настройка контура в резонанс при постоянной частоте действующего сетевого напряжения 50 Гц возможна путем изменения индуктивности L_{Π} или емкости C . В существующих испытательных установках используется настройка резонансного контура с помощью переменной индуктивности L_{Π} .

По этому принципу на заводе "Южкabelь" установлена и работает установка TSR 175/100/75-1500.

УСТРОЙСТВО УСТАНОВКИ TSR 175/100/75-1500

Установка [2] состоит из разделительного трансформатора 1, DSIT – 37,5; силового электрического шкафа 2 (в составе которого находятся: главный силовой автоматический выключатель – 2а; регулятор напряжения – 2в, VRSR-37,5; высоковольтный двухпозиционный контактор – 2с; низковольтный сетевой фильтр LVF-37,5 – 2д); возбуждающего трансформатора 3, EXC2.5/1.875/1.25-37,5; высоковольтного реактора 4, R175/100/75-1500; высоковольтного фильтра 5, 2L200-20; масляных FET-75 или водяных СТТС250 кабельных вводов 6; объекта испытаний 7; блока управления 8; детектора ЧР 9, DDX-7000SL-R-A (рис. 2).

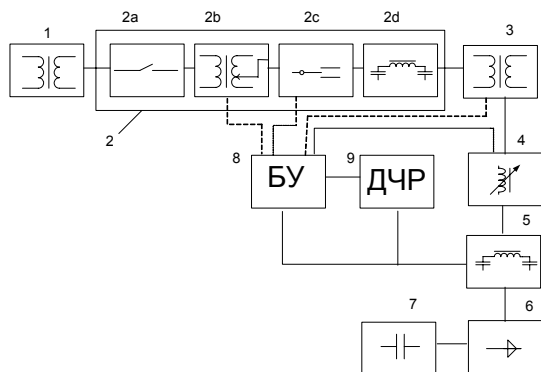


Рис. 2. Состав испытательной установки

Разделительный трансформатор 1 гальванически развязывает испытательную систему от контуров заземления цеховой электросети и ослабляет высокочастотные шумы в системе питания. Как первичная, так и вторичная обмотки экранированы с присоединением экранов через изолированные проходные выводы с контуром заземления испытательной системы. Катушки выполнены из провода, покрытого дополни-

тельным слоем бумаги для защиты от бросков напряжения. Катушки с сердечником расположены в стальной заземленной камере, заполненной изоляционным маслом. Разделительный трансформатор дает ослабление более 10 дБ.

Регулятор напряжения VRSR-37,5 (37,5кВА) используется для регулирования напряжения на выходе возбуждающего трансформатора. Управление регулятором осуществляется электроприводом с панели управления. Регулятор позволяет плавно регулировать напряжение (с разрешением лучше 1%). Обмотка регулятора залита эпоксидной смолой с шлифованными и покрытыми никелем контактными витками. Входное напряжение 480 В, выходное – 0÷480В, цикл нагрузки – 1 час непрерывной работы /1 час отключение – 8 раз в течение дня.

Высоковольтный двухпозиционный контактор обеспечивает соединение выхода регулятора напряжения с испытательной системой. Он может быть включен только в том случае, если все внешние блокировки замкнуты и регулятор напряжения находится в нулевом состоянии. Контактор может быть разомкнут либо вручную посредством нажатия кнопок на пульте, либо по сигналу схемы определения дугового разряда, регистрирующей неисправность в объекте испытания.

Низковольтный фильтр LVF-37,5 обеспечивает ослабление помех при измерении частичных разрядов. Помехи могут проникать из системы электропитания в высоковольтную измерительную систему. Ослабление составляет более чем 40дБ в диапазоне 30 кГц÷1 МГц (рис. 3).

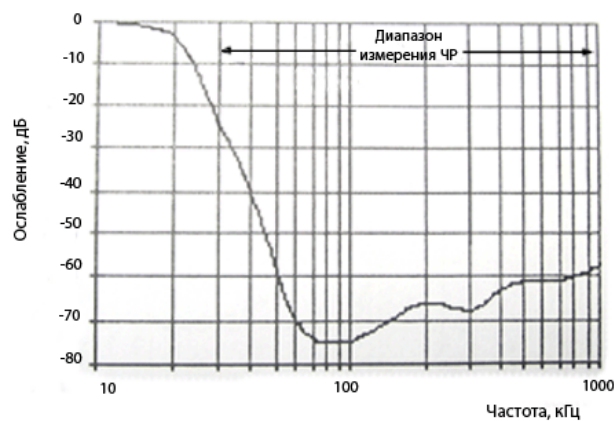


Рис. 3. Ослабление помех низковольтным фильтром

Возбуждающий трансформатор EXC2.5/1.875/1.25-37,5 служит для повышения напряжения и обеспечения активной мощности, требуемой при проведении испытаний.

Также возбуждающий трансформатор обеспечивает гальваническую развязку и электростатическое экранирование высоковольтной измерительной системы от цепей электропитания. Обмотки трансформатора экранированы для снижения электрических помех, проникающих через трансформатор, что улучшает качество измерения ЧР. Вторичная обмотка рассчитана на полную мощность 1500 кВА. На выходе трансформатора включен разрядник для защиты от

перенапряжений. Он обеспечивает защиту трансформатора, регулятора и цепей управления от перенапряжений в момент гашения дуги после пробоя испытуемого образца.

