



Електротехніка і Електроомеханіка

Электротехника и Электромеханика

Electrical engineering & Electromechanics

2006'3



Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics

EIE

Науково-практичний журнал

2006'3

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 біометричної електроніки НТУ "ХПІ", Харків

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

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

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

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

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

Лупіков В.С. д.т.н., 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

Резцов В.Ф. д.т.н., професор, член-кореспондент НАНУ, керівник відділення ІЕД НАНУ, Київ

Рудаков В.В. д.т.н., професор, завідувач кафедри інженерної електрофізики НТУ "ХПІ", Харків

Сосков А.Г. д.т.н., професор, завідувач кафедри електротехніки ХНАМГ, Харків

Ткачук В.І. д.т.н., професор, завідувач кафедри електричних машин і апаратів НУ "Львівська політехніка", Львів

Шинкаренко В.Ф. д.т.н., професор, завідувач кафедри електромеханіки НТУУ "КПІ", Київ

Юферов В.Б. д.т.н., начальник відділу ННЦ ХФТІ, Харків

АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ

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

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

ЗМІСТ

Електротехніка: Визначні події. Славенні імена

| | | |
|---------------------|--|----------|
| Баранов М.И. | Эмилий Христианович Ленц – один из основоположников науки об электромагнетизме | 5 |
|---------------------|--|----------|

Електричні машини та апарати

| | | |
|---|---|-----------|
| Chuvashev V.A., Varenyk Ye.A., Parazov Yu.N., Chuvankov V.Yu., Zheleznyakov A.V., Olenchenko A.V., Moukhametchine N.A. | Advanced research of the impact of rotor bars anisotropic conductivity on starting torque of an induction motor with a die-cast copper cage | 12 |
|---|---|-----------|

| | | |
|--|--|-----------|
| Бурковский А.Н., Рыбалко О.А. | Методические вопросы определения допустимого числа реверсов асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в перемежающемся режиме работы | 15 |
|--|--|-----------|

| | | |
|--------------------|--|-----------|
| Gurevich V. | Microprocessor protection relays: new prospects or new problems? | 18 |
|--------------------|--|-----------|

| | | |
|----------------------|---|-----------|
| Павленко Т.П. | Факторы, определяющие эмиссию частиц с контактной поверхности | 27 |
|----------------------|---|-----------|

| | | |
|---------------------|---|-----------|
| Пелевин Д.Е. | Оптимизация параметров электромагнитов управления магнитным полем | 31 |
|---------------------|---|-----------|

| | | |
|---------------------------------------|--|-----------|
| Серета А.Г., Фетюхина Е.В. | Расчет поляризованной магнитной цепи выходного реле для полупроводникового расцепителя автоматического выключателя | 35 |
|---------------------------------------|--|-----------|

| | | |
|---------------------------------------|--|-----------|
| Шумилов Ю.А., Чебанюк В.К. | Експериментально-розрахункове дослідження вищих гармонік магнітного поля асинхронного двигуна з короткозамкнутим ротором | 39 |
|---------------------------------------|--|-----------|

Електричні станції

| | | |
|-----------------------|---|-----------|
| Орловский И.В. | Упрощенный преобразователь активной мощности в частоту для систем технического учета электроэнергии | 45 |
|-----------------------|---|-----------|

Теоретична електротехніка

| | | |
|---------------------|--|-----------|
| Баранов М.И. | Волновой электронный пакет проводника с электрическим током проводимости | 49 |
|---------------------|--|-----------|

| | | |
|---------------------|--|-----------|
| Волосюк А.В. | Векторный потенциал магнитного поля источника в сплюснутой сфероидальной системе координат | 54 |
|---------------------|--|-----------|

| | | |
|-----------------------|---|-----------|
| Дубовенко К.В. | Моделирование зарядных цепей емкостных накопителей энергии со звеном повышенной частоты | 58 |
|-----------------------|---|-----------|

| | | |
|---------------------|---|-----------|
| Кузьмин В.В. | О математических некорректностях в теоретических основах электротехники | 64 |
|---------------------|---|-----------|

| | | |
|---|---|-----------|
| Пентегов И.В., Рымар С.В., Волков И.В. | Связь между параметрами электромагнитных, принципиальных схем и схем замещения двухобмоточных трансформаторов | 67 |
|---|---|-----------|

Техніка сильних електричних та магнітних полів

| | | |
|---|---|-----------|
| Бойко Н.И., Евдошенко Л.С., Зароченцев А.И., Иванов В.М. | Четырехканальный высоковольтный искровой разрядник | 80 |
| Беспрозванных А.В., Набока Б.Г., Морозова Е.В. | Радиационная стойкость кабелей внутренней прокладки общепромышленного применения | 82 |

Ювілеї

| | | |
|----------------------|----------------------------|-----------|
| В.Н. Иваненко | К 70-летию со дня рождения | 87 |
|----------------------|----------------------------|-----------|

Інформація

| | | |
|--|--|-----------|
| Міжнародний симпозиум "Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика" (SIEMA'2006) | | 88 |
| Вниманию читателей! Учебное пособие В.Д. Юхимчука "Технология производства электрических машин" | | 90 |
| Список авторів | | 91 |
| Abstracts | | 92 |
| Вимоги до оформлення статей і інформаційних матеріалів у науково-практичному журналі "Електротехніка і електромеханіка" | | 94 |

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.

ЭМИЛИЙ ХРИСТИАНОВИЧ ЛЕНЦ – ОДИН ИЗ ОСНОВОПОЛОЖНИКОВ НАУКИ ОБ ЭЛЕКТРОМАГНЕТИЗМЕ

Баранов М.И., д.т.н.

НИПКИ "Молния" Национального технического университета

"Харьковский политехнический институт"

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

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

Наведено короткий історичний нарис про наукову діяльність визначного російського фізика Ленца, який зробив великий внесок у розвиток учіння про електричні та магнітні явища.

Приведен краткий исторический очерк о научной деятельности выдающегося русского физика Ленца, внесшего большой вклад в развитие учения об электрических и магнитных явлениях.

*202-летию со дня рождения
выдающегося русского физика
Э.Х. Ленца посвящается.*

ВВЕДЕНИЕ

Выдающийся электрофизик, наш бывший соотечественник и один из основоположников русской электротехники Эмилий Христианович Ленц родился 12 февраля 1804 года в г. Тарту (в прошлом называвшийся г. Юрьев, а затем г. Дерпт), входившим ранее в состав России, а сейчас принадлежащем Эстонии [1]. Отцом Эмилия был обер-секретарь городского магистрата Христиан Ленц. Мать Эмилия была домохозяйкой. Интересно отметить, что фамилия Ленц была весьма распространенной в России в XVIII–XIX веках. Уже в гимназии сын Ленцев начал увлекаться естественными науками и математикой. После окончания в 1820 году городской гимназии первым учеником Эмилий по совету своего дяди, профессора химии Дерптского университета Ф.И. Гизе поступил на учебу в местный университет на естественный факультет. Заметим, что Ф.И. Гизе уже в 23 года был профессором технической химии и фармации Харьковского университета, а в 1814 году он перевелся на кафедру химии и фармации Дерптского университета. Следует отметить то, что вышеупомянутый прибалтийский университет был с самого своего основания одним из крупнейших научных и учебных заведений России. Он стоял в одном ряду не только с открытыми вначале XIX столетия Харьковским, Казанским и Санкт-Петербургским университетами, но и с флагманом высшего образования в России – Московским университетом имени М.В. Ломоносова. На первых порах научными наставниками Эмилия были профессор химии Ф.И. Гизе и профессор физики Е.И. Паррот, последний из которых был организатором и первым ректором Дерптского университета, располагавшего в свое время хорошим физическим кабинетом. Выполняя в этом кабинете студенческие работы по физике, Эмилий сумел выработать у себя не только умение обращаться с физическими приборами, но и глубокие знания их конструкций и принципов действия, а также их функциональных возможностей для эффективного использования достаточно примитивных с современной точки зрения устройств и прибо-

ров лабораторной техники физического кабинета Дерптского университета в экспериментальных исследованиях, в том числе и в области электромагнетизма.



Эмилий Христианович Ленц (1804–1865)

После кончины в 1821 году профессора Ф.И. Гизе, материально поддерживавшего семью Эмилия, в жизни Э.Х. Ленца наступили значительные для него перемены: Эмилий был вынужден перейти с естественного факультета на теологический (по мнению его родственников только на богословском поприще после окончания им университета можно было ожидать определенного материального достатка и появления возможности у него для оказания им финансовой помощи). Не имея склонности к карьере служителя христианской церкви, Эмилий не бросал занятий по физике и в свободное от учебы время продолжал совместно с преподавателями опыты и поисковые научные

работы в физическом кабинете Дерптского университета. Оценив недюжинные способности Э.Х. Ленца в области физики, профессор Е.И. Паррот надеялся со временем как-то трудоустроить своего ученика в любимой им области физических знаний.

1. НАЧАЛО СТАНОВЛЕНИЯ МОЛОДОГО УЧЕНОГО

В 1823 году такая возможность профессору Е.И. Парроту для трудоустройства Э.Х. Ленца представилась: к нему обратилось Российское Адмиралтейство с просьбой о подборе для кругосветной морской научной экспедиции на шлюпе "*Предприятие*" нескольких способных человек, могущих в открытом море самостоятельно вести физические, астрономические, геологические, ботанические и зоологические наблюдения и исследования. В части физических наблюдений для указанной экспедиции выбор пал на молодого и полного сил Э.Х. Ленца. Капитаном шлюпа "*Предприятие*" был назначен опытный мореплаватель О.Е. Коцебу, а организация подготовки этой русской кругосветной научной экспедиции для изучения Берингова пролива и северной части Тихого океана была возложена на известного всем нам русского исследователя и первооткрывателя новых земель контр-адмирала И.Ф. Крузенштерна [1]. Совместно с профессором Е.И. Парротом Эмилий Ленц для данной экспедиции сконструировал и изготовил два физических прибора: батометр (прибор для взятия проб морской воды на различных глубинах с различной температурой) и глубомер. Как оказалось в дальнейшем оба эти прибора имели неосценимое значение для выполнения запланированных научно-физических наблюдений экспедиции. Здесь следует привести одно уместное высказывание выдающегося русского океанографа и боевого адмирала С.О. Макарова [1, 2]: "*...Из всех бывших в употреблении способов доставания воды с больших глубин я признаю самым лучшим тот способ, который употребил Э.Х. Ленц в 1824–1826 годах*". В период указанной экспедиции молодой Э.Х. Ленц находил время и для самостоятельных занятий по физике и математике. Поэтому в течение трехлетнего плавания на шлюпе "*Предприятие*" с 28 июля 1823 года по 10 июля 1826 года Э.Х. Ленц прошел не только большую трудовую и жизненную школу, но и сумел по указанным выше дисциплинам изучить в полном объеме материалы соответствующих университетских курсов. С января 1827 года по март 1828 года Э.Х. Ленц занимался в г. Санкт-Петербурге подготовкой отчета о проведенных им физических наблюдениях в русской морской кругосветной экспедиции в период 1823–1826 годов. Данный отчет произвел благоприятное впечатление в Российской (Петербургской) Академии Наук (РАН). За свой усердный научный труд в вышеупомянутой экспедиции Э.Х. Ленц в мае 1828 года был избран адъюнктом (помощником академика) РАН по физике. Здесь нельзя не отметить того, что Э.Х. Ленцу как ученому-физику в будущем принадлежало достаточно большое количество работ по физической географии (например, по определению температуры воздушной атмосферы, газов и твердых веществ, а также солёности

вод морей [4]; по изменению уровня Каспийского моря [5]; барометрическому измерению высот над уровнем моря [6]; по измерению магнитного наклона и силы земного магнетизма [7] и др.). Историки науки и техники считают, что Ленц как геофизик немногим уступал Ленцу как электрофизику [1, 7].

На взгляд автора, прежде чем перейти к краткому описанию научной деятельности Э.Х. Ленца в РАН, нам необходимо хотя поверхностно охарактеризовать то положение, которое создалось в ней (Академии) в первой половине XIX века в области физической науки. В 1815 году после кончины ординарного академика РАН по физике Г.В. Крафта на его место был избран В.В. Петров – автор важных работ по химии и электричеству, первый электротехник, открывший миру явление электрической дуги и предсказавший возможность ее использования в практических целях (напомним читателю, что в 2003 году мировое научное сообщество отмечало 200-летний юбилей этого великого открытия) [1,3]. Еще с 1810 года руководство РАН поручило своему экстраординарному академику В.В. Петрову заведывание физическим кабинетом Академии, находившимся тогда в ведении ординарного академика Г.В. Крафта и пришедшим к концу его жизни в полное запустение. Здесь важно отметить, что согласно истории физики Г.В. Крафту принадлежала одна из первых приближенных калориметрических формул для определения температуры смеси горячей и холодной воды [8]. В.В. Петров к 1815 году привел в требуемый порядок этот физический кабинет и сделал его одним из лучших в России. Независимый и смелый в суждениях ординарный академик РАН В.В. Петров в связи со своей принципиальной позицией по вопросу неудовлетворительного отношения правящих кругов России к отечественной науке "нажил" себе большого врага в лице тогдашнего президента РАН, графа и реакционера С.С. Уварова. К этому времени упомянутый нами профессор Е.И. Паррот был избран в 1826 году ординарным академиком РАН по прикладной математике (в феврале 1828 года он был переизбран ординарным академиком РАН уже по кафедре физики) и стремился заслужить расположение своего "патрона" С.С. Уварова. Президент РАН, граф С.С. Уваров, согласно историческим материалам архива РАН [1], из-за личных амбиций и постоянно сеемых им в Академии интриг искал любую возможность, чтобы избавиться от неугодного ему академика В.В. Петрова, зарекомендовавшего себя выдающимися научными работами по физике и электротехнике (например, своими монографиями [8]: "*Собрание физико-химических новых опытов и наблюдений*", 1801 год; "*Известие о гальвани-вольтовых опытах*", 1803 год; "*Новые электрические опыты*", 1804 год). После неоднократного нетактичного и порочащего ученое звание академика вмешательство Е.И. Паррота в дела физического кабинета Академии, поддержанного ее президентом, графом С.С. Уваровым, академик В.В. Петров, в конце концов, в 1827 году был смещен с заведывания этим научным кабинетом. Е.И. Парроту, принявшему от В.В. Петрова физический кабинет РАН, сразу была открыта "зеленая улица" для его переоснащения новыми физиче-

скими приборами, чего так тщетно добивался академик В.В. Петров не один год кряду. Работу по дальнейшему улучшению состояния рассматриваемого нами кабинета Академии Е.И. Паррот проводил при участии адъюнкта РАН по кафедре физики Э.Х. Ленца, который, как начинающий свою научную карьеру молодой ученый, едва ли мог повлиять на ход прямо таки расправы С.С. Уварова (с помощью того же академика Е.И. Паррота) с академиком РАН В.В. Петровым. Принимая почти непосредственно от выдающегося русского электротехника В.В. Петрова его любимое "детище" – практически созданный им физический кабинет РАН, Э.Х. Ленц становился как бы преемником В.В. Петрова в последующем развитии русской физической школы. Дальнейшие события показали, что Э.Х. Ленц действительно оказался достойным своего знаменитого предшественника, ординарного академика РАН по кафедре физики и одного из основоположников русской электротехники Василия Владимировича Петрова.

2. ОПЫТЫ ЛЕНЦА ПО ПРОВЕРКЕ ЗАКОНА ОМА И УСТАНОВЛЕНИЮ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАВИСИМОСТИ СОПРОТИВЛЕНИЯ ПРОВОДНИКОВ

Свои первые экспериментальные исследования электромагнитных явлений Э.Х. Ленц начал в мае 1831 года и начал он их с изучения точности измерения применяемых для этих целей физических приборов (например, крутильных весов Кулона; вольтэлектромметра Фарадея и др.). Э.Х. Ленц придавал определяющее значение в научной работе измерительным приборам и не раз говорил [9]: "...Я считаю, что, мы, физики, не должны отклоняться от метода астрономов, которые всегда начинают с всестороннего исследования применяемых измерительных инструментов". Заметим, что при обработке экспериментальных физических данных он широко применял математический анализ и метод наименьших квадратов [1]. В то время единственным достаточно точным прибором у электротехников были крутильные весы Кулона, действие которых было теоретически обосновано [1, 7]. Э.Х. Ленц немало потрудился с крутильными весами Кулона, которыми он пользовался для измерения силы постоянного тока в проводниках электрической цепи [10]. Об измерении переменных токов речи тогда еще не шло, так как к началу работ Э.Х. Ленца по исследованию электромагнетизма не был открыт и изобретен их источник генерирования. Отметим, что знаменитый немецкий учитель Георг Ом при опытным доказательстве в 1827 году своего количественного закона для цепи электрического тока, носящего ныне его имя, использовал открытое немногим ранее в 1821 году явление термоэлектричества. Последним открытием человечество было обязано прибалтийскому физику Томасу Зеебеку [8]. Применение в опытах термоэлементов в то время было существенно ограничено из-за вырабатываемой ими незначительной величины электродвижущей силы (ЭДС). Следует подчеркнуть, что закон Ома, описанный последним в его основном научном труде "Гальваническая цепь, разработанная математически" (1827 год) [8] и без которого мы себе сейчас не

представляем ни одного учебника по электричеству, не сразу был принят физиками и электротехниками мира. Его признание происходило постепенно и параллельно с успехами в электрометрии. Вот с его то опытной проверки и начал свое конкретное изучение явлений электромагнетизма Э.Х. Ленц. В ноябре 1832 года в представленном РАН развернутом докладе он после самостоятельной кропотливой экспериментальной проверки закона Ома уверенно подчеркивает свою убежденность в его работоспособности и справедливости как для твердых, так и жидких проводящих сред [1].

Большое значение в истории физики и электротехники имели работы Э.Х. Ленца по исследованию температурной зависимости электрического сопротивления различных металлов. Он сразу понял важность количественного подхода при изучении взаимной связи тепловых и электромагнитных процессов в проводниках. При количественном исследовании закона изменения с температурой удельной электропроводности γ проводников из различных материалов Э.Х. Ленц применил изобретенный им в 1832 году наиболее точный для того времени метод измерения – баллистический способ измерения тока, протекающего через исследуемые нагреваемые проводники [1]. Что касается измерений температуры нагреваемых проводников, то они базировались на более прочном научном "фундаменте", нежели измерения электромагнитных характеристик электрической цепи. Заметим, что к 1822 году выдающимся французским математиком и физиком Жаном Батистом Фурье была закончена разработка математической теории теплопроводности физических тел, содержащейся в его фундаментальной работе "Аналитическая теория тепла" [8]. Именно в этой работе Ж.Б. Фурье было впервые выведено дифференциальное уравнение теплопроводности и разработаны методы его интегрирования при заданных краевых условиях для некоторых частных случаев. Исследуя температурную зависимость γ для металлов, Э.Х. Ленц окружал шарик термометра металлической проволокой из испытываемого материала и помещал их внутрь закрытого металлического сосуда с минеральным маслом, нагреваемого снизу при помощи газовой горелки [1,11]. Измерения тока, протекающего через исследуемую нагреваемую металлическую проволоку, Э.Х. Ленцем проводились как при нагревании, так и при охлаждении сосуда с маслом, внутри которого были размещены проволока и термометр, при тех же температурах. Таким путем им исключалось влияние одновременного нагревания испытываемой проволоки и активных элементов термометра. Обработывая по методу наименьших квадратов результаты своих опытных измерений величины γ , для таких металлов как платина Pt , золото Au , свинец Pb , олово Sn , медь Cu и латунь (сплав 58% меди Cu и 42% цинка Zn [1, 10]), он получил эмпирические выражения и по ним построил нормированные кривые для определения зависимости удельного электрического сопротивления ρ указанных проводниковых материалов от их температуры [11, 12]. Сравнение этих данных Э.Х. Ленца с

современными результатами температурных зависимостей γ и соответственно ρ для упомянутых выше металлов и сплавов свидетельствует об их хорошем согласовании [1, 11 – 13].

3. ОПЫТЫ ЛЕНЦА ПО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ И УСТАНОВЛЕНИЮ ПРАВИЛА ВЫБОРА НАПРАВЛЕНИЯ ПРОТЕКАНИЯ В ПРОВОДНИКАХ ИНДУКЦИОННОГО ТОКА

Эмпирическим фактом, установленным великим английским физиком Майклом Фарадеем в 1831 году, было то, что изменяющееся во времени или в пространстве магнитное поле создает (индуцирует) в размещенном в таком поле проводнике ЭДС и при соответствующих условиях вызывает в нем протекание индукционного электрического тока. Это открытое М. Фарадеем электрофизическое явление в науке об электромагнетизме получило название явления или закона электромагнитной индукции (ЭМИ) [8, 14]. Не будет здесь излишним отметить то обстоятельство, что М. Фарадей в первой серии своих "Экспериментальных исследований по электричеству", датированной ноябрем 1831 года [15], в разделе "Об электротоническом состоянии" упоминает о претензиях на приоритет в открытии явления ЭМИ со стороны сразу двух выдающихся французских физиков – Огюстена Жака Френеля и Андре Мари Ампера. Данные ученые заявляли, что они сами наблюдали в своих экспериментах по магнитному действию электрического тока явления, аналогичные ЭМИ. К открытию явления ЭМИ независимо от М. Фарадея с небольшим опозданием пришел и известный американский физик и электротехник Джозеф Генри [8]. Становится понятным, что открытие явления ЭМИ, как говорят ученые, "носило в воздухе". Первым все же, кто его "поймал", понял и описал, был гениальный английский "самородок" и "самоучка" М. Фарадей, обесмертивший для потомков этим законом свое имя.

Уже в 1832 году Э.Х. Ленц первым в России приступил к количественному анализу только что открытого в Англии явления ЭМИ. В этих исследованиях Э.Х. Ленцу здорово помог им же придуманный и нами упомянутый выше способ измерения тока в электрической цепи посредством баллистического гальванометра [1, 11]. В результате проведенных им в 1832 году опытов с постоянными магнитами и электрическими катушками по изучению явления ЭМИ было установлено [1, 16]: во-первых, то, что ЭДС, которую возбуждает магнит в катушке с идентичными витками, выполненными из проволоки одинаковой толщины и из одного и того же материала, прямо пропорциональна числу витков катушки; во-вторых, ЭДС, возбуждаемая магнитом в катушке с одинаковыми витками, равна сумме ЭДС, наводимых в каждой витке катушки; в-третьих, ЭДС, возбуждаемая магнитом в катушке, остается неизменной для любых толщин ее проволоки, то есть эта ЭДС не зависит от толщины проволоки; в-четвертых, ЭДС, наводимая магнитом в катушках, проволока которых выполнена из различных проводящих материалов, при прочих равных условиях одинакова для любых материалов. Сопоставляя эти выводы и положения, полученные

Э.Х. Ленцем чисто опытным путем, можно было заключить, что значение рассматриваемой ЭДС не зависит от электрофизических свойств среды, в которой она возникает, а целиком определяется условиями ее возбуждения в данной среде. Такие воззрения Э.Х. Ленца были принципиально новыми в изучении явления ЭМИ и давали первые количественные характеристики в ее проявлении применительно к многовитковым катушкам.

В 1833 году Э.Х. Ленц, исследуя индукционные токи в проводниках, вызванные действием явления ЭМИ, открыл свой знаменитый закон – "правило Ленца", определяющее направление протекания индукционного тока в проводниках [1, 8]. Вот как сам Э.Х. Ленц сформулировал вошедшее в историю электротехники свое "правило" [8, 17]: "...Если металлический проводник перемещается вблизи гальванического тока или магнита, то в нем возникает гальванический ток. Направление этого возбужденного тока таково, что покоящийся проводник пришел бы от него в движение, прямо противоположное его действительному перемещению. При этом предполагается, что покоящийся проводник может перемещаться только в направлении действительного движения или в прямо противоположном направлении". Заметим, что вначале это "правило" Э.Х. Ленц 29 ноября 1833 года доложил РАН при представлении ей своей научной работы "Об определении направления гальванических токов, возбуждаемых электродинамической индукцией". Данным "правилом" Э.Х. Ленц одним из первых не только подтвердил открытое М. Фарадеем явление ЭМИ, но и прямо указал на энергетическую основу такого явления. Ведь при перемещении в магнитном поле металлического проводника, в котором индуцируется вызванный им электрический ток, приходится совершать механическую работу для преодоления противодействия индукционного тока такому перемещению проводника. В этой связи "правило Ленца" представляет собой не что иное, как частный случай закона сохранения энергии при взаимных превращениях механической и электромагнитной энергий. Как здесь не вспомнить великого русского ученого, основоположника русской физики Михаила Васильевича Ломоносова, который еще в 1748 году написал [1, 8]: "...Все перемены, в натуре случающиеся, такого суть состояния, что сколько чего у одного тела отнимается, столько присовокупляется к другому. Так, ежели, где убудет несколько материи, то умножится в другом месте. Сей всеобщий естественный закон простирается и в самые правила движения, ибо тело, движущее своею силою другое, сколько же оныя у себя теряет, сколько сообщает другому, которое от него движение получает".

Ниже на простом примере рассмотрим практическое применение этого "правила Ленца". Представим себе, что через контур проводника, выполненного в виде круглого короткозамкнутого витка 1, проходит возрастающий во времени t поток Φ силовых линий 2 первичного магнитного поля от полюсов 3 и 4 магнита (рис. 1). Тогда в результате воздействия первичного магнитного поля на рассматриваемый электрический контур в последнем наведется такая ЭДС

$E_{\text{ИД}}$, которая вызовет в нем протекание электрического тока $i_{\text{ИД}}$, направление протекания которого можно будет как раз и определить по "*правилу Ленца*". Заметим, что введенное нами значение ЭДС $E_{\text{ИД}}$, возникающей в проводниках при изменении магнитного потока Φ от первичного магнитного поля (например, при замыкании, размыкании, временном изменении тока в первичной индуцирующей цепи, а также при приближении или удалении магнитов от проводников), великий английский физик Джеймс Клерк Максвелл выразил в виде следующего всем нам известного классического равенства [8, 18]: $E_{\text{ИД}} = -d\Phi/dt$, где Φ – изменяющийся во времени t магнитный поток, охватываемый проводником, в котором индуцируется электрический ток. Знак минус, поставленный в приведенном выше равенстве для $E_{\text{ИД}}$, как раз и соответствует рассматриваемому нами "*правилу Ленца*". Согласно этому "*правилу*" вторичное магнитное поле, созданное электрическим током $i_{\text{ИД}}$, возникающим в результате изменения первичного магнитного поля, своим действием будет препятствовать действию первичного магнитного поля. В результате вторичное магнитное поле будет направлено против первичного магнитного поля в случае, когда последнее возрастает, и в том же направлении, что и первичное магнитное поле, в случае убывания последнего.

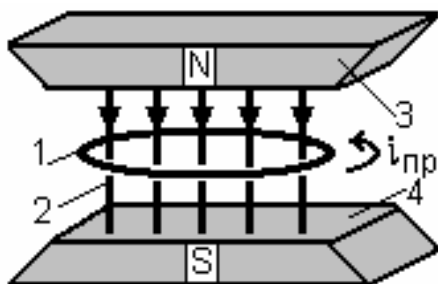


Рис. 1. Простейшая электромагнитная система, поясняющая использование на практике "*правила Ленца*" (1 – круглый виток проводника; 2 – силовые линии первичного магнитного поля; 3, 4 – полюсы магнита).

Поэтому применение в нашем случае данного "*правила Ленца*" при определении направления протекания электрического тока $i_{\text{ИД}}$ в рассматриваемом короткозамкнутом витке приводит нас к тому направлению тока $i_{\text{ИД}}$ в витке, которое указано стрелкой на рис.1. Таким образом, согласно "*правилу Ленца*" при явлении ЭМИ возникающий в проводниках индукционный ток $i_{\text{ИД}}$ будет такого направления, что он (этот ток) будет противодействовать изменению, порождающему его. Данное "*правило Ленца*" применительно к явлению самоиндукции в проводниках и в катушках с переменным током, обусловленному воздействием ЭМИ, и определению в них направления напряжения индукции может быть сформулировано и в таком виде [10]: "*Возникающее в проводниках в результате проявления самоиндукции электрическое напряжение противоположно порождающему его изменению электрического тока*".

4. ОТКРЫТИЕ ЛЕНЦЕМ ЗАКОНА ТЕПЛОВОГО ДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА

При выполнении исследований в области электромагнетизма Э.Х. Ленц неоднократно сталкивался с необходимостью уточнения законов тепловых явлений в цепи электрического тока. Поэтому, говоря об истории установления Э.Х. Ленцем закона теплового действия электрического тока, следует подчеркнуть ту ее особенность, что он пришел к нему (этому закону) самостоятельным путем и независимо от исследований известного английского физика Джеймса Прескотта Джоуля. Заметим, что свой закон о тепловыделении в проводнике с током Д.П. Джоуль в части зависимости выделяющегося количества теплоты Q от электрического сопротивления R проводника обосновал всего четырьмя измерениями с погрешностью примерно равной 3%, а зависимость Q от величины электрического тока J – лишь пятью измерениями в интервале температур от 0 до 22°C [1, 8]. В своих опытах по определению в проводниках с электрическим током зависимости Q от величин R , J и соответственно времени t протекания в них тока J Э.Х. Ленцем был применен специально изготовленный прибор, основными частями которого являлись [1, 19]: стеклянный сосуд цилиндрической формы с жидкостью (85%-ный этиловый спирт), внутри которого размещался свернутый в спираль исследуемый проводник (выполненный вначале опытов из тонкой платиновой проволоки), к концам которого подводилось постоянное электрическое напряжение от изобретенной в 1836 году батареи Даниеля с ЭДС примерно в 24В; специально выполненный для этих опытов и тщательно прокалиброванный термометр, активный элемент которого (шарик с ртутью Hg) через герметичную стеклянную пробку указанного сосуда был опущен до его (сосуда) середины. Для измерения силы тока J (например, в платиновом проводнике) Э.Х. Ленц использовал прибор, называемый тангенс-буссолью (гальванометром) и изобретенный профессором Нервандером из г. Гельсингфорса, являющегося ныне столицей Финляндии и именуемого г. Хельсинки. Электрическое сопротивление R как платинового, так и других примененных им тонких проводников (железного, медного и нейзильберового), как до, так и в процессе протекания по ним тока J , измерялось при помощи агометра (реостата из калиброванной проволоки) конструкции известного русского электротехника Б.С. Якоби и усовершенствованного в 1842 году под эти опыты Э.Х. Ленцем [1, 20]. В ходе данных опытов Э.Х. Ленц определял время t_1 , необходимое для нагревания платиновым или другим проводником с током J этилового спирта в стеклянном сосуде на 1°C (кстати, Д.П. Джоуль для этих целей использовал воду, обладающую значительно большими значениями удельной электропроводности и поэтому вносящую в измерение температуры жидкости большую погрешность). Отсутствие утечки тока через примененную жидкость в стеклянном сосуде Э.Х. Ленц при помощи лупы определял по отсутствию пузырьков газа на концах погруженной в эту жидкость металлической спирали с электрическим

током J . В процессе нагревания этилового спирта время t_1 отсчитывалось через каждый градус Цельсия, а при обработке результатов измерений использовались его средние значения для соответствующего интервала температур. На основании проведенных Э.Х. Ленцем 16 серий наблюдений им в декабре 1842 года был подготовлен доклад для РАН, где было неопровержимо доказано следующее [1, 19]: во-первых, нагревание металлических проводников гальваническим током прямо пропорционально их электрическому сопротивлению R ; во-вторых, нагревание металлических проводников гальваническим током прямо пропорционально квадрату служащего для этого нагревания тока J . Что касается зависимости выделившегося в проводнике с электрическим током проводимости J количества теплоты Q от времени t , которую мы обычно включаем в закон Джоуля-Ленца (как известно, в нашем случае $Q = R \cdot J^2 \cdot t$ [8, 10]), то Э.Х. Ленц считал прямую пропорциональность этих величин делом совершенно несомненным и очевидным [1, 19]. Результаты данных исследований Э.Х. Ленц опубликовал в 1843 году в работе под заглавием "О законах выделения тепла гальваническим током" [8, 19]. Что касается Д.П. Джоуля, то он свою работу "О тепловом эффекте магнитоэлектричества и механическом эффекте теплоты" доложил в августе 1843 года на собрании Британской Ассоциации, то есть чуть раньше выхода в свет указанной выше публикации Э.Х. Ленца. В части существа этих работ приведем краткое высказывание по ним самого Э.Х. Ленца [8]: "...Хотя мои результаты, в основном, и совпадают с результатами Джоуля, они свободны от тех обоснованных возражений, которые вызывают работы Джоуля". Именно точность и обстоятельность вкратце описанных нами опытов Э.Х. Ленца обеспечили признание международной научной общественностью того фундаментального закона, который вошел в историю физики и науки под вышеупомянутым нами названием закона Джоуля-Ленца.