Высоковольтный реактор R175/100/75-1500 (рис. 4) является основным индуктивным элементом резонансной испытательной схемы и позволяет в автоматическом режиме изменять индуктивность L_{Π} резонансного контура (рис. 1). Реактор расположен в стальной, заземленной камере, заполненной изоляционным маслом и имеющей выходной изолятор конденсаторного типа. Сердечник выполнен из высококачественных листов трансформаторной стали кремнистого типа с воздушными зазорами на обоих плечах сердечника. Нижняя часть сердечника с двумя параллельно соединенными высоковольтными катушками установлена в неподвижном положении. Верхняя часть сердечника присоединена к валам червячных передач, проходящим через верхнюю стенку камеры и соединенными с электроприводом. При этом меняется воздушный зазор сердечника, а в результате и индуктивность реактора. Воздушные зазоры выполнены таким образом, что при любом положении подвижной части сердечника они остаются внутри катушек. Крайние значения индуктивности соотносятся как 20:1 в пределах линейного участка характеристики. Уровень низкочастотных шумов составляет менее 80 дБ.

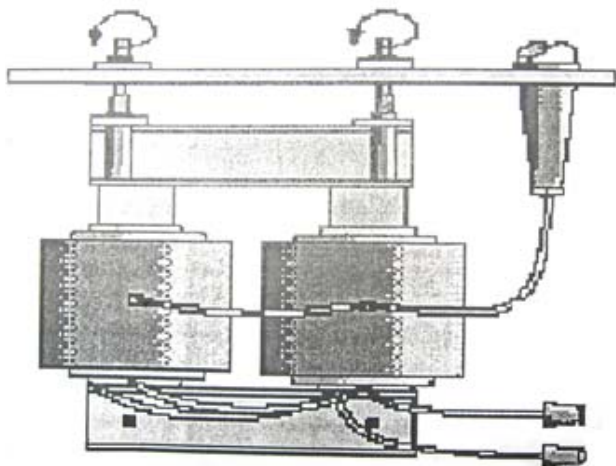


Рис. 4. Высоковольтный реактор R175/100/75-1500

Индуктивность катушки реактора с зазором в ферромагнитном сердечнике приблизительно равна:

$$L = \frac{\mu_0 W^2 A}{l}, \quad (2)$$

где μ_0 – абсолютная магнитная проницаемость; A – площадь пронизываемой магнитным потоком поверхности; W – количество витков; l – длина зазора.

Анализ выражения (2) показывает, что управление индуктивностью на практике возможно только путем изменения количества витков (путем установки стационарных дискретных ответвлений) или путем изменения длины зазора в магнитной цепи. В реакторе применены оба способа регулирования индуктивности.

Высоковольтный фильтр 2L200-20 (рис. 5) состоит из 3-х ступеней и предназначен для ослабления высокочастотных сигналов и измерения высокого напряжения, поскольку в последнюю ступень встроен

делитель напряжения. Ослабление более чем 40дБ в диапазоне частот 15кГц÷500кГц (рис. 6). В конденсаторах фильтра используется конденсаторная бумага и полипропиленовая пленка. Катушки фильтра защищены от поверхностных пробоев встроенными внутренними искровыми промежутками.



Рис. 5. Участок испытательного поля с высоковольтным фильтром и кабельным вводом

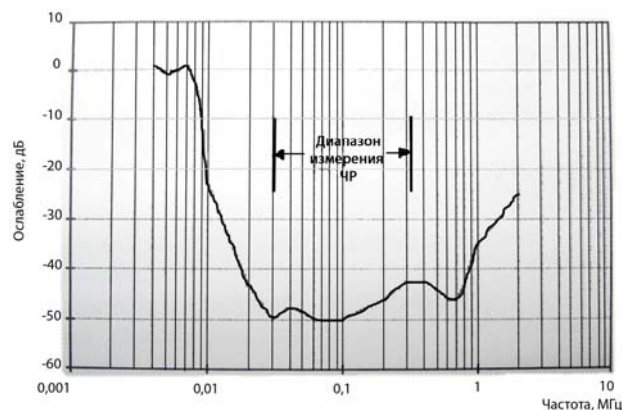


Рис. 6. Ослабление помех высоковольтным фильтром

ХАРАКТЕРИСТИКИ СОВРЕМЕННЫХ КАБЕЛЕЙ ВЫСОКОГО НАПЯЖЕНИЯ И ОСОБЕННОСТИ ИХ ИСПЫТАНИЙ

Высоковольтные силовые кабели с пластмассовой изоляцией предназначены для передачи электроэнергии переменного тока и выпускаются на напряжения от 110 кВ и выше. В таблице 1 приведены основные геометрические и электрические характеристики выпускаемых на ЗАО "Южкабель" высоковольтных кабелей на 110 кВ. Близкие характеристики имеют кабели, выпускаемые на других заводах СНГ [3]. Методика расчета электрических характеристик приведена в работе [4].