5. РАБОТЫ ЛЕНЦА ПО ИЗУЧЕНИЮ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН И ОТКРЫТИЕ ИМ ЯВЛЕНИЯ ИХ ОБРАТИМОСТИ

Важное место в научно-техническом наследии Э.Х. Ленца и в истории электротехники занимают его как самостоятельные, так и совместные с уже упомянутым нами русским электромехаником и будущим академиком РАН Б.С. Якоби исследования в области электрических машин. Заметим, что в свое время до переезда в г. Санкт-Петербург последний был профессором архитектуры Дерптского университета [1]. Определенный вклад Э.Х. Ленц внес и в теорию электрических машин (например, в исследование механизмов намагничивания железа ротора-якоря электрической машины; в расчеты электромагнитов; в изучение распределения магнитного потока вдоль железных сердечников; в определение закона убывания магнитного потока в железном сердечнике вне намагничивающей катушки; в получение еще до 1847 года и Густава Кирхгофа закона разветвления тока в сложной электрической цепи; в разработку метода расчета

обмотки электрогенератора для получения максимального индукционного тока и в др.) [1, 19]. Значительным достижением Э.Х. Ленца в данной области электромагнетизма явилось открытие и объяснение им явления "реакции якоря" электрической машины. Еще известный немецкий физик Вильгельм Вебер обнаружил нарушение пропорциональности между скоростью вращения ротора (якоря) электрогенератора и индуцированной им в обмотке статора ЭДС (величины тока). Для объяснения этой зависимости В. Вебер предположил, что причиной подобной непропорциональности является коэрцитивная сила железа якоря электрогенератора [1, 20]. В 1847 году Э.Х. Ленц при исследовании влияния скорости вращения якоря динамомашин на величину вырабатываемой ею ЭДС задолго до изобретателя Жубера применил механический коммутатор своей конструкции, позволивший ему графически воспроизводить кривые получаемого в ней переменного электрического тока. Для справки укажем, что так называемый "диск Жубера", предназначенный для изучения формы кривой переменного тока в электрических машинах до изобретения осциллографа, последним был описан лишь в 1880 году [1, 20]. После многолетних изысканий по данному важному для теории и практики электрических машин вопросу Э.Х. Ленц установил ошибочность концепции В. Вебера и показал, что [1, 19, 20]: во-первых, среднее значение первичного тока за период в катушках якоря не изменяется при появлении вторичного тока в обмотке статора; во-вторых, от действия вторичного тока в обмотке статора нейтральная линия электрической машины сдвигается по направлению движения якоря на тем больший угол, чем больше скорость его вращения. Учитывая полученные им результаты, он предположил то, что для достижения максимальной эффективности электрической машины (например, генератора постоянного тока) ее коммутатор должен для каждой скорости вращения ротора (якоря) и для каждой силы тока иметь особое положение на оси электрической машины, то есть он рекомендовал технический прием, которым пользуются и поныне, а именно: сдвиг (перемещение) щеток ротора (якоря) относительно нейтральной линии электрической машины.

Из истории создания электрических машин (электрогенераторов и электродвигателей) известно, что большинство их изобретателей считали, что каждая из разработанных электрических машин может выполнять только те функции, которые соответствуют ее названию и назначению. Такой взгляд доминировал в электротехнике вплоть до создания Пачинотти электродвигателя с кольцевым якорем (1860 год) и Граммом электрогенератора тоже с кольцевым якорем (1870 год) [20, 21]. Эти два изобретения сблизили оба направления развития электрических машин и показали, что возможна разработка единой электрической машины, способной работать как в виде электрогенератора, так и в виде электродвигателя. В основе такого подхода лежал принцип "обратимости электрических машин", разработанный Э.Х. Ленцем еще в 1833 году [21]. В период 1833–1838 годы он на основе своего "правила Ленца" не только показал теоретически возможность осуществления такого явления, но и дока-

зал экспериментально реальность этого принципа на практике, заставив динамомашину Пикси работать в двигательном режиме [20].

В рамках данной работы не представляется возможным даже кратко описать многогранную научно-педагогическую (ограничимся лишь приведением на рис. 2 титульного листа его учебника по физике) и инженерную деятельность с 1848 по 1865 годы профессора, ординарного академика РАН по физике Э.Х. Ленца (избран в 1834 году вместо умершего академика В.В. Петрова), не один год занимавшего должность ректора Санкт-Петербургского университета вплоть до своей кончины 29 января 1865 года в г. Риме.

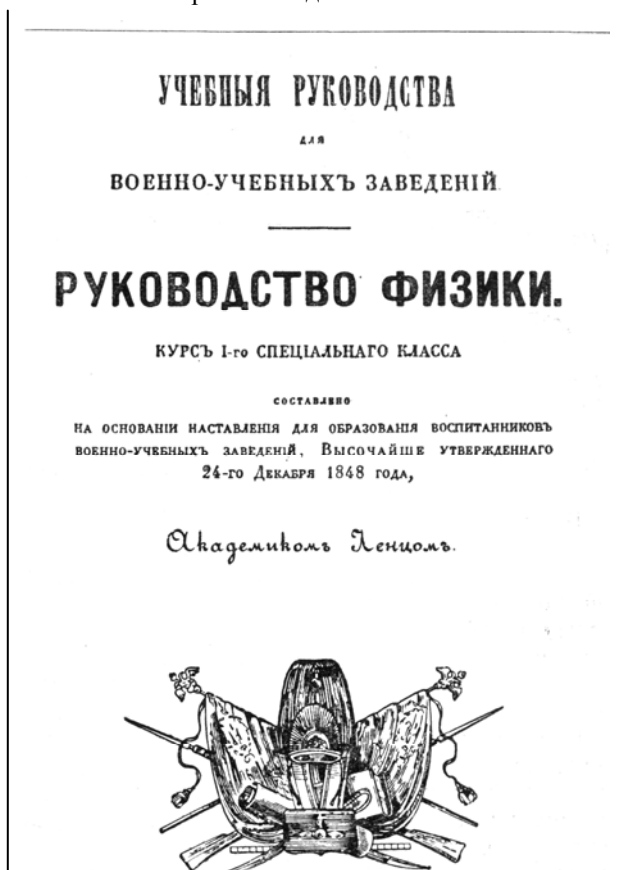


Рис. 2. Титульный лист учебника Э.Х. Ленца по физике (издание 1856 года [20]).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Лежнева О.А., Ржонский Б.Н. Эмилий Христианович Ленц.-М.-Л.: Госэнергоиздат, 1952.-191 с.
- [2] Семанов С.Н. Макаров (1848–1904)/ Серия: Жизнь замечательных людей. М.: Молодая гвардия, 1972.-288 с.
- [3] Намитоков К.К., Клименко Б.В. Электрическая дуга: 200-летний юбилей великого открытия // Электротехника і електромеханіка.-2003.-№2.-С. 46-49.
- [4] Lenz E. Vorschlag zum Konstruktion eines Thermometers, welcher sich die Kurve seines täglichen Steigens und Fallens selbst aufzeichnet// Mém. de l'Acad. des Sciences de St.-Pbg., VI Série, том II, 1833.-S. 8–10.
- [5] Lenz E. Über die Veränderungen der Höhe, welche die Oberfläche des Kaspischen Meeres bis zum April des Jahres 1830 erlitten hat// Mém. de l'Acad. des Sciences de St.-Pbg., VI Série, том II, 1833.-S. 67–102.
- [6] Lenz E. Barometrische Höhenmessungen im Kaukasus, angestellt von C. Meyer und E. Lenz, berechnet von E.

- Lenz // Bulletin Scientifique de l'Acad. des Sciences de St.-Pbg., том I, №1, 1836.-S. 353–394.
- [7] Лежнева О.А. Научная деятельность Э.Х. Ленца в области физики // Труды института истории естествознания АН СССР, т. IV, 1952.-С. 104-139.
- [8] Кудрявцев П.С. Курс истории физики.-М.: Просвещение, 1974.-312 с.
- [9] Lenz E. Über die Leitung des galvanischen Stromes durch Flüssigkeiten, wenn der Querschnitt derselben verschieden ist von der Fläche der in sie getauchten Elektroden// Bulletin de la classe phys. – math. de l'Acad. des Sciences de St.-Pbg., том I, 1852.-S.129–142.
- [10] Кухлинг Х. Справочник по физике: Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина.-М.: Мир, 1982.-520 с.
- [11] Lenz E. Über die Leitungsfähigkeit der Metalle für die Elektrizität bei verschiedenen Temperaturen// Annalen der Physik und Chemie, Leipzig.–1835.–Bd. 34.–S.418–437.
- [12] Lenz E. Über die Leitungsfähigkeit des Goldes, Bleies und Zinnes für die Elektrizität bei verschiedenen Temperaturen// Annalen der Physik und Chemie, Leipzig.–1838.–Bd. 45.–S.105–121.
- [13] Столович Н.Н., Милицкая Н.С. Температурные зависимости теплофизических свойств некоторых металлов. Минск: Наука и техника, 1975.-160с.
- [14] Баранов М.И. Джеймс Клерк Максвелл и теория электромагнитного поля// Электротехніка і електромеханіка.-2005.-№1.-С. 5-7.
- [15] Боев В.М. К 175-летию опубликования первой серии "Экспериментальных исследований по электричеству" Майкла Фарадея// Электротехніка і електромеханіка.-2004.-№3.-С. 5-7.
- [16] Lenz E. Über die Gesetze, nach welchen der Magnet auf eine Spirale einwirkt, wenn er ihr plötzlich genähert oder von ihr entfernt wird und über die vorteilhafteste Konstruktion der Spiralen zu magneto- elektrischem Behufe// Mém. de l'Acad. des Sciences de St.-Pbg., VI Série, том II, 1833.-S. 427–457.
- [17] Lenz E. Über die Beziehung zwischen elektromagnetischen und magneto – elektrischen Ströme// Annalen der Physik und Chemie, Leipzig.–1838.–Bd. 44.–S. 342–349.
- [18] Боев В.М., Грибовская Е.А., Лавриненко О.В. "Электротоническое состояние" и закон электромагнитной индукции Фарадея// Электротехніка і електромеханіка.-2004.-№4.-С. 5-8.
- [19] Ленц Э.Х. Избранные труды.- М.: Изд-во АН СССР, 1950.-521с.
- [20] Цверва Г.К. Эмилий Христианович Ленц// Электричество.-1954.-№2.-С.68-72.
- [21] Гусев С.А. Открытие явления обратимости электрических машин// Электричество.-1954.-№12.-С. 70-71.

Поступила 19.07.2005

ADVANCED RESEARCH OF THE IMPACT OF ROTOR BARS ANISOTROPIC CONDUCTIVITY ON STARTING TORQUE OF AN INDUCTION MOTOR WITH A DIE-CAST COPPER CAGE

Chuvashev V.A., Varenyk Ye.A., Papazov Yu.N., Chuvankov V.Yu., Zheleznyakov A.V., Olenchenko A.V., Ukrainian Research Drawing-and-Designing and Engineering Institute of Explosion-Proof and Mining Equipment with Pilot Plant (UkrRIEPE)
 Ukraine, 83052, Donetsk, 50th Gvardeyskaya Diviziya Str.17,
 phone: +38(062) 382 93 53, +38(062) 348-18-94, fax:+38(062)382 93 52, e-mail: ukrniive@ukrniive.com.ua

Muhametshin N.A.
 JSC Tatneft, Lenin Str., 75
 Tatarstan, Russia, 423400, Almetyevsk,
 fax: +7(8553) 37 37 40, e-mail: n.muhametshin@zenit.ru

Викладено результати досліджень впливу анізотропії провідності стрижнів ротора на пусковий момент асинхронного двигуна, стендових і експлуатаційних іспитів вибухозахищеного двигуна типу 2ЕКВ3,5-210 потужністю 210 кВт із литою анізотропною мідною обмоткою ротора.

Изложены результаты исследований влияния анизотропии проводимости стержней ротора на пусковой момент асинхронного двигателя, стендовых и эксплуатационных испытаний взрывозащищенного двигателя типа 2ЭКВ3,5-210 мощностью 210 кВт с литой анизотропной медной обмоткой ротора.

1. INTRODUCTION

The IM's with the die-cast copper rotors are characterized by the improved efficiency because of the loss reduction as compared with the motors provided with the aluminum rotors [1 – 3]. As for the starting torque, the latter one reduces its value. The above mentioned lack, to a marked extent can be weakened by moulding during the die casting process the special layers in the upper part of the squirrel-cage rotor bars. The choice of the slot configuration and specific conductivity of the layers strengthening the effect of increasing the effective resistance of the rotor cage due to the skin effect which manifests itself at the beginning of starting, when the rotor current frequency is close to the industrial frequency, is of great importance. The IM's manufactured for the coal mining and gas extracting industry showed the improved performance characteristics and the high reliability level in severe applications [1]. Meanwhile, the capabilities of the further performance characteristics improvement of motors with the new rotor generation are still unused.

2. THE STATEMENT OF THE PROBLEM

The future trends associated with the optimal design of the rotor slots are directed on the following:

- the geometrical dimensions of the copper squirrel cage slots;
- to strike a compromise between components of the alloy for the upper layers distinguished by their specific conductivity;
- to strike a compromise between dimensions of the mentioned layer and the remainder part of the copper bar cross-section.

The object of the new research is to strike a compromise between the anisotropy components of the die-cast copper rotor bars by the use of the finite elements method (FEM). The mathematic statement of the problem reduces to distributing the induced currents in the two-layer rotor bar. The problems to be analyzed in the paper

are associated with the third problem set above.

3. PRINCIPAL ASSUMPTIONS

A diagrammatic sketch of the rotor fragment being used for numeric computations of the rotor magnetic flux is shown in the Fig. 1.

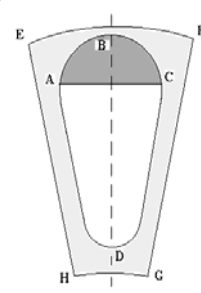


Fig. 1. Sectional view of the copper bar slot to be analyzed

The diagram represents a rotor tooth pitch EFGH with the arc EF disposed on the rotor surface and the arc HG on the rotor shaft surface. The rotor slot domain restricted by the demicircle ABC, 7.4 mm in diameter, contains the alloy characterized by the specific conductivity being varied in the range

$$\gamma_{ABC} \leq \gamma_{Cu}$$

The lower part of the slot domain (ACD) consists of the material which is characterized by the specific conductivity

$$\gamma_{ACD} = \gamma_{Cu}$$

It is assumed that the left and right hand side tooth pitches are in the same conditions. Due to the symmetry of the magnetic fluxes relative to the dividing lines EH and FG the geometric boundary condition are taken as the homogeneous boundary conditions of the second order. In the case under consideration the partial derivatives of magnetic potential

$$\left. \frac{\partial A}{\partial h} \right|_{EH} = \left. \frac{\partial A}{\partial h} \right|_{FG} = 0. \tag{1}$$

4. ONE-DIMENSIONAL OPTIMIZATION BY NUMERIC COMPUTATIONS

The vector of magnetic potential corresponding to the air gap magnetic induction along the line EF taken as the boundary condition of the first order can be presented in the evident form

$$A|_{EF} = \int_E^F B_{\delta} dx. \quad (2)$$

Let us assume, approximately,

$$A|_{EF} \approx B_{\delta} \cdot t_2 \sin \omega_1 t,$$

where t_2 = tooth pitch on the rotor surface; ω_1 = angular frequency at the induction motor starting.

In a similar way, the magnetic potential along the line HG corresponding to magnetic induction on the rotor shaft surface can be represented as

$$A|_{HG} \approx B_o \cdot t_2' \sin \omega_1 t, \quad (3)$$

where t_2' = tooth pitch on the rotor surface.

As follows from the expression (1) the magnetic flux along the middle of the rotor teeth is propagated in radial direction only. Solution of the above boundary-value problem allows to determine the current density. The latter one is similar to the magnetic potential as for the single space component directed perpendicularly to the figure plane. The equivalent active resistance of the squirrel cage bar is determined by the expression

$$r_b = \frac{Q_b}{I_b} = \frac{V \int_S (j/\gamma)^2 dv}{(\int_S j ds)^2} = \frac{L_{\delta} \int_S (j/\gamma) ds}{(\int_S j ds)^2} \quad (4)$$

where I_b, Q_b = the full current and Joule's loss in the rotor bar, respectively:

$$I_b = \int_S j ds, \quad Q_b = L_{\delta} \int_S (j^2 / \gamma) ds;$$

j = current density; V = volume of the rotor slot; L_{δ} = contour length.

Factor of the relative conductivity K_s reflecting the ratio

$$K_s = \gamma_{ABC} / \gamma_{ADC} = \gamma_{ABC} / \gamma_{Cu} \quad (5)$$

was calculated in the range from 0 to 1. In the course of calculations the K_s - dependences of the Joule's loss and active resistance were analyzed.

5. DESIGN FINDINGS AND EXPERIMENTAL RESULTS

Construction of the IM finite element model and investigation of its magnetic fields, principal working parameters and characteristics was carried out for the explosion-proof induction motor 2ЭКВ3.5-210 type (210 kW, 1140 V, 1500 r.p.m.) supplied with the die-cast copper rotor (see Table 1). Analogous serial IM 2ЭКВ3.5-180 type (180 kW, 1140 V, 1500 r.p.m.) with the die-cast aluminum rotor cage is designed for the reduced power equal to 180 kW.

In the Fig. 2 is shown the cross-section of the induction motor rotor being designed in the region of the air gap. The complete computational model produced by the use of the FEM network generator contains 11,535 nodes and 22,968 elements.

Table 1

| Design Data of the 2ЭКВ3.5-210 Type Induction Motor | | |
|---|------------------------|-------|
| Main indices | Stator | Rotor |
| Power, kW | 210 | |
| Voltage, V | 1140 (star-connection) | |
| Number of poles | 4 | |
| Current, A | 126.6 | |
| Efficiency, % | 90.9 | |
| Power factor, cosφ | 0.89 | |
| External diameter, mm | 320 | 195.6 |
| Inner diameter, mm | 198 | 105 |
| Effective core length, mm | 600 | |
| Air gap length, mm | 1.2 | |
| Number of slots | 48 | 45 |

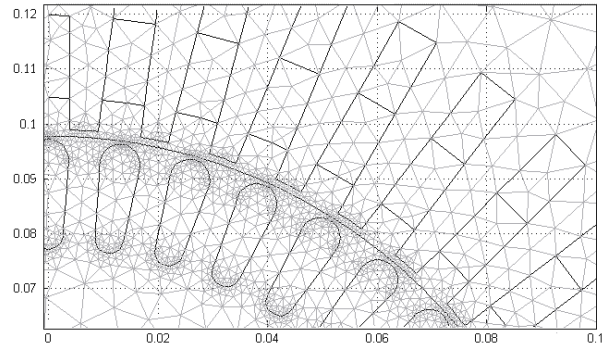


Fig. 2. Fragment of the finite element model destined for the 2ЭКВ3.5-210 type IM

The numerical calculations of the field distribution were based on the following assumptions:

- electroconductivity of the stator and rotor laminated cores is equal to zero;
- nonlinear characteristics of the ferromagnetic steel of the 2212 grade (relationship of the permeance vs magnetic induction), given in the tabulated form, can be obtained by the use the finite-difference approximation;
- the current density in the stator slots is expressible in terms of the formula

$$J_{1eff} = N_{1eff} \cdot I / S_w,$$

where N_{1eff} = number of the effective conductors in the slot; I = phase current; S_w = wound stator slot cross-section;

- the current value in the rotor slots is determined with the use of the vector diagram for the IM rated conditions.

As a sample in the Fig. 3 is given the fragment of the designed magnetic field picture in the region of the IM air gap.

Distribution of the current density in the rotor slot is represented in the Fig. 4.

As it follows from the Fig. 4 the conductivity decrease of the upper layer results in increasing the current penetration depth into the rotor slot.

The designed dependences reflecting the anisotropy influence on the induction motor starting torque are shown in the Fig. 5.

As is apparent from the Fig. 5 the maximum values of the Joule's loss and active resistance in the rotor bars fall in the range between $0.5 > K_s > 0.3$. It is evident that the mentioned range coincides with the sought maximum value of the starting torque.



Fig. 3. Field distribution for the 2ЭKB3.5-210 type IM at rated condition

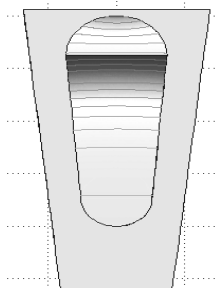


Fig. 4. Lines of equal current density at the factor $K_s = 0.4$

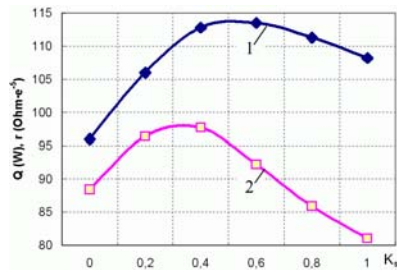


Fig. 5. Designed dependences:
1 - $Q_b(K_s)$; 2 - $r_b(K_s)$

The results of the designed findings are sufficient to allow the following important conclusions:

- the maximum values of the magnetic induction, in the range from 2.5...2.77 T, are observed in the bridges of the closed rotor slots that results to reducing the rotor leakage reactances (the favorable phenomenon);
- the saturation level of all the magnetic core parts is optimum attaining the maximum value equals 1.98 T in the tooth roots;
- the saturation levels on the field magnetic paths in the stator teeth, stator yoke and rotor shaft are equals 1.84 T, 1.62...1.95 T and 0.60 T, respectively.

As was apparent the eddy currents in the rotor shaft forth out the main magnetic flux reducing the magnetic induction to 0.40 T. At the designed current density (0.09 A/mm^2) the specific energy losses will be equals 400 W/m^3 .

Electromagnetic torque was calculated by the use of magnetic strain tensor [4]. The designed electromagnetic torque characteristics versus rotor slip for the IMs ЭKB3.5-180 type with the die-cast copper and aluminum rotor windings are shown in the Fig. 6.

As may be inferred from the Fig. 6 the IM equipped with the copper cage rotor has the advantage that its electromagnetic torque curve is more steep at the slips less than the critical value.

At the rated torque (1273 N·m) the mentioned feature involves, as compared with the serial IM, a decrease in the slip (from 0.067 to 0.032 p.u.) and rotor energy losses. The latter cause the efficiency rise by 2.5 per cent and a decrease in the rotor temperature. The breakdown torque, in the case under consideration, shows the increase from 2.950 to 3.306 N·m that is attributable to changes in the rotor leakage reactance. This is in agreement with the following extended consideration.

Really, the ratio between the current penetration in the bars of the copper and aluminum cages can be analyzed by the expression

$$\Delta_{Cu-Al} = \left(\frac{S_{Al} \cdot \gamma_{Al}}{S_{Cu} \cdot \gamma_{Cu}} \right)^{0.5},$$

where S = rotor slip, γ = electric conductivity.

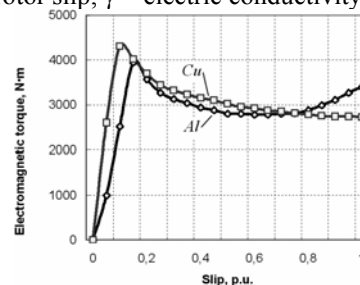


Fig. 6. Electromagnetic torque characteristics of the explosion-proof IMs

As is evident from the above expression, at the critical slips for the copper and aluminum cage rotors equals 0.12 and 0.182, respectively, and $\gamma_{Al} / \gamma_{Cu} = 1.87$ the ratio sought gives us the result equal to 0.90 S_o , in spite of the relationship

$$S_{cr Cu} < S_{cr Al}$$

the equivalent current penetration in the slots of copper bars rotor cage will be less that leads to decreasing the rotor leakage reactance and increasing the breakdown torque.

The more detail analysis should be based on taking into account the influence of the slot shapes chosen, the temperature of the rotor winding, etc.

The locked – rotor torque was decreased by 24 per cent but the derivative of the electromagnetic torque with respect to the rotor slip does not change its sign in the slip range from 1.0 to its critical value. The mentioned feature influences favorably the transient processes at starting the IM.

6. CONCLUSIONS

It is shown that the induction motors supplied with the special "starting" layer disposed in the upper part the die-cast copper rotor bar possess with the maximum value of the starting torque at the relative conductivity factors in the range from 0.3 to 0.5.

The bench and service test of the prototype IM (2ЭKB3.5-210) produced the main performance data closely related to the findings designed.

REFERENCES

- [1] V.A. Chuvashov, N.A. Moukhametchin and Ch. Gabradkhmanov. Explosion-Proof Induction Motor with Anisotropic Copper Bars Conductivity of a Die-Casting Rotor, in Proc. of ICEM 2002, p.354 (in Abstracts).
- [2] D.Peters, D.Van Son, J.Cowie, E.Brush, Jr. "Improved motor energy efficiency and performance through the die-cast copper rotor", in Proc. of ICEM 2002, p.71 (in Abstracts).
- [3] F.Parasiliti, M.Villani, C.Paris, O.Walti, G.Songini, A.Novello, T.Possi. "Three-phase induction motor efficiency improvements with die-cast copper rotor cage and premium steel", in Proc. of SPEEDAM 2004, pp.338-343.
- [4] Ju., M.Vaskovski, Mathematical Simulation of Electromechanical Energy Converter, KPI Publiser, Kiev (2003), p.164 (in Ukrainian).

Entered 31.08.2005

МЕТОДИЧЕСКИЕ ВОПРОСЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДОПУСТИМОГО ЧИСЛА РЕВЕРСОВ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ В ПЕРЕМЕЖАЮЩЕМСЯ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

Бурковский А.Н., д.т.н., проф.,

Донецкий национальный технический университет

Украина, 83003, Донецк, ул. Карпинского, 25/296, кафедра "Электроснабжение промышленных предприятий и городов", тел. (0622) 95-98-83, e-mail: air.ps@mail.ru.

Рыбалко О.А.

Донецкий национальный технический университет

Украина, 83120, Донецк-83120, ул. Пинтера, 52/7, кафедра "Электроснабжение промышленных предприятий и городов", тел. (062) 334-88-35, e-mail: olya_ua@list.ru.

В статті на основі експериментальних даних обґрунтовано спосіб розрахунку втрат енергії в обмотках асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором в перехідних режимах і розроблена методика визначення допустимої кількості реверсів в режимах S7.

В статье на основании экспериментальных данных обоснован способ расчета потерь энергии в обмотках асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в переходных режимах и разработана методика определения допустимого количества реверсов в режимах S7.

Постановка проблемы. Перемежающийся режим с реверсами (S7 по ГОСТ 183-74) состоит из двух основных рабочих фаз: работа под нагрузкой (постоянной) на протяжении определенного отрезка времени, затем осуществляется реверс двигателя (как правило, изменением чередования фаз) и он снова работает с такой же постоянной нагрузкой, вращаясь в противоположном направлении. В таких режимах работают асинхронные двигатели (АД) в различных отраслях промышленности, в том числе в металлургической, машиностроении, химической и др. Способы определения допустимого числа реверсов при заданной величине нагрузочного тока в таких режимах освещены весьма недостаточно, что обусловлено сложностью определения потерь в обмотках при реверсах и их влияния на общий нагрев обмоток при продолжительной работе в таком режиме; поэтому чаще всего эта задача решается экспериментальным способом.

Анализ публикаций и исследований. Определение потерь электроэнергии в обмотках АД в переходных режимах представляет собой весьма сложную задачу, так как эти потери зависят от нагрузки на валу, от механической и электромагнитной инерционности двигателя и т.п. Процесс реверса состоит из торможения противовключением и разгона двигателя в противоположном направлении по сравнению с предыдущим.

Способ определения потерь электроэнергии в обмотках АД при пуске достаточно отработан и дает удовлетворительные результаты, а способы определения потерь электроэнергии при реверсе недостаточно отработаны.

В известной монографии [1] приведена формула для расчета потерь энергии в обмотках при реверсе АД, работающего на холостом ходу:

$$A_{\text{рев}} = 4 \cdot J \cdot \frac{\omega_0^2}{2} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right);$$

где J – суммарный момент инерции привода; ω_0 – угловая частота холостого хода; R_1 , R_2 – сопротивление обмотки статора и приведенное сопротивление обмотки ротора; это, однако не дает информации о потерях энергии в обмотках при реверсе АД, работающего под нагрузкой.

Цель статьи. Разработать способ определения допустимого числа реверсов АД с короткозамкнутым ротором в перемежающемся режиме, при заданной величине нагрузочного тока обмотки статора.

Результаты исследований. Для получения информации о величине потерь энергии в обмотках при реверсе АД, работающего под нагрузкой, была произведена обработка осциллограмм пуска и реверса взрывозащищенного АД В100L4 ($P_{2H} = 4$ кВт; $n_H = 1440$ об/мин), нагруженного машиной постоянного тока (рис. 1) при различных коэффициентах инерции FJ . Результаты обработки указанных осциллограмм приведены в табл. 1.

Анализ данных табл. 1 показывает:

- величина эффективного тока обмотки статора при реверсе (в основном) выше, чем при пуске, что предопределяет более высокое значение эффективного момента двигателя и относительно небольшое время реверса, хотя реверс состоит из торможения от n_H до нуля и разгона до n_H ;

- с увеличением коэффициента инерции увеличивается относительная продолжительность реверса по сравнению с пуском (от 1,36 до 1,58);

- суммарное количество электроэнергии, выделяемой в обмотке статора за реверс ($I_3^2 \cdot \Delta t$) существенно выше, чем при пуске (в 1,42–2,9 раз), в среднем в 2,06 раз.