Анализ таблицы показывает, что выпуск кабелей большой строительной длины проблематичен из-за большого радиуса изгиба (около 1 метра) и большого диаметра кабеля. Поэтому, как правило, строительная длина кабеля не превышает 500м. Завод "Южкабель" выпускает высоковольтные кабели на 110 кВ с сечением токопроводящей жилы 240÷800 мм², наружным диаметром кабеля 64÷80 мм и электрической емкостью до 0,23 мкФ/км. При этом максимальная емкость кабелей длиной 500м не превышает 75÷116 нФ. При

испытании коротких отрезков кабелей от 180 до 500 м, емкость будет изменяться в пределах $42 \div 116$ нФ (табл. 2).

Таблица 1
Характеристики высоковольтных кабелей на 110 кВ, выпускаемых на ЗАО "Южкбель"

Сечение шины, мм ²	Наружный диаметр кабеля, мм	Минимально допустимый радиус изгиба, мм	Сопротивление постоянному току, Ом/км алюминиевая жила	Индуктивность, мГн/км	Емкость, мкФ/км
240	64	1024	0,125	0,458	0,151
300	67	1072	0,1	0,440	0,161
350	68	1088	0,089	0,430	0,168
400	70	1120	0,0778	0,418	0,175
500	74	1184	0,0605	0,398	0,19
630	75	1200	0,0469	0,376	0,214
800	80	1280	0,0367	0,360	0,233

Таблица 2
Емкости и длины отрезков кабелей

Сечение жилы, мм ²	Диапазон емкостей кабеля, нФ	Диапазон длин испытываемых кабелей, м
240	42÷75	280÷500
300	43÷80	270÷500
350	42÷84	250÷500
400	42÷87	240÷500
500	42÷95	220÷500
630	43÷105	200÷500
800	42÷116	180÷500

В соответствии с технической документацией приемо-сдаточные испытания кабелей на 110 кВ переменным напряжением частоты 50 Гц осуществляется при испытательном напряжении 160 кВ в течение 30 минут. По паспортным данным установки TSR 175/100/75-1500 возможно проведение испытаний кабелей, имеющих емкость от 7,8 нФ до 156 нФ. Нетрудно, по формуле (1), определить, что индуктивность реактора в резонансном режиме работы составляет соответственно от 1300 Гн до 65 Гн (индуктивность трансформатора T_r намного меньше и ее значением пренебрегаем). С целью проверки работоспособности испытательного оборудования проведены измерения высокого напряжения на отрезках кабеля различной емкости. При этом настройка оборудования в резонансном режиме проводилась при соединении его отводов, соответствующих выходному напряжению трансформатора T_r , равному 175 кВ. Результаты измерений представлены на рис. 7.

Анализ результатов показывает, что требуемое испытательное напряжение достигается при емкостях кабеля 104 нФ и выше, т.е. на длинах кабелей, близких к строительной. Для коротких отрезков кабелей с емкостью менее 104 нФ невозможно достичь испытательного напряжения 160 кВ с помощью типовых настроечных режимов испытательной схемы. Поэтому при испытании коротких кабелей необходимо увеличивать емкость нагрузки путем параллельного под-

ключения дополнительной нагрузочной емкости. Поскольку минимальная нагрузочная емкость кабеля может составлять 42 нФ, то дополнительная емкость должна быть равна не менее 62 нФ. Так как в составе установки имеется стационарная нагрузочная емкость 12 нФ, включенная параллельно испытываемому образцу кабеля, то в состав испытательной схемы необходимо ввести дополнительный нагрузочный конденсатор емкостью 50 нФ с номинальным напряжением не ниже 160 кВ.

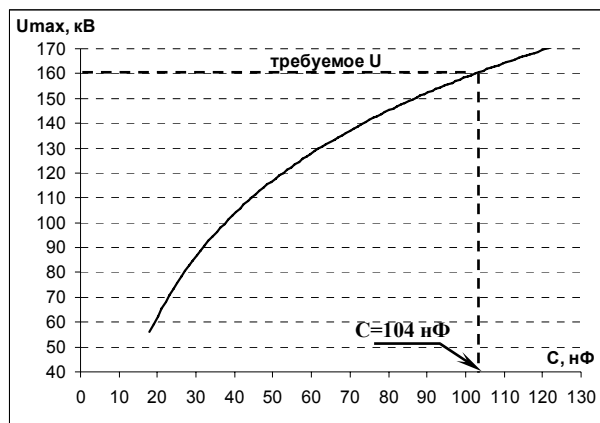


Рис. 7. Зависимость максимально достигаемого испытательного напряжения от емкости в резонансном режиме работы

В соответствии с рис. 7 кабели, имеющие емкость от 104 до 156 нФ можно испытывать без дополнительных нагрузочных емкостей. Кабели, имеющие емкость от 92 до 144 нФ можно испытывать со стационарной емкостью 12 нФ, включенной параллельно кабелю. Кабели, имеющие емкость от 54 до 106 нФ, при испытаниях можно включать параллельно с дополнительной нагрузочной емкостью 50 нФ, а при емкостях кабелей от 42 нФ до 54 нФ дополнительно параллельно включать и стационарную емкость 12 нФ. Таким образом, при удельной емкости кабелей $0,15 \div 0,23$ мкФ/км можно проводить испытания кабелей длиной от 180 до 1000 м.

ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ НАГРУЗОЧНАЯ ЕМКОСТЬ

В качестве диэлектрика в дополнительной емкости применена конденсаторная бумага МКОН-1 (плотность 1 г/см^3 , ширина 280 мм, толщина листа 10 мкм) с малыми диэлектрическими потерями (тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta = 0,0013$) и двухосью ориентированная полипропиленовая пленка (плотность $0,92 \text{ г/см}^3$, ширина 275 мм, толщина листа 12 мкм) с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 2,25$ и тангенсом угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta = 2,5 \cdot 10^{-4}$ [5]. Слои конденсаторной бумаги перемежаются со слоями пленки. Бумага в такой системе используется как диэлектрик, обладающий высокой электрической прочностью, и как фитиль, втягивающий пропитывающую жидкость в прослойки между пленками и обеспечивающий хорошую пропитку в отсутствии газовых включений в изоляции. В качестве пропитывающей жидкости использовано нефтяное масло, электрическая прочность которого в стандартном разряднике составила 70 кВ. При этом

относительная диэлектрическая проницаемость бумаги составляет $\epsilon=4,0$, а тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg}\delta=0,004$. Обкладки конденсатора выполнены из алюминиевой фольги марки А5Т толщиной 9 мкм.

Выбор рабочей напряженности. Рабочая напряженность в диэлектрике выбрана с учетом длительно приложенного рабочего напряжения и циклического режима работы (не более 8 часов непрерывной работы в сутки). Для конденсаторов с бумажно-масляным диэлектриком при применяемой толщине 60÷80 мкм (толщина листа 10÷12 мкм) и при среднем ресурсе 30 лет при напряжении промышленной частоты допустимая рабочая напряженность определяется из соотношения [5]:

$$E_{\text{раб}} = 3,3d^{-0,58}, \quad (3)$$

где $E_{\text{раб}}$ – рабочая напряженность, кВ/мм; d – толщина диэлектрика, мм.

При принятой номенклатуре исходных материалов наиболее предпочтительны варианты структуры диэлектрика из 3-х листов бумаги и 2-х листов пленки или из 4-х листов бумаги и 3-х листов пленки (т.е. при $d=54$ мкм и $d=76$ мкм). Конструкция конденсатора по первому варианту теоретически обладает несколько большим ресурсом. Однако, во втором случае стоимость конденсатора будет меньше за счет уменьшения количества дорогостоящей алюминиевой фольги и уменьшения числа отбракованных секций при изготовлении конденсатора, а также лучшего распределения напряжения на последовательно соединенных секциях внутри конденсатора, имеющих некоторое отличие по емкости из-за возможного технологического допуска [6]. Последнее обстоятельство может привести на практике к большему значению ресурса конденсатора, чем в первом варианте. Учитывая эти обстоятельства выбрана конструкция секции по второму варианту.

Допустимая рабочая напряженность в комбинированной изоляции выбрана так, чтобы бумага, пропитанная маслом, работала при принятой для бумажной изоляции рабочей напряженности. Последняя определяется из формулы (3):

$$E_{\text{б,раб}} = 3,3 \cdot (0,076)^{-0,58} = 14,71 \text{ кВ/мм}$$

Применение пленки приводит к перераспределению напряженности электрического поля между компонентами изоляции. Величина напряженности E_i в i -той компоненте n -компонентной изоляции равна [5]:

$$E_i = \frac{d}{\epsilon_i \sum_{j=1}^n \frac{d_j}{\epsilon_j}} E_{\text{ср}}, \quad (4)$$

где $E_{\text{ср}}$ – средняя напряженность в изоляции между обкладками; d_j – толщина слоя изоляции с диэлектрической проницаемостью ϵ_j .

Так как диэлектрическая проницаемость пленки в ~1,8 раза меньше диэлектрической проницаемости пропитанной бумаги, то напряженность электрического поля в пленочном диэлектрике при суммарной толщине пленки 36 мкм и бумаги 40 мкм будет примерно в 1,6 раза больше, чем в бумажном диэлектрике. Поскольку длительная электрическая прочность

полипропиленовой изоляции более чем в 2 раза больше бумажной [5], то рабочая напряженность поля в комбинированной изоляции определяется электрической напряженностью в пропитанной бумажной компоненте.

Полагая $E_i = E_{\text{б,раб}}$ и $E_{\text{ср}} = E_{\text{раб,конд}}$ из формулы (4) получаем:

$$E_{\text{раб,конд}} = E_{\text{б,раб}} \cdot [\epsilon_{\text{плл}} + \alpha_{\text{плл}}(\epsilon_{\text{б}} - \epsilon_{\text{плл}})] / \epsilon_{\text{плл}}, \quad (5)$$

где $\alpha_{\text{плл}}$ – относительное содержание пленки в объеме диэлектрика (для рассматриваемой конструкции $\alpha_{\text{плл}} = 0,474$); $\epsilon_{\text{плл}}$ и $\epsilon_{\text{б}}$ – диэлектрическая проницаемость пленки и пропитанной бумаги соответственно.