С целью дополнительного анализа процессов была произведена обработка осциллограмм пуска и

реверса при номинальной нагрузке АД типа P51-4 ($P_{2H} = 12$ кВт; $n_H = 1460$ об/мин), приведенных в монографии [2]. Получено:

- время реверса увеличилось по сравнению с временем пуска в 1,66 раз: ($\frac{t_{рев}}{t_{пуск}} = \frac{1,2}{0,72} = 1,66$);

- количество энергии, выделившееся в обмотке статора за время реверса выше, чем при пуске в 1,745

$$\text{раз: } \left(\frac{\Sigma I_{\Delta}^2 \cdot \Delta t_{рев}}{\Sigma I_{\Delta}^2 \cdot \Delta t_{пуск}} = \frac{22096,8}{12659} = 1,745 \right).$$

Следовательно, можно отметить, что время реверса АД (в рассмотренных примерах) увеличилось в 1,36–1,66 раз (в среднем в 1,5 раз) по сравнению с временем пуска.

Таблица 1

| Мощность P_1 , кВт | Коэф. инерции FJ | Время пуска t_n , с | Время реверса t_p , с | Величина эквив. тока статора $I_{1\Delta}$, А | | Суммарное $I_{\Delta}^2 \cdot \Delta t$, ($A^2 \cdot c$) | |
|----------------------|--------------------|-----------------------|-------------------------|--|--------|---|--------|
| | | | | пуск | реверс | пуск | реверс |
| 4,92 | 4,2 | 0,22 | 0,3 | 39,6 | 46,0 | 345 | 637,1 |
| 4,96 | 6,2 | 0,28 | 0,42 | 42,2 | 41,3 | 499,6 | 707,2 |
| 4,9 | 10,2 | 0,48 | 0,76 | 36,3 | 47,6 | 589,4 | 1726,5 |

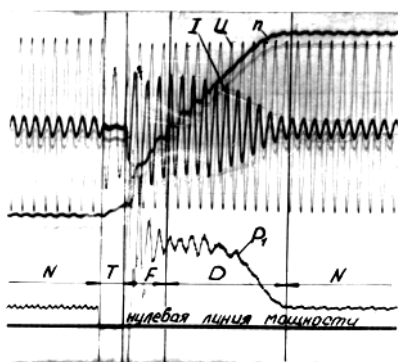


Рис. 1. Осциллограммы переходных значений U, I, P_1, n при работе электродвигателя в режиме S7, $U = 380$ В; $P_1 = 4,92$ кВт; $FJ = 4,2$

Определим допустимое число реверсов в режиме S7 исходя из метода эквивалентного тока. В связи с тем, что за время работы в режиме S7 условия охлаждения АД практически не изменяются, можем записать:

$$I_H^2 \cdot t_{ц} = I_{S7}^2 \cdot t_{раб} + I_{\Delta,рев}^2 \cdot t_{рев}, \quad (1)$$

где I_H , I_{S7} , $I_{\Delta,рев}$ – ток в обмотке статора соответственно в номинальном режиме S1, в режиме S7 под нагрузкой, во время реверса; $t_{ц}$, $t_{раб}$, $t_{рев}$ – продолжительность рабочего цикла, времени работы под нагрузкой и реверса.

Найдем из выражения (1) допустимую длительность работы под нагрузкой $t_{раб}$ в режиме S7:

$$t_{раб} = \frac{I_H^2 \cdot t_{ц} - I_{\Delta,рев}^2 \cdot t_{рев}}{I_{S7}^2}. \quad (2)$$

Произведем некоторые преобразования:

$$t_{раб} \cdot I_{S7}^2 = I_H^2 \cdot (t_{раб} + t_{рев}) - I_{\Delta,рев}^2 \cdot t_{рев}; \quad (3)$$

$$(I_H^2 - I_{S7}^2) \cdot t_{раб} = I_{\Delta,рев}^2 \cdot t_{рев} - I_H^2 \cdot t_{рев}. \quad (4)$$

Выразим

$$I_{\Delta,рев}^2 \cdot t_{рев} = K \cdot A_{рев},$$

где $A_{рев}$ – суммарное количество потерь энергии в обмотках статора и ротора за реверс.

Тогда в соответствии с (4) можем записать:

$$t_{раб} = \frac{K \cdot A_{рев} - I_H^2 \cdot t_{рев}}{I_H^2 - I_{S7}^2}. \quad (5)$$

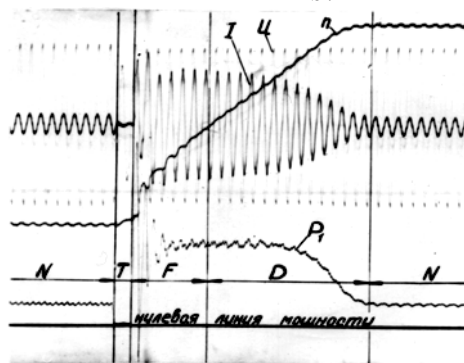


Рис. 2. Осциллограммы переходных значений U, I, P_1, n при работе электродвигателя в режиме S7, $U = 380$ В; $P_1 = 4,96$ кВт; $FJ = 6,2$

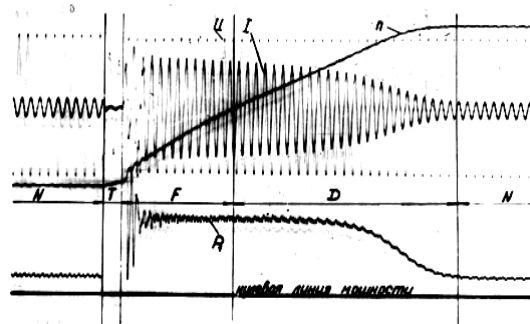


Рис. 3. Осциллограммы переходных значений U, I, P_1, n при работе электродвигателя в режиме S7, $U = 380$ В; $P_1 = 4,9$ кВт; $FJ = 10,2$

Величина суммарного количества потерь энергии в обмотке статора (из условия примерного равенства сопротивлений обмотки статора и приведенного сопротивления обмотки ротора, т.е. $r_1 \approx r_2'$):

$$\Delta A_{рев.ст} \approx \frac{A_{рев}}{2}, \quad (6)$$

$$I_{\text{э.рев}}^2 \cdot t_{\text{рев}} = \frac{\Delta A_{\text{ст}}}{3 \cdot r_{1\Gamma}}, \quad (7)$$

где $r_{1\Gamma}$ – величина сопротивления фазы обмотки статора в номинальном режиме (соединение обмоток в звезду).

В соответствии с выражениями (5) и (6) время $t_{\text{раб}}$:

$$t_{\text{раб}} = \frac{A_{\text{рев}} / 2 - I_{\text{н}}^2 \cdot t_{\text{рев}}}{I_{\text{н}}^2 - I_{\text{S7}}^2}. \quad (8)$$

Допустимое число реверсов в час в режиме S7 с учетом (8):

$$Z_{\text{рев}} = \frac{3600}{t_{\text{раб}} + t_{\text{рев}}}. \quad (9)$$

Пример расчета. Взрывозащищенный асинхронный двигатель В100Л4 ($P_{2\text{н}(S1)} = 4$ кВт; $U_{\text{н}} = 380$ В; $I_{\text{н}} = 9,2$ А; $r_{1\Gamma} = 1,73$ Ом).

Определить допустимое число реверсов по предложенному методу с определением потерь энергии при реверсе по (6), (7) и по литературным данным [1] в режиме S7 с параметрами: $FJ = 4,2$; $I_{(S7)} = 8,85$ А.

а) Суммарное количество энергии, выделившееся в обмотках статора и ротора за реверс:

$$A_{\text{рев}\Sigma} = 2 \cdot A_{\text{пуск}\Sigma}.$$

$$A_{\text{пуск}\Sigma} = A_{\text{pn}} \cdot \left(1 + \frac{r_1}{r_2}\right);$$

$$A_{\text{pn}} = J \cdot \omega^2 \cdot \int_{S_{\text{н}}} \frac{M / M_{\text{н}}}{M / M_{\text{н}} - M_{\text{с}} / M_{\text{н}}} \cdot dS;$$

рассчитано заменой интеграла суммами средних величин моментов при различных величинах скольжения.

$$A_{\text{пуск}\Sigma} = 2073 \text{ Вт с};$$

$$A_{\text{рев}\Sigma} = 2 \cdot 2073 = 4146 \text{ Вт с};$$

$$\Delta A_{\text{рев.ст}} = \frac{A_{\text{рев}\Sigma}}{2} = \frac{4146}{2} = 2073 \text{ Вт с};$$

$$I_{\text{э.рев}}^2 \cdot t_{\text{рев}} = \frac{\Delta A_{\text{ст}}}{3 \cdot r_{1\Gamma}} = \frac{2073}{3 \cdot 1,73} = 399,4 \text{ А}^2 \text{ с};$$

$$t_{\text{рев}} = 1,5 \cdot t_{\text{пуск}} = 0,33 \text{ с};$$

$$t_{\text{раб}} = \frac{399,4 - 9,2^2 \cdot 0,33}{9,2^2 - 8,85^2} = 58,6 \text{ с}.$$

Длительность рабочего цикла:

$$t_{\text{ц}} = t_{\text{раб}} + t_{\text{рев}} = 58,6 + 0,33 = 58,93 \text{ с}.$$

Допустимое число циклов:

$$Z = \frac{3600}{58,93} = 61,1 \text{ рев/ч};$$

на опыте получено $Z = 60$ рев/ч; отклонение расчета от опыта $\Delta = +1,8\%$.

б) Определим потери энергии при реверсе по литературным данным.

$$\begin{aligned} A_{\text{рев.хх}} &= 4 \cdot J \cdot \frac{\omega_0^2}{2} \cdot \left(1 + \frac{r_1}{r_2}\right) = \\ &= 4 \cdot 0,066 \cdot \frac{157^2}{2} \cdot (1 + 0,92) = 6237 \text{ Вт с}; \\ \Delta A_{\text{рев.ст}} &= \frac{6237}{2} = 3118,5 \text{ Вт с}; \\ I_{\text{э.рев}}^2 \cdot t_{\text{р}} &= \frac{3118,5}{3 \cdot 1,73} = 600,8 \text{ А}^2 \text{ с}; \\ t_{\text{раб}} &= \frac{600,8 - 9,2^2 \cdot 0,33}{9,2^2 - 8,85^2} = 94,28 \text{ с}; \\ t_{\text{ц}} &= 94,28 + 0,33 = 94,61 \text{ с}; \\ Z &= \frac{3600}{94,61} = 38,05 \text{ рев/ч}; \end{aligned}$$

отклонение от опыта $\Delta = -36,6\%$.

Вывод. Разработана методика определения допустимого числа реверсов асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в режиме S7, которая в целом дает удовлетворительные для практики результаты. В связи с имеющимися место отклонениями величин потерь энергии в обмотках во время реверса от принятых ($A_{\text{рев}\Sigma} = 2 \cdot A_{\text{пуск}\Sigma}$) возможны отклонения допустимых чисел реверсов; в соответствии с нашими опытными данными эти отклонения составляют величины $\leq \pm 20\%$. Поэтому для получения гарантированных величин расчетное число реверсов целесообразно уменьшить на 20 %, что позволит предохранить обмотки от нагревов, превышающих номинальные.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] М.Г. Чиликин и др. Основы автоматизированного электропривода. М.: Энергия. 1974. – 465 с.
- [2] И.И. Трещев Электромеханические процессы в машинах переменного тока. Л.: Энергия. 1980. – 344 с.

Поступила 14.10.2005

MICROPROCESSOR PROTECTION RELAYS: NEW PROSPECTS OR NEW PROBLEMS?

Gurevich Vladimir, Ph.D
Israel Electric Corp., Central Electric Laboratory
POB10, Haifa 31000, Israel
fax: (++1) 603-308-5909, e-mail: gurevich2@bezeqint.net

Внутрішня архітектура і принцип дії мікропроцесорних реле захисту мають мало загального з пристроями, званими "електричними реле". Але такі реле захисту на основі мікропроцесора поступово витісняють традиційні електромеханічні і навіть електронні реле захисту практично у всіх областях енергетики: це стало модною тенденцією. Проте, при найближчому розгляді виявляється, що переваги засобів захисту на основі мікропроцесора насправді не так вже і очевидні, зате вони мають істотні недоліки. У цій статті обговорюються деякі з цих проблем.

Внутренняя архитектура и принцип действия микропроцессорных реле защиты имеют мало общего с устройствами, называемыми "электрическими реле". Но такие реле защиты на основе микропроцессора постепенно вытесняют традиционные электромеханические и даже электронные реле защиты практически во всех областях энергетики: это стало модной тенденцией. Однако, при ближайшем рассмотрении оказывается, что преимущества средств защиты на основе микропроцессора в действительности не так уж и очевидны, зато они имеют существенные недостатки. В этой статье обсуждаются некоторые из этих проблем.

I. INTRODUCTION

Microprocessor systems are similar to simple digital computer systems (Fig. 1), in which the microprocessor performs the timing and control of the system and carries out all arithmetic and logical operations. The system memory may be Read Only Memory (ROM) for dedicated applications or Random Access Memory (RAM) for the storage of data and programs, or a combination of both. System memory stores the program to be executed and the data relevant to the specific task.

The microprocessor communicates with the system memory by means of a bus system. The same bus system permits communication of the microprocessor with the interface adaptor, or Input/Output (I/O) unit, which makes possible the transfer of data and control signals to and from the system. As it can be seen from Fig. 1, the microprocessor is quite a complex device with specific terminology and principles of operation that have nothing in common with the protective relays considered above. The question arises if the "microprocessor-based protection device" is a "relay" in the full sense of the word. On closer examination it turns out that the "microprocessor-based relay" is a small computer in which the output circuits (usually built-in CT or VT - Fig. 2) have matched parameters with external current and voltage transformers, with a program stored in memory, allowing processing of input signals in such a way that operation of this or that type of protective relays can be modeled. With the help of a basic universal microprocessor one can create any relay by just making certain changes in the program, at least that is how it used to be at the initial stage of development of microprocessor-based equipment. Opinions are sometimes expressed that protective devices now available on the market are in fact only single-purpose devices designed for execution of a limited set of functions, typical of relays of some particular type.

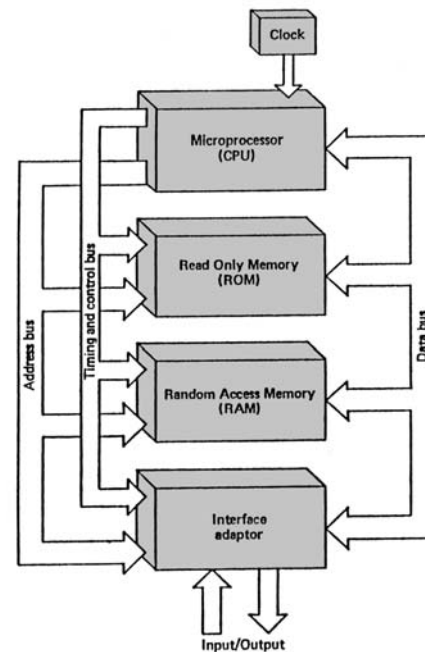


Fig. 1. Typical structure of microprocessor system.

Such devices have names corresponding to the name of a relay of a particular type, like Frequency Relays for instance, and one can communicate with such a device only with the help of a special program which specially created for this particular device, taking into account all of its peculiarities.

Actually the relay is programmed by inputting certain pick-up thresholds, time intervals, and algorithms of choosing of the proper type, among all possible types of working characteristics, but in this case, limitations are set not for the microprocessor (for which it is all the same, whatever signals to process), but for ROM containing the program of this microprocessor and the number of input and output channels.

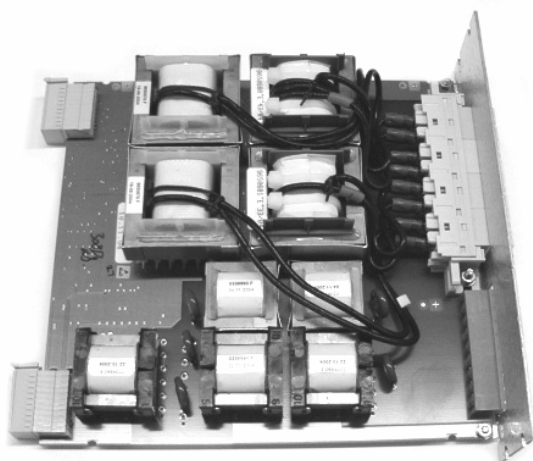


Fig. 2. Input unit with built-in CT's and VT's

If in devices performing the function of protective relays one uses not ROM (Read-Only Memory), but EPROM (Erasable Programmable Read-Only Memory) or EEPROM (Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory) and a pocket programmer that allows recording to ROM of any algorithm of a microprocessor operation, one will obtain a Universal Protective Relay instead of a Frequency relay. It won't differ practically from modern universal Programmable Logic Controllers with digital and analog inputs such as Modicon® family (Gould Modicon) or SIMATIC® family (Siemens) and many others. Each such device may contain tens of input modules for transformation of signals to Boolean or hexadecimal code, tens of virtual timers of different types, comparators, counters of different configurations, different types of triggers, univibrators, a great number of memory registers used for recording of intermediate results, powerful output modules, etc. Using this set of virtual elements in a computer program running in Windows®, one can draw very complex automation systems (much like in graphics editors) which are then loaded to the controller. Having chosen the option "simulation", one can see on the display how this automation system works in real-time operation modes, or in emergency modes modeled purposely. Today a special computer program is used for work with each type of such controllers; however scientists are trying to create a universal program allowing work with controllers of different types.

Apparently the internal architecture and principles of operation of microprocessor-based devices have little in common with devices called "electric relays". To illustrate this fact one can mention a well-known complex universal microprocessor-based relay of the REL-316 type (ABB), designed for distance protection of power lines and for differential protection. This relay appears to be used quite often as a substation controller and not as a protective relay, since it is based on a powerful universal microprocessor supplied with a great number of logical inputs and relay outputs.

As follows from the facts considered above, in the author's opinion microprocessor-based devices, including so-called "microprocessor protective relays", should be

considered not in a literature devoted to electrical relays, but in technical computer literature, however, since these virtual microprocessor-based devices are widely used as protective relays it is still worthwhile to consider some important aspects of practical use of these devices.

First, we'll consider those numerous advantages of micro-processor-based "relays" which are usually indicated in advertisements and numerous publications of engineers from companies-manufacturers of such relays.

II. ADVANTAGES OF MICROPROCESSOR-BASED RELAYS

1. *Many microprocessor-based relays allow us to record and then replay modes preceding and functioning during failures, for analysis of emergency situations.*

Well, were power-engineering specialists really deprived of this possibility before? Aren't there a great number of various loggers of emergency modes and of relay pick-ups? The ABB, Siemens, Areva, NxtPhase, RiS, Dewetron GmbH, etc., alone offers tens of variants of loggers and analyzers of various different emergency modes.

2. *Microprocessor-based relays allow us to change pick-up settings with the help of a computer and to turn from one characteristic to the other using only software tools.*

This is really more convenient than to adjust the relay with the help of potentiometers and a screwdriver, but how often does one have to adjust setting modes of the relay during 20 - 25 years? Two times? Three times?

3. *Microprocessor-based relays allow us to provide all the information regarding their state to remote dispatching centers through special communication channels.*

Hadn't remote multi-channel systems of data transmission (SCADA, for instance), transmitting information about the pick-up of every electromechanical relay to the dispatching desk, been used before microprocessor-based relays appeared?

4. *Microprocessor-based relays allow us to change configuration of the relay protection set: to switch some functions ON or OFF (that is to switch ON or switch OFF some relays) by software means with the help of an external computer.*

This is really much more convenient than to install separate relays and remake the assemblage in relay protection boards, but again the same question arises: How often does one actually need to resort to such operations? Once (or twice under the most adverse conditions) for the whole service term of the relay (20-25 years)?

5. *Microprocessor relays are less prone to dust, increased humidity, aggressive gas and vapors than electromechanical relays.*

The author wonders if the author of this thesis has ever been to modern halls (or rooms) of relay protection in power stations or substations. It seems that he hasn't, otherwise he would have been aware that, first, electromechanical protective relays have been produced

for decades in heavy hermetic cases of metal and glass that are well protected from dust and other negative environmental factors. Secondly, modern halls of relay protection are separate clean enclosed spaces equipped with air-conditioners maintaining stable conditions regardless of conditions outside. Microprocessor based relays are installed in similar halls.

6. *A small microprocessor-based relay can replace a whole set of standard electromechanical relays. In the first place this applies to complex distance protections. Thus you can save expensive space occupied by cabinets with relay protection.*

It is true that complex microprocessor relays occupy smaller areas of mounting by 5-10 times less than a set of standard relays with similar functions. It is also true that boards with microprocessor-based protections occupy less space by several times than conventional ones, but the tricky question is: What part of space of the power station or substation can one actually save if one replaces electromechanical relays with microprocessor-based ones? One hundred thousandth? Or one millionth?

7. *Microprocessor-based relays are more sensitive to emergency modes than electromechanical ones.*

This is also absolutely true, as all the arguments considered above given by advocates of microprocessor-based relays. The question is whether such high sensitivity and accuracy are really required in relay protection of power units. For example, let's take microprocessor-based frequency relays picking up when frequency diverts by 0.005 Hz, and standard analog electronic relays with a pick-up accuracy of 0.01-0.05 Hz (for different models). The author wonders if anywhere in the world there is a power station or substation with frequency relays performing some operations in the power system at a frequency error of 0.005 Hz from the nominal value? In many cases, even sensitivity of standard electromechanical or analog electronic relays is excessive and one has to coarsen it artificially. Can relay protection of power units face the problem of low sensitivities of the relay?

8. *Higher reliability of static microprocessor-based relays in comparison with electromagnetic relays containing elements moving mechanically.*

At first sight it may really seem uncontestable that a static device without movable elements is much more reliable than a complex mechanism with numerous interacting elements, but only on the face of it. On closer examination it appears that things are not so simple.

8.1. First, the number of pick-ups (that is the movements of movable elements) of electromechanical protective relays is paltry in comparison with their service life. Referring to his personal experience, the author can say that he has come across such cases when relays with original (factory) defects have been exploited for more than 10 years.

The fact that these defects have not been discovered for 10 years proves that during all this time the relay never picked up (and also that it is inadmissible to check relays so rarely!). Is it really worth speaking about mechanical wear in such cases?

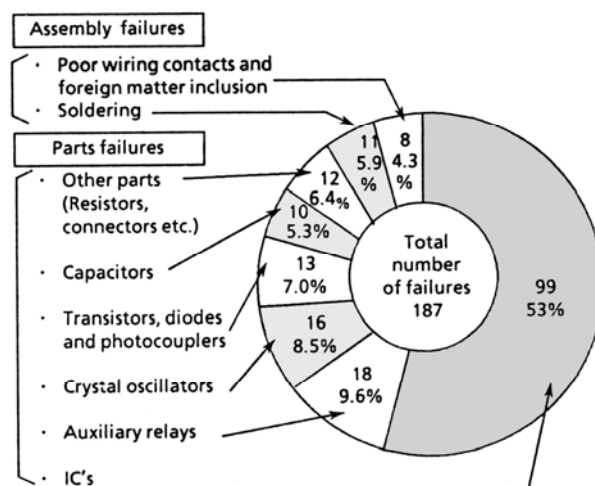


Fig. 3. Statistics of malfunctions of 378 microprocessor-based relays, produced by leading Japan companies

8.2. Secondly, the number of elements from which a microprocessor-based relay is constructed is by hundreds and thousands times more than the number of elements from which an electromechanical relay is made. The reliability theory says that there is an inversely proportional dependence between the number of elements and the reliability of complex systems. As far as reliability of the elements is concerned, everything is also not as simple as that. In the electromechanical relay affected by external factors capable of causing damage, there are only coils of electromagnets and insulation of internal installation wires. These are very reliable and stable elements, but if it was a question of improving their reliability the coils could be impregnated with epoxide resin in vacuum and internal wiring in Teflon insulation could have been used. In microprocessor-based relays practically all electronic elements are affected by the supply voltage, and a part of them by input current or voltage. Some elements are constantly in the mode of generating signals. Some components (electrolytic capacitors, for example) wear considerably under constant exposure to working voltage. As far as integral circuits (IC – basic active elements of microprocessor-based relays) are concerned, they are the main cause of relay malfunctions (Fig. 3), [1]. One of the major problems of complex electronic devices is aging of their components, bringing on changes in their parameters, during their lifetime. As a rule the lifetime of such devices usually does not exceed 10-15 years. At about that time we begin to encounter various failures, malfunctions and disturbances that are sometimes very difficult to locate in such complex devices such as in the microprocessor relays, and even if we do successfully diagnose a malfunction it is not always possible to repair it (continuing with the above example, printed circuit boards on the surface mounting microelements for instance - standard technology for microprocessor relays). In such situation it is possible to replace damaged PCB only entirely, which cost sometimes makes a significant part of relay cost. With all due respect to our new and modern technologies, it should be noted here that previously far more "simple" electromechanical protection relays, some produced as many as 40 and 50

years ago from materials and according to technologies of that time, continue to work reliably today in many power systems (in Russia, for example).

Mass maintenance of microprocessor relays presents many problems, with their built-in switching power supply. Such power supplies re-complex devices (see Fig. 4, for example) and with the addition heavy duty, continuous work, and exposure to spikes, harmonics, etc., they often fail.



Fig. 4. Built-in switching power supply.

Power supplies of microprocessor devices frequently create problems that designers did not foresee at all when developing these devices. The author experienced such a problem when a breakdown of one of the minor elements of a microprocessor device produced a short circuit of power supply. The microprocessor instantly gave a set of uncoordinated commands, which led to simultaneous disconnecting of all the power transformers of a large class 161 kV substation. Analysis of the reasons for this failure established that the short circuit of the power supply had come in the current limiting mode, as is necessary for high-grade power supplies. Current limitation is provided by fast decrease of output voltage level so that the output current does not exceed the maximal value allowed for the power supply. In the presence of large-capacity capacitors in the power supply, this voltage reduction occurred relatively slowly: during 0.5-1 second. During this time the microprocessor, whose voltage supply had essentially been reduced, started to "go around the bend" and have sufficient lengthy time to give out complete commands, causing and leading to the serious failures.

In order to prevent this, in our opinion, power supplies for microprocessor devices must be completed with so-called "crowbar protection" – a simple circuit (a thyristor, for example) which provides instantaneous short circuiting of the output of the power supply, whenever the emergency mode is enacted.

8.3. Protection functions of the important object (high-voltage line, power transformer, bus bar system and generator on power plant) have been divided between 5 - 6 separate relays till an era of microprocessor devices. Failure of one relay yet did not lead to malfunction of all protection system completely. In one microprocessor device functions of many relays are concentrated. For

example, one only the microprocessor device such as REG-216 carries out functions: differential protection; inverse-time overcurrent; negative phase-sequence; over voltage; distance protection; underimpedance; overload; overtemperature; frequency; rate-of-change frequency; overexcitation, etc. In such device failure of any common element, for example, the power supply, the microprocessor or its auxiliary elements leads to malfunction of protection system completely.

8.4. One of the serious problems which have been found out by the author [2] that discrepancy between switching capabilities of subminiature electromagnetic relays (using as output elements in microprocessor protection devices, Fig. 5) and real conditions. Researches executed by the author have shown, that as output elements of the microprocessor protection devices produced by all leading companies are used subminiature electromagnetic relays which are not intended for switching inductive loading with currents about 2 - 5 A (coils trip of high-voltage circuit breakers or auxiliary lockout relay) at 125 and the more so 250 V DC. These subminiature relays work with a huge overload and can be damaged at any moment.

8.5. Internal constant monitoring of condition (self-diagnostic, self-testing) of main units, even separate important elements of microprocessor protection device promoted by manufacturers as great progress in protection technique which allowed the maximum protection reliability [3].

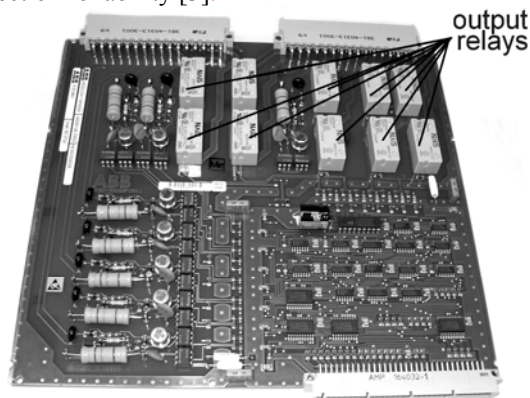


Fig. 5. I/O module with subminiature output relays

Actually, the statement that internal self-diagnostics of microprocessor relays allows increasing reliability of relay protection is not correctly. There is no connection between failure intensity of elements of microprocessor relays and the information on the happened failures. In actual fact appears no more, than an advertising gimmick. For example, in protection device MiCOM P437 constant monitoring serviceability of each of output electromagnetic relays (so, anyway, the manufacturer asserts) is available. But who can explain, how (even, only theoretically) it is possible to supervise serviceability relay (that is ability to closing normally open contacts at coil energizing or absence welding of normally closed contact of the relay) without its pickups? At more detailed consideration of this question it appears, that continuity of the coil is constantly supervised only (by passing through them of weak pulses of a current which are not causing

operations of the relay). What can happen with not energized coil? For what such monitoring is necessary?

8.6. That is why research performed in [4] led to the following conclusion:

"Microprocessor relay reliability is lower than that of electromechanical and static relays: Microprocessor relay components tend to fail more often than those of conventional relays. This disadvantage is not compensated by a self-monitoring function, especially in unmanned substations. Maloperation or a failure to operate as a result of an internal relay failure may occur before the arrival of staff, after receiving an alarm signal".

The experience in this area of such a huge country as the former Soviet Union and present Russia is very interesting. More than 1.6 million relay protection and automation devices, mostly Russian made electromechanical relays (Electrical Devices Plant in Cheboksary), are installed in the Russian power supply system which is one of the oldest and biggest in the world. Of those, microprocessor protection systems constitute less than one per cent. Even in the Moscow power system, one of the most advanced and well provided power systems, microprocessor devices amount to only 3 thousand out of a total of 170 thousand relay protection devices used there, which is at most 2%.