Из формулы (5) получаем:

$$E_{\text{раб,конд}} = 14,71[2,25 + 0,474(4 - 2,25)] / 2,25 = 20,13 \text{ кВ/мм}$$

Согласно [7] окончательное значение рабочей напряженности с учетом циклического режима работы конденсатора может быть получено по формуле:

$$E_{\text{раб,конд}}^* = E_{\text{раб,конд}} \cdot \sqrt[6]{\frac{t}{t^*}}, \quad (6)$$

где t и t^* – средний ресурс соответственно напряженности $E_{\text{раб,конд}}$ и $E_{\text{раб,конд}}^*$.

Для нашего случая, учитывая, что в течение 30 лет эксплуатации конденсатор должен проработать непрерывно 10 лет (8 часов в сутки), т.е. $t=30$ лет, $t^*=10$ лет, окончательное значение рабочей напряженности:

$$E_{\text{раб,конд}}^* = 20,13 \cdot \sqrt[6]{3} = 24,26 \text{ кВ/мм}$$

Для выбранных значений напряженности $E_{\text{раб,конд}}^* = 24,26$ кВ/мм, толщине диэлектрика 0,076 мм и реальном коэффициенте запясовки плоско-мотанных секций 0,97 рабочее напряжение секции составит:

$$U_c = 24,26 \cdot 0,076 \cdot 0,97 = 1,788 \text{ кВ/мм}$$

Приняв рабочее напряжение конденсатора 200 кВ, получим число последовательно соединенных секций в конденсаторе:

$$N = 200 / 1,788 \approx 112 \text{ секций}$$

При испытательном напряжении 160 кВ рабочая напряженность составит 19,4 кВ/мм, что соответствует среднему ресурсу более 30 лет.

Рабочую напряженность электрического поля в комбинированном диэлектрике можно оценить и по следующей полуэмпирической формуле [7], которая получена по результатам ресурсных испытаний комбинированной изоляции из расчета ожидаемого ресурса 30 лет непрерывной работы:

$$E_{\text{раб,конд}}^{**} = 3,6 \left[\frac{B(q)}{B(3)} \right]^{0,17} k_1 k_2 d^{-0,5}, \quad (7)$$

где $B(q)$ – коэффициент, определяемый в [7] в зависимости от числа слоев q диэлектрика между обкладками, для $q=7$: $B(7)=1,7$; $B(3)=0,4$; k_1 – отношение коэффициента усиления электрического поля у края обкладки бумажного диэлектрика к коэффициенту усиления электрического поля бумажно-пленочного диэлектрика (для рассматриваемой конструкции $k_1=1,158$ [3]); k_2 – эмпирический коэффициент, учи-

тывающий фактор ускоренных испытаний, $k_2 = 1,045$; d – толщина диэлектрика между обкладками, мм.

Следовательно, для рассматриваемой конструкции имеем:

$$E_{\text{раб.конд.}}^{**} = 3,6 \cdot \left(\frac{1,7}{0,4}\right)^{0,17} \cdot 1,158 \cdot 1,045 \cdot (0,076)^{-0,5}$$

$$E_{\text{раб.конд.}}^{**} = 20,21 \text{ кВ/мм}$$

Данное значение $E_{\text{раб.конд.}}^{**}$ близко к значению, определенному по формуле (5).

Конструктивно дополнительная нагрузочная емкость выполнена из 12 конденсаторов, каждый из которых выполнен в корпусе из оргстекла и имеет размеры $318 \times 150 \times 700$ (рис. 8) и вес ≈ 40 кг.



Рис. 8. Дополнительный нагрузочный конденсатор на 100 кВ емкостью 16,5 нФ

Выводы у конденсатора выполнены с противоположных сторон. Емкость каждого конденсатора, состоящего из 56 последовательно включенных секций, составляет $16,5 \text{ нФ} \pm 5\%$ при номинальном напряжении 100 кВ. Две последовательно соединенные группы из 6 параллельно включенных конденсаторов каждая смонтированы в блок в стеклопластиковой обойме на передвижной тележке (рис. 9). Таким образом, примерная общая емкость блока составила 49,8 нФ, тангенс угла диэлектрических потерь – менее $2 \cdot 10^{-3}$. Каждый конденсатор имеет герметичную воздушную полость для температурной компенсации. Сверху блока установлен экран для устранения коррозийных явлений. Стоимость емкостного блока в 5-6 раз меньше стоимости зарубежных образцов.

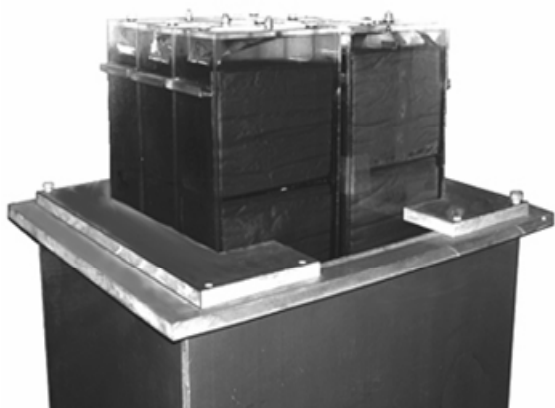


Рис. 9. Дополнительная нагрузочная емкость в сборе (без верхнего экрана)

ВЫВОДЫ

1. Реализована резонансная испытательная схема для испытания коротких образцов высоковольтных кабелей путем введения в состав схемы дополнительного конденсатора, подключаемого параллельно испытываемому отрезку кабеля.