Moreover, according to specialists' evaluations, about 80% of the relay protection devices in Russia have been operating for 20 years, and some relays even for over 50 years, while their service life should not exceed 15 years [5]. It is worth mentioning that with all of this going on, the true response factor of this protection remains stable, and is over 99%! This fact suggests that Russian electromechanical protection relays are highly reliable and that even in the 21st century such protection can be successfully used in the world's largest power supply system. Such situation is characteristic not only for Russia, but also for other old power systems. In spite of the fact that microprocessor relays exist in the market any more first ten years, rates of replacement of electromechanical or old static relays remain, on the average, very low. According to [3] it will take about 70 years to replace all the predecessor relays with modern microprocessor. Yet it is clear that the life-time of the major part of the electromechanical protection relays has expired and they are called for replacement. Because of aging of bronze and brass subjected to permanent mechanical stress, and peeling of the insulation material of relay wires, they are only microns far from short circuit. At the same time in the opinion of many Russian specialists in the field of power engineering, total replacement of traditional Russian electromechanical relays by compatible digital parts made in Europe and USA will result in a drastic increase of emergency cases in power supply systems. Moreover, unlike their Western colleagues, the Russian manufacturers of low voltage equipment advance a sound belief in rational implementation of technical innovations in such specific fields as relay protection. They believe that in the next three to five years all of the obsolete equipment should be

replaced *with traditional time-proved* electric equipment, and only then should carefully planned installation of digital devices begin in power installations. This should be done selectively rather than totally, and moreover that the microprocessor relays be backed up with new generation electromechanical protection systems.

Leading manufacturers of microprocessor devices, such as ABB, Siemens, and Alstom have successively penetrated the Russian market, however at the moment even they show certain caution, taking into account the scale of the Russian power system and the possible loss in case of a major crash. ABB for example, purchased in Russia sets of microprocessor protection relays for its project at one of the biggest power stations in Kyrgyz, and then connected them in parallel with its own (Russian) electromechanical relays. A similar solution was used in some other objects, for example at the Zubkovsky substation at the center of Moscow. In spite of such very careful treatment of microprocessor protection devices in Russia and their very limited use, the rate of these device failures in the Russian power supply system still turned out to be twice as high as that of the traditional protection devices. The following data were brought up: Within three years, from 1999 to 2001, 100 out of 23264 operations of relay protection devices at the Novosibirsk power system were false responses. Part of these false responses occurred with modern equipment that was only lately put into operation. In another case false responses of Siemens microprocessor devices at one of the thermal power stations of the Moscow power system "Mosenergo" resulted in disconnection of all of these protection systems, which remained unconnected for more than two years. At another substation of the same power system microprocessor relays were damaged by a stroke of lightning. At a power station in Kostroma microprocessor device failures were triggered by... static voltage from synthetic carpets.

Taking into account that safe operation of the entire power supply system depends on the relay protection system, the above-mentioned cases are more than just unfortunate incidents. This is a problem that needs to be immediately addressed. Moreover, it is clear that as a result of such incidents which occurred within the last few years, the excitement about implementation of intellectual digital technology in Russia has declined. At present 70% of the Russian low voltage industrial equipment market (which also includes relay protection devices) belongs to foreign companies. Because of serious accidents that occurred in the Western power supply systems this fact does not inspire the Russian specialists: They "do not want to repeat somebody else's mistakes", as mentioned in one the publications.

These were some of the so-called "advantages" of microprocessor-based protective relays. Let's take a look at their disadvantages.

III. DISADVANTAGES OF MICROPROCESSOR-BASED RELAYS

3.1. *Impact of electromagnetic disturbances from the power supply network on operation of the relay: blackouts, sags, spikes, surges, (Fig. 6). These impacts can enter electronic equipment through AC network,*

serial or communication lines and damage or destroy components, data will be lost.



Fig. 6. Fragment of I/O module with numerous damages elements and breakdown tracks on printed circuits.

Many cases of malfunctions and even damages of microprocessors caused by spikes and surges are described in literature. For example, mass malfunctions of microprocessor-based time relays occurred in nuclear power plants in the USA. A review of these events indicated that the microprocessor-based timer/relay failed as a result of voltage spikes that were generated by the auxiliary relay coil controlled by the timer/relay. The voltage spikes, also referred to as "inductive kicks," were generated when the time-delay contacts interrupted the current to the auxiliary relay coil. These spikes then arced across the time relay contacts. This arcing, in conjunction with the inductance and wiring capacitance generated fast electrical noise transients called "arc showering" (electromagnetic interference). The peak voltage noise transient changed as a function of the breakdown voltage of the contact gap, which changed as the contacts moved apart and/or bounced. These noise transients caused the microprocessor in the time relay to fail.

The organization of the supply system of relay protection is also very important. Power units are supplied by powerful accumulator batteries with a constantly connected charger, or by an *uninterrupted power supply* (UPS) cushioning the negative impact of the factors listed above, however the same system supplies driving gears of power switches and many other devices, causing spikes. Besides, investigations of UPS systems [6, 7] have shown that at certain conditions noise spikes and high harmonics can get into microprocessors through grounded circuits and neither UPS nor filters can prevent this. Thereupon, another aspect of the problem gains our attention: suspensions and malfunctions of operation of the own microprocessor of the UPS in emergency modes on high-voltage circuits.

When the control microprocessor malfunctions, alternation of switching-ON and switching-OFF of power semiconductor elements of the inventor may be disturb and short circuit loop making, followed by automatic switching-OFF of the input circuit breaker of the UPS. This same phenomenon can happen to automatic chargers whose microprocessors are supplied from an external auxiliary UPS. Such incidents quite often occur in practice, but nobody yet has concerned himself with a serious analysis of the reasons. It is quite possible that the reasons for such emergency switching of USP, and of the chargers, are similar to those for the case considered above.

3.2. *Microprocessor-based relay protections, especially complex ones such as distance protections, do not always operate adequately in complex failures or on*

boundaries of protection zones and can not always trace transient processes correctly and in proper time. In practice one often comes across breakdowns and malfunctioning of complex microprocessor-based protections in exploitation conditions. If the relay is tested on a standard laboratory test bench with standard signals at its inputs, it will operate precisely and reliably. The problem is that it is impossible to simulate all possible combinations and signal distortions that may take place in real situations on a test bench. It is also impossible to foresee all such situations when the relay is designed. This situation is similar to when a properly functioning powerful PC equipped with an undamaged powerful software shell (such as Windows®) suddenly buzzes at a certain instruction set, or if several programs run simultaneously. In most cases it is impossible to foresee and prevent such situations. The working group of the USA and Canada has published the report on the reasons of well known accident (August 14, 2003) in which it is ascertained, that one of the reasons of occurrence of computer "suspension" of control system and occurrence of emergencies in a power supply system of the company "First Energy" in USA. In electromechanical relays such situations are impossible. Therefore a many researchers insist that at the further wide introduction of digital techniques in protective relaying it is necessary to provide additional independent (reserved) not digital protection relays for emergency modes.

3.3. *A strange phenomenon exist whereby high-speed microprocessor-based protections respond to the emergency mode much more slowly then electromechanically ones.* In some of the power systems for reliability improvement microprocessor-based and electromechanical distance relays are switched in parallel. When emergency situations were analyzed, more than once it turned out that the electromechanical relay had picked up and tripped the circuit breaker *before* the microprocessor-based relay responded. This may be explained by the fact that unlike an electromechanical or analog electronic relay, the microprocessor-based relay operates with input values discretely. It "picks" current values of input quantities and copies them into the buffer, then picks another set of input values in a certain time interval and compares them with those stored in the buffer. If the second set is identical to the first, the input values are directed to the microprocessor for processing. In general, for pick-up of an electromechanical or instantaneous electronic relay 10-15 milliseconds are enough, while for a microprocessor-based relay 30-40 milliseconds are required (theoretically). Actually full operating time of microprocessor relay frequently reaches up to 50-80 ms for complex failures. So it often turns out that the superior performance of the microprocessor-based relay indicated in the advertisement of the producer is not provided in practice. In transient emergency modes the microprocessor has to process great sets of information in a real time mode, accompanied by quick and considerable changing of input signals. For this it requires certain time (sometimes hundreds of milliseconds). Moreover, if after the starting of the microprocessor the situation changes (for example, a

single phase short circuit to the ground turned to the two-phase and then to the three-phase one), the starting process of calculation is interrupted and all calculations must be performed from the very beginning.

3.4. *There are essential differences in operation of electromechanical and microprocessor-based relays caused by their different susceptibility to harmonics, saturation, and other wave distortions.*

It is well known that at great ratios of short circuit currents, current transformers considerably distort the curve of the output current applied to the relay. The problem of deterioration of accuracy is relevant for all types of relays, including electromechanical ones. Electromechanical relays produce torque that is proportional to the square of the flux produced by the current. These relays respond to the current squared or to the product of the currents produced by the input quantities. Since root-mean-square (rms) is defined as the average of the integral of the square of the current, these relays are said to be rms responsive. For most microprocessor relays, all quantities other than the fundamental component are noise. These relays used digital filters to extract only the fundamental and either attenuate or eliminate harmonics [8]. The Fast Fourier Transformation (FFT) is a very useful tool for analyzing the frequency content of stationary processes in microprocessor relays. Protection algorithms based on FFT have serious disadvantages including the neglecting of high frequency harmonics, when dealing with non-stationary processes (magnetizing inrush and fault currents) for determining the frequency content. Furthermore, different windowing techniques should be applied to calculate the current and voltage phasors and this causes significant time delay for the protection relay. In this case, accuracy is not assured completely [9]. For example, in cases of influence of inrush current on transformer differential relay with harmonic restraint, the relaying information is contained in the system fundamental and the harmonics only interfered. It is somewhat surprising that the digital filter will faithfully extract the fundamental from any waveform that is periodic at system frequency. The distance elements, in another example, did not operate because no voltage depression accompanied the high current signal. However, sensitive settings caused the negative-sequence directional to identify a forward fault.

3.5. *Considerable complication of exploitation of the protective relay* apparently: testing and adjustment of microprocessor-based protections with the help of a computer (or even without it) require some new level of training of specialists and more time (what we mean here is that a technician or an engineer doesn't have to adjust the same relay every day, but they have to learn everything about it from the very beginning and to gain an understanding of testing methods). It is enough to look through Instruction Manuals of these devices, which are looks as thick book, to realize this, and as far as trouble tracing and repair of such devices go, this is practically impossible during the exploitation. An article [10] tackles the problems arising during testing of microprocessor-based relays. The acceptance test is a step-by-step

procedure published in the relay's instruction manual that checks that the relay's measuring elements, timing elements, status inputs, contact outputs, and logic processing system are functional, and that relay performance is within the manufacturer's intended specifications, using settings and logic defined by the manufacturer's test procedure. The test will include calibration checks involving secondary current and voltage injection. The relay is not field calibrated since, generally, only factory processes can calibrate numerical relays. In the process of working through these tests, one will learn a bit about the relay and will perform the value of showing that the relay is functioning correctly. The acceptance test does not make one completely knowledgeable of the relay, so some time should still be set aside for further investigation of the relay as the commissioning program proceeds.

Modern microprocessor-based systems (as line current differential protection, for example) are complex devices that include sophisticated protection algorithms and intense communications. As a result, performance testing of such complex systems may create a problem particularly because expensive and specialized equipment is required. Basic validation testing may be performed using phasors and test sets as far as the protection functions are considered; and a local loop-back procedure as far as the communications are considered. True performance testing requires either a real-time digital simulator or a playback system capable of driving several sets of three-phase currents and voltages (2- and 3-terminal testing). Testing the communication channels for high noise, bursts, channel asymmetry, channel delay, etc. is a field that does not belong to traditional relay testing. This requires new expertise and specialized test equipment. Due to complexity of modern current differential relays, it is highly beneficial, if not crucial, to conduct performance tests involving both protection and communication functions particularly if difficult system conditions or poor communication channels are anticipated.

3.6. *The increasingly large weight of the "human factor"* in the operation of microprocessor relays created many more opportunities for additional mistakes, particularly during the programming and testing stages of the relay. Many interrelated functions and parameters controlled by one microprocessor-based relay lead to the necessity of artificial coarsening and even to entire disabling of some functions to test the other ones. After testing, one shouldn't forget to input the previous settings of the relay. Such problems don't exist in electromechanical relays. In instruction manuals for many such relays it is indicated that the settings of the relay may be changed during testing of the relay, which is why after that one should carefully check them.

In addition, the interfaces of many modern programs can often not too friendly, and the internal logic that works with them can sometimes be arrant anguish! Many new programs (including from some very well-known companies!!) are simply "raw" and contain a lot of bugs. Who can know what will occur if even one bug starts to control relay protection?

3.7. *Information redundancy.* Many digital relays have too many variants of parameters for setting such which are not unequivocally necessary for relay functioning. Especially it concerns the devices with complex functions, such as distance protection with their one hundred set parameters. A functions for 15 - 20 the light-emitting diodes located on the forward panel of the relay; a degree of brightness of the screen; color of a luminescence of the screen; color of the reports of information display; time of preservation of the data on the screen; and many other parameters with numerous variants which can be chosen from library of parameters. Frequently, these variants are superfluous. For example, in microprocessor protection device MiCOM P437 only the fuse supervision algorithm for voltage transformer can be chosen on four different variants! Such obvious redundancy leads to great number of settings variants passes for the protection device with complex functions. It increases of a mistake probability because "the human factor". The problems pertinent to the human factor grow repeatedly if the same group of people should serve the relay of the different manufacturers having various programs with different interfaces, different principles of a parameters choice, at times adjustments, even different names and designations of the same main parameters.

3.8. *Possibility of intentional remote actions to break the normal operation of the microprocessor-based relay protection (Electromagnetic Weapons, Electromagnetic Terrorism).*

Intensive investigations in electromagnetic weapons field are being carried out in Russia, the USA, England, Germany, and China. In the USA such research is carried out by the biggest companies of the military-industrial establishment, such as TWR, Raytheon, Lockheed Martin, Los Alamos National Laboratories, the Air Force Research Laboratory at Kirtland Air Force Base, New Mexico, and many civil organizations and universities. The German company "Rheinmetall Weapons and Munitions" has also been researching E-weapons for years and has test versions. The EMP shell was designed following revelations that Russia was well ahead of the West in the development of so-called radio-frequency weapons. A paper given at a conference in Bordeaux in 1994 made it clear that the Russians believed it possible to use such weapons to disable all of an enemy's electronic equipment. Written by Dr. A. B. Prishchepko, Deputy Director of Scientific Center "Sirius", Member-correspondent of the Russian Academy of Military Sciences and entitled "Radio Frequency Weapons on the Future Battlefield", it described Soviet research dating back to the late forties, provoking near panic among western military planners [11]. It gave credence to the nightmare scenario of a high-technology war in which all the radio, radar and computer systems on which their weapons depended would be disabled, leaving them completely defenseless. As of late, many projects of past age have been declassified and are freely sold today. For example, the Institute of High Current Electronics of the Russian Academy of Sciences in Tomsk (HCEI SB RAS) offers at free sale ultra-wideband high-power sources of directional electromagnetic radiation (Fig. 7).

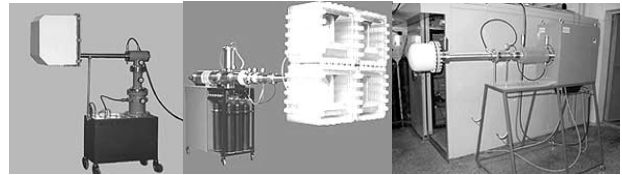


Fig. 7. Compact ultra-wideband generators of directional pulse electromagnetic radiation with power output up to 1 GW (Institute of High Current Electronics, Russia)

As the technology of military RF weapons matures, such weaponry also becomes affordable and usable by criminals and terrorists [12]. Both cheap low-tech and expensive high-tech weapons exist. High-power sources and other components to build EM weapons are available on the open market and proliferate around the globe. Electronic components and circuits, such as microprocessors, are working at increasingly higher frequencies and lower voltages and thus are increasingly more susceptible to electromagnetic interference (EMI). At the same time, there have been rapid advances in radio frequency (RF) sources and antennae and there is an increasing variety of equipment capable of generating very short RF pulses that can disrupt sophisticated electronics. Intentional electromagnetic interference (EMI) poses a significant threat worldwide.

In addition, it turns out that "electromagnetic terrorism" is not the only form of modern remote terrorism to which microprocessor-based relays are prone. There are also electronic intrusions called *cyber-attacks*.