2. Приведены расчет и конструкция дополнительной емкости на основе комбинированного бумажно-плёночного диэлектрика, пропитанного нефтяным маслом. Данная конструкция позволяет существенно расширить возможности испытательной схемы и имеет в 5-6 раз меньшую стоимость по сравнению с известными аналогичными конструкциями.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Привезенцев В.А., Гроднев И.И., Холодный С.Д., Рязанов И.Б. Основы кабельной техники. Учеб. пособ. для вузов. Под ред. В.А. Привезенцева. – М.: Энергия. 1975. – 472 с.
- [2] Каталог фирмы Hipotronics – 2002. – 10 с.
- [3] Алиев И.М. Кабельные изделия: Справочник. М.: ИП РадиоСофт, 2001. – 224 с.
- [4] Силові кабелі низької та середньої напруги. Конструювання, технологія, якість: Підручник/ В.П.Карпушенко, Л.А.Щебенюк, Ю.О. Антоненко, О.А.Науменко. – Х.: Регіон-інформ, 2000. – 376 с.
- [5] Техника высоких напряжений: Учебник для вузов / И.М. Богатенков, Ю.Н. Бочаров, Н.И. Гумерова, Г.М. Иманов и др.; Под ред. Г.С. Кучинского. – С.Пб.: Энергоатомиздат. Санкт-Петербургское отделение, 2003. – 608 с.
- [6] В.В. Рудаков, О.Ю. Дубийчук, Ю.В. Кравченко и др. Особенности конструирования высоковольтных импульсных конденсаторов с последовательным соединением секций // Вісник НТУ "ХП" "Техніка і електрофізика високих напруг", 2006р. – №37. – С. 119-127.
- [7] В.В. Рудаков Выбор рабочей напряженности электрического поля масляных бумажно-полипропиленовых конденсаторов. // Вестник ХГПУ. – 1999. – Вып 37. – С. 76-80.

Поступила 23.07.2007

Список авторів

А		Л	
Антонец Юрий Афанасьевич.....	75	Лесной Иван Петрович.....	70
Б		Н	
Баранов Михаил Иванович.....	5, 60	Набока Борис Григорьевич.....	75
Батыгин Юрий Викторович.....	63	Науменко Алексей Антонович.....	65
Богданова Людмила Евгеньевна.....	53	Невзлин Борис Исакович.....	42
В		Немченко Юрий Семенович.....	70
Варфоломеев Алексей Алексеевич.....	34	Нижевский Виктор Ильич.....	44
Василец Татьяна Ефимовна.....	34	Нижевский Илья Викторович.....	44
Воробьев Дмитрий Александрович.....	63	О	
Г		Омельченко Виктор Викторович.....	19
Гаврилюк Роман Богданович.....	13	Р	
Гапоненко Геннадий Николаевич.....	19	Рак Наталия Олеговна.....	48
Гирка Юлия Николаевна.....	70	Рудаков Валерий Васильевич.....	75
Д		С	
Дубинина Оксана Николаевна.....	57	Сафнюк Галина Юрьевна.....	30
		Сосков Анатолий Георгиевич.....	48
З		Т	
Золотарев Владимир Владимирович.....	65	Терешин Виктор Николаевич.....	53
Золотарев Владимир Михайлович.....	65, 75	Ш	
Загирняк Валентина Евгеньевна.....	42	Шайда Виктор Петрович.....	57
Загирняк Михаил Васильевич.....	42		
К			
Канов Лев Николаевич.....	24		
Карпушенко Василий Петрович.....	65, 75		
Клименко Борис Володимирович.....	28		
Князев Владимир Владимирович.....	30, 70		
Кобозев Александр Сергеевич.....	19		
Кохановський Василь Олександрович.....	28		
Кравченко Владимир Иванович.....	70		
Кравченко Юрий Владимирович.....	75		
Кузнецов Борис Иванович.....	34		

Abstracts

ELECTROENGINEERING: Prominent events and great names

Baranov M.I.

Radio electronics: short history of its formation as the thematic applied-physics field of both electricity and scientific-and-technological advance of the humanity.

The paper presents a brief review of the basic achievements of the humanity in the field of generation, transmission, reception and amplification

5 of high-frequency electromagnetic vibrations in micrometer–meter ranges of wavelengths related to such an advanced branch of science and technology as radio electronics.

Key words – **radio electronics, high-frequency electromagnetic vibrations, radio wave, generation, transmission, reception, amplification.**

Electrical Mashines and Apparatus

Hawryljuk R.

Charts of symmetric three-phase two-layer windings with switching of the number of ports in the ratio of 1 to 2 (number of slots $z = 48$).

All variants of symmetric three-phase two-layer windings charts in asynchronous electric motors that are feasible with the relation of the number of ports of 1:2 and the number of slots $z = 48$ are described. 112 different charts are found, each of them better than others according to at least one of 12 criteria.

Key words – **two-speed (1:2) charts of windings, electric machines, number of slots 48.**

Gaponenko G., Kobozev A., Omelchenko V.

Rise in reliability of 0.4-kV mains protection by circuit breakers with microprocessor-based trip units owing to increase in protection amount, rise of sensitivity to remote short circuits and realization of remote power system redundancy mode.

A possibility of sufficient increase in protection reliability for air and cable electric 0.4-kV mains through replacement of analog electronic trip units by microprocessor-based ones in circuit breakers is studied. The microprocessor-based electronic trip units provide greater amount and higher quality of protection. Extensive research and analysis of processes in electric lines resulted in significantly increasing sensitivity of protection to remote short circuit currents and a probability of a no-failure protection through implementation of remote power system redundancy mode.

Key words – **reliability, protection, circuit breaker, sensitivity, remote short circuit, redundancy.**

Kanov L.N.

Determination of phase voltage distortions in a synchronous generator under pulse excitation by means of circuital modeling.

A circuital-modeling-based calculation technique for a phase voltage unisusoidality factor in a synchronous pulse-excited generator is introduced. An example of phase voltage distortion analysis under the generator excitation by square-wave pulses is given. A possibility of wavelet analysis application to phase voltage shape studies is shown.

Key words – **synchronous generator, phase voltage distortion, circuital model, pulse excitation, wavelet analysis.**

13

Klimenko B.V., Kokhanovskiy V.O.

Features of electrical erosion of relay contacts made of silver with oxide additions.

Results of research on electrical erosion of contacts in dc chains as function of current strength and number of commutations are presented. Influence of composition material ingredients on mass transfer behavior is specified, inversion zones of the electrical erosion revealed.

Key words – **electrical erosion, electrical contacts, composition material.**

Knyazhev V.V., Safnyuk G.Y.

19

Estimation of certification result uncertainty for a surge generator.

The structure of a setting is briefly considered, a chart of a generator certification is given. A model measurement equation which is a necessary condition of budgeting uncertainties is presented. A certification result uncertainty estimation technique is realized.

Key words – **generator, certification, electromagnetic compatibility, uncertainty.**

Kuznetsov B. I., Vasilets T.E., Varfolomeev A.A.

Nonlinear dynamic object neuro-control using a generalized predictive control method.

In the given paper, utilizing a predictive neuro-controller for providing high performance characteristics of a nonlinear dynamic object control system is proposed. For the controller design, efficient implementation of generalized predictive control is applied by utilizing a multi-layer feed-forward neural network as a nonlinear model of the control object. A chart of the control system is developed, the controller synthesis and the system modeling made.

24

Key words – **predictive neuro-controller, neuro-system, multilayer feedforward neural network.**

Nevzlin B.I., Zagirnyak M.V., Zagirnyak V.E.

Refinement of medium-power induction motors efficiency value.

Dependence of efficiency on slip has been refined for medium-power induction motors.

Key words – **induction motor, efficiency coefficient, equivalent circuit.**

Nizhevskiy I.V., Nizhevskiy V.I.

Electric descriptions of two-level equipotential grounding device made from single circular electrodes.

An analytical estimation method is introduced

28

30

34

42

44

for electric parameters of a two-level structure of a grounding device made from circular electrodes. The novelty of the method consists in allowance for arbitrary location of two circular grounding devices in the ground with respect to each other. Results obtained allow correct choice of geometrical sizes of a two-level grounding device made from circular electrodes for desired initial conditions at planning or modernization of such grounding devices with the purpose of providing standard requirements.

Key words – calculation method, electric descriptions, two-level equipotential grounding device.

Soskov A.G., Rak N.O.

Analysis of current distribution between the main contacts and a shunt circuit with a semiconductor switch under current interruption by a hybrid contactor.

Analysis of current transition from the main contact circuit to a shunt circuit with a semiconductor switch has been performed. The analysis has been made with allowance for the influence that voltage drop both on a liquid metallic bridge and on the "short" arc has on this process. A physical model explaining an accidental process of

frequent current transition from the main contact circuit to the shunt circuit under interruption of the circuit has been introduced.

Key words – semiconductor switch, shunt circuit, current transition, metal walkway.

Tereshin V.N., Bogdanova L.E.

About one direction of stability increase of automatic switch overload current setting.

Influence of automatic switch calibration current values on overload current setting stability is investigated. A current-free calibration method that allows increasing stability of the overload current setting is developed.

Key words – overload current setting stability, current-free calibration method, automatic switch.

Shayda V.P., Dubinina O.N.

Regression analysis of a DC motor no-load characteristic.

Polynomial theoretical dependence of a DC motor no-load characteristic is obtained and estimated with statistical methods.

Key words – direct current motor, no-load characteristic, regression analysis.

53

57

Electrical Engineering: Theory

Baranov M.I.

Physical limitation of applicability of a weakly-dispersed free electron model to a metallic conductor with a conduction current.

The paper presents computational results concerning estimation of the condition that limits application of a model of drift free electrons weakly

60 dispersed by lattice ions to a round thin cylindrical metallic conductor with an axial conduction current of different amplitude-time parameters.

Key words – metallic conductor, conduction current, de Broglie half-waves, lattice ions, dispersion of free electrons.

High Electrical and Magnetic Field Engineering

Batygin Yu. V., Vorobyov D.O.

Magnetic field of a single-turn inductor with a conical internal hole.

A theoretical analysis of magnetic-field excitation processes in a conical internal hole of a single-turn inductor is conducted. Simple formulas for the magnetic-field vector components are obtained. The obtained formulas are shown to satisfy exact solutions of Maxwell equations and boundary conditions of the electrodynamic problem.

Key words – magnetic field, conical internal hole, single-turn inductor electrodynamic.

Zolotaryov V.V., Karpushenko V.P., Zolotaryov V.M., Naumenko A.A.

Distribution of stationary electrical field in a cylindrical non-ideal dielectric material.

An analytical method of harmonic electrical field strength calculation for a set of cylindrical electrodes between which a multi-layer piecewise homogenous non-ideal dielectric material is placed is proposed.

Key words – electrical field strength distribution, cylindrical electrodes, harmonic electrical field, non-ideal dielectric material.

Kravchenko V.I., Kniazhev V.V., Lesnoi I.P., Nemchenko Yu.S., Guirka Yu.N.

Experimental research on output characteristics of standard of electromagnetic field.

63 A "Basic reference standard for maximum intensity units of pulse electric, volt per metre (V/m), and magnetic, ampere per metre (A/m), fields" is worked out and constructed with a nanosecond intensity rise time for an electromagnetic field with the magnitude reaching hundreds of kV/m and hundreds of A/m.

Key words – basic reference standard, maximum intensity units, electromagnetic field.

Kravchenko Yu.V., Naboka B.G., Rudakov V.V., Antonets Yu.A., Zolotaryov V.M., Karpushenko V.P.

65 **A resonance testing stand for short high-voltage cable lengths.**

A resonance circuit for testing short samples of high-voltage cables is implemented by means of connecting an additional capacitor in parallel to a cable piece to be tested. Calculations and design of the additional capacitor made on the basis of a composite paper-film dielectric are given.

Key words – short high-voltage cable, resonance testing stand, composite paper-film dielectric capacitor.

70

75

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТЕЙ ТА ІНФОРМАЦІЙНИХ МАТЕРІАЛІВ У 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 форматуванням.

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.

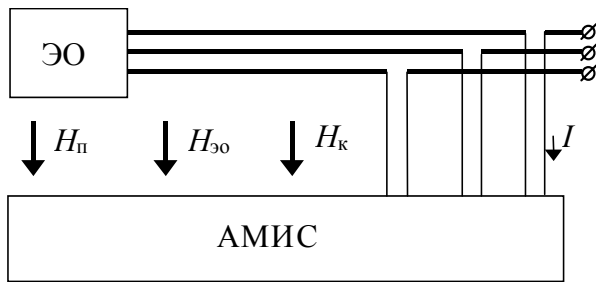


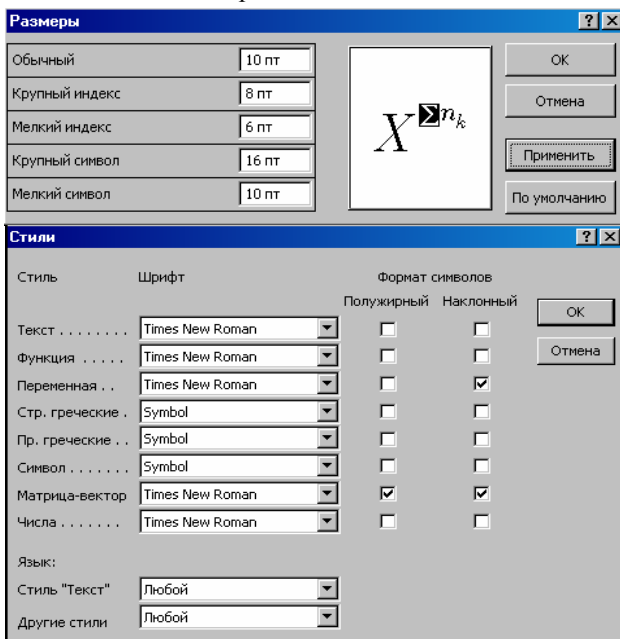
Рис.1. Функціональна схема пристрою

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 абзаца 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 помехоустойчивых 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 ферромагнітного 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 24.11.2008

або

Надійшла 24.11.2008

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, Злунціна Наталя Ростиславівна

НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics
2008'4

ISBN 966-593-254-3



Технічне редагування:

Смельянов Вадим Леонідович

т. (057)707-69-76

E-mail: evl@kpi.kharkov.ua

Секретар редакції:

Злуніцина Наталя Ростиславівна

т. (057)707-62-81

E-mail: seb@kpi.kharkov.ua

Підписано до друку 01.07.2008 р.

Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy

Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 10,8.

Наклад 300 прим. 1-й завод - 95. Зам. № 808. Ціна договірна.

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44