A cyber intrusion is a form of electronic intrusion where the attacker uses a computer to invade electronic assets to which he or she does not have authorized access. The IEEE defines electronic intrusions as:

"Entry into the substation via telephone lines or other electronic-based media for the manipulation or disturbance of electronic devices. These devices include digital relays, fault recorders, equipment diagnostic packages, automation equipment, computers, PLC's, and communication interfaces".

A cyber-attack can be an intrusion as described above, or a *denial of service attack* (DOS) where the attacker floods the victim with nuisance requests and/or messages to the extent that normal services and functions cannot be maintained. A DOS attack is also called a *flood attack*. A *distributed DOS attack* (D-DOS) is a flood attack launched simultaneously from multiple sites. More full and in detail this problem is described in author's publication [13].

IV. CONCLUSIONS

1. Did microprocessor-based relays introduce any new functions for relay protection that were unknown before or impossible to implement with the help of traditional relays? On closer examination it appears that the answer is NO. Microprocessor-based relays only combined features of some relays adding some functions that used to be carried out by registration devices.

2. Do microprocessor-based relays provide a higher level of reliability of power supply? NO!

3. Did microprocessor-based relays make the work of the maintenance staff simpler? Obviously NO!

4. Do microprocessor-based relays have any uncontested advantages? Again the answer would appear to be NO! Microprocessor relays have appeared as a result of developments in microcontrollers and not in order to improve conventional (static or electromechanical) relays. The behavior of conventional relays in operation continues to be excellent. Why do we need to make our life more complicated by using microprocessor based relays, which on the one hand have no essential advantages in comparison with traditional ones, and on the other hand have many of their own unsolved problems? It turns out that there is an important reason to use microprocessor-based relays, however it doesn't lie in the power industry field, but in the field of...relay production [14]. It appears that it is much more profitable to produce microprocessor-based relays than electromechanical or even analog electronic ones. The structure of microprocessor relays is extreme simple: a box with sockets (slots) and the set of printed circuit boards. This is explained by the possibility of complete automation of all technological processes and production and control of parameters of microprocessor-based relays. The following question is to the point here: Where do problems of manufacturer's concern development of correct technical politics in the power industry field? In fact, the largest international concerns, such as ABB, General Electric, Siemens, Alstom have become "trendsetters" in the power industry and now determine main tracks of development not only of relay protection, but also of the whole power industry. If in some years these companies stop producing all other types of relays except for microprocessor-based ones (and this is the main tendency today), this fact won't justify uncontested advantages of such relays from the point of view of interests of power suppliers and of the whole society.

5. The transition to microprocessor relays (if inevitable!) should be complete, that is excluding teamwork with electromechanical relays, such transition should be carried out together with the replacement of traditional instrument transformers to optical, and full replacement of all electric wires connected to the relay to isolated optical wires. Microprocessor relays should be mounted in closed metal cases made with use of high-frequency technology. Relay power supplies should be carried out through the unit's "motor-generator".

To neglect these requirements could lead to serious problems in the electric power industry in the near future.

So we can see that indeed there are many new problems still not known in world of electromechanical relays.

V. REFERENCES

- [1] T. Matsuda, et al., "Experience with Maintenance and Improvement in Reliability of Microprocessor-Based Digital Protection Equipment for Power Transmission Systems". Report 34-104. SIGRE Session, 30 August – 5 September 1992, Paris.
- [2] V. Gurevich, Nonconformance in Electromechanical Output Relays of Microprocessor-Based Protection Devices under Actual Operating Conditions//Electrical Engineering and Electromechanics, 2006, 1.
- [3] G. Johnson and M. Thomson, "Reliability Considerations of Multifunction Protection". – Basler Electric Co.
- [4] "Aspects of Digital Protective Relaying". Report RE-626. IEC, Israel, 1991.
- [5] Material of the 15th Scientific and Technical Conference, "Relay protection and automation of power supply systems, 2002".
- [6] The Power Protection Handbook. – APC, 1994.
- [7] B.D. Dshochov, Features of power supply of computer network elements // Industrial Power Engineering", 1996, N2, p.17-24.
- [8] S.E. Zocholl and G. Benmouyal, "How Microprocessor Relays Respond to Harmonics, Saturation, and Other Wave Distortions". Schweitzer Engineering Laboratories, Inc. Summer 2003.
- [9] N. Nenek O.O., Onbilgin G., Kocaman C. Transformer Protection Using the Wavelet Transform //Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, Vol.13, No.1, 2005.
- [10] J. Reason, Realistic relay tests need fault reconstruction //Electr. World, 1991, v. 205, N 5, pp. 41-42.
- [11] A. B. Prishchepenko, V. V. Kisel'jov, and I. S. Kudimov, "Radio Frequency Weapon at the Future Battlefield", "Electromagnetic environment and consequences", Proceedings of the EUROEM94, Bordeaux, France, May 30-June 3, 1994, part 1, p. 266-271.
- [12] Gurevich V. The Hazards of Electromagnetic Terrorism //Public Utilities Fortnightly, June 2005.
- [13] V. Gurevich, Electromagnetic Terrorism: New Hazards // Electrical Engineering and Electromechanics, 2005, 4.
- [14] F.S. Schleithoff, Statischer Schutz im Mittelspannungsnetz //Elektrizitätswirtschaft, 1986, v. 85, No. 4, pp. 121-124.

Поступила 15.11.2005

ФАКТОРЫ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ ЭМИССИЮ ЧАСТИЦ С КОНТАКТНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Павленко Т.П., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

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

тел. (057) 707-62-81

В работе проведен анализ факторов, которые, возможно, определяют движение электрической дуги по рабочей поверхности контактов. Приведенные предположения основаны на квантовомеханической теории твердого тела, процессах термоэлектронной эмиссии и диффузионных явлениях.

У роботі запроваджен аналіз факторів, щодо можливого руху електричної дуги по робочій поверхні контактів. Дані припущення ґрунтуються на квантовомеханічній теорії твердого тіла, процесах термоелектронної емісії та дифузійних явищах.

ВВЕДЕНИЕ

Проведенные ранее исследования контактного материала, которые были отражены в работах [1-3], показали, что на износ контактной поверхности очень большое влияние оказывает эмиссия электронов и других частиц. Кроме этого, обнаружены следы диффузии, образованные после введения в композицию контактного материала активатора. Это подтверждение основано на том, что контактная поверхность после испытания имеет вид равномерной дисперсной структуры. Работы по исследованию полученной композиции еще недостаточно изучены, в результате чего ведется постоянный поиск причин такого равномерного износа контактной поверхности по всему периметру.

АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЯ

Исходя из основных положений теории твердого тела можно сказать, что если вне тела нет силовых линий, то потенциальная энергия $U(r)$ электрона во всем пространстве одинакова и обычно принимается равной нулю. При этом и полная энергия с покоящегося вне тела электрона также равна нулю. Если электрон вне тела движется, то его полная энергия E_n при этом может быть только положительной. Таким образом, в отсутствие силовых полей вне тела $E_n \geq 0$. Внутри тела возможны состояния электронов с энергиями E_B как положительными, так и отрицательными (рис.1).

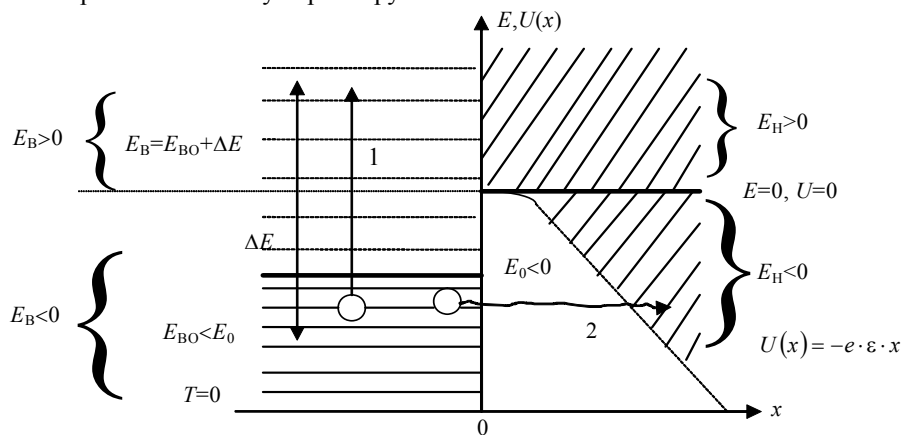


Рис. 1.

Наиболее низкие уровни электроны занимают в невозбужденном состоянии системы при $T=0$ с энергиями E_{B0} вплоть до уровня $(E_B)_{max} = E_0$, причем $E_0 < 0$, значит и $E_{B0} < 0$. Таким образом, электроны не могут выходить из тела. Следовательно, эмиссия электронов при $U(r)=0$ и $T=0$ невозможна. Для того, чтобы электроны могли выйти (эмитировать), им необходимо сообщить энергию ΔE такую, чтобы их энергия в возбужденном состоянии E_B , равная $E_{B0} + \Delta E$ стала положительной (переход 1). Различают эмиссии с предварительным и без предварительного возбуждения. Эмиссия с предварительным возбуждением может происходить от нескольких источников, а эмиссия без предварительного возбуждения может происходить за счет силового поля, расположенного вне тела и вблизи его поверхности, которое тянет электроны от границы тела, а именно, если к поверхности приложено внешнее однородное электрическое поле, напряжен-

ностью ε , то потенциальная энергия в нем на расстоянии x от границы тела равна $U(x) = U_0 - e \cdot \varepsilon \cdot x$ (где U_0 - потенциальная энергия электрона при $x=0$, т.е. на границе тела $U_0 = 0$, тогда $U(x) = -e \cdot \varepsilon \cdot x$).

Полная энергия, с которой теперь может существовать электрон в области пространства с $x > x^*$, $E_n \geq U(x) = -e \cdot \varepsilon \cdot x^*$, т.е. при наличии силовых полей у поверхности тела, энергия электрона вне его может быть отрицательной и, в частности, принимать значения $E_n = E_{B0} \leq E_0$. Хотя эти области, в которых могут двигаться электроны с $E_{B0} = E_n$, разделены пространственно - потенциальным барьером, где $U(x) > E_{B0}$, в соответствии с представлениями о квантовой механике, возможен переход электрона из тела во внешнее пространство путем туннельного эффекта (переход 2), эмиссия электрона при этом не требует предваритель-

ного возбуждения. Аналогичная ситуация имеет место, если вблизи поверхности тела находится положительный ион, создающий кулоновскую потенциальную яму (рис. 2).

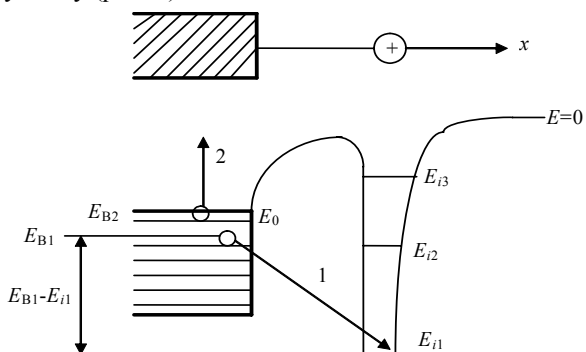


Рис. 2.

Атомные частицы (ионы, атомы, молекулы) также как и электроны могут быть эмитированы твердыми телами при нагревании их или бомбардировке их поверхности атомными частицами, электронами и фотонами. При этом эмитируемыми атомными частицами могут быть молекулы, атомы и ионы вещества мишени или адсорбированных на ее поверхности веществ, а в случае бомбардировки мишени атомными частицами также и сами эти бомбардирующие частицы.

Для того чтобы атом поверхностного слоя вещества мишени или адсорбированного вещества мог уйти с поверхности, он также должен обладать достаточной энергией, за счет которой он может преодолеть силы, удерживающие этот атом на поверхности. Это означает, что акту испускания атомной частицы должен предшествовать акт передачи энергии активации, не меньше энергии связи частицы с поверхностью. Эту энергию активации частица может получить за счет тепловой энергии тела, либо за счет кинетической энергии бомбардирующей поверхность этого тела частицы.

В настоящее время различают большое разнообразие эмиссий. Их изучение затруднено тем, что во многих случаях одновременно происходит несколько видов эмиссии, как электронов, так и атомных частиц. Например, при высоких температурах может одновременно с термоэлектронной эмиссией происходить эмиссия атомных частиц с тепловым возбуждением всех видов. При ударе быстрых ионов о поверхность мишени наряду с кинетическим и потенциальным вырыванием электронов могут протекать процессы испускания атомных частиц. При этом, если разделение положительно заряженных частиц и отрицательно заряженных без особого труда осуществляется с помощью электрического поля (задерживающего частицы одного знака и ускоряющего - другого знака), то разделение различных отрицательно и положительно заряженных частиц значительно сложнее.

Сопоставляя эмиссионные процессы как электронов, так и атомных частиц, можно сказать, что выход электронов и частиц из потенциальной ямы и преодоление потенциального барьера, в основном, зависит от работы выхода. Испускание электронов и частиц с контактной поверхности под действием температуры определяется явлением термоэлектронной эмиссии.

Термоэлектронная эмиссия характеризуется величиной плотности тока насыщения.

$$j_s = A_0 \cdot (1 - R) \cdot T^2 \cdot \exp\left[-\frac{e \cdot \phi}{k \cdot T}\right] \quad (1)$$

где A_0 - универсальная постоянная для всех видов эмиттеров; R - средний коэффициент отражения электронов от границы; $e \cdot \phi = -E_0$ - работа выхода эмиттера.

При рассмотрении процесса термоэмиссии и выводе основного уравнения для плотности термоэмиссионного тока (1) можно показать два пути:

Во-первых, задачу можно решать, исходя из законов термодинамики, используя аналогию между испарением атомов и испусканием электронов. Это означает, что между процессами эмиссии частиц, зависящими от свойств тела и процессами их конденсации, зависящими от свойств закономерности эмиссии существует определенная связь. Поэтому закономерности эмиссии электронов можно определить, исходя из рассмотрения свойств насыщенного электронного газа. Такие процессы называются "термодинамическими".

Во-вторых, к изучению закономерностей термоэмиссии можно подойти, исходя из рассмотрения свойств электронного газа внутри эмиттера. Такие процессы называются "статистическими".

К сожалению, эти две задачи не могут быть решены по-отдельности и не могут быть доведены до конца, т.к. в первом случае для получения выражения плотности тока эмиссии необходимо привлечение законов квантовой статистики, во втором - решение уравнения плотности тока в конечном виде можно получить только для одного частного случая - системы свободных электронов.

Таким образом, необходимо искать пути для решения таких задач, и по всей вероятности они должны быть комбинированными.

Проведенные исследования показали, что наилучшими эмиссионными свойствами обладают окислы щелочноземельных металлов (оксидные катоды), которые были тщательно изучены и исследованы автором для возможности их применения в конструкциях контактных систем низковольтных электрических аппаратов.

Как показали исследования, распределение работы выхода по поверхности оксидного катода зависит от температуры и от степени его активирования; разброс работы выхода уменьшается по мере улучшения активирования.

В процессе активирования, оксид превращается в проводник, т.к. в нем создаются избыточные атомы металла, приводящие к появлению локальных донорных уровней. Это вызывает подъем уровня электрохимического потенциала и уменьшает работу выхода электронов с поверхности катода.

Проведенные исследования также показали, что плохо активированный катод является не электронным, а дырочным проводником. Т.е. иными словами можно сказать, что в оксидном катоде кроме доноров могут находиться акцепторы.

Анализ распределения частиц показывает, что доноры появляются в процессе активирования. Сначала их число меньше, чем акцепторов, поэтому все электроны с донорных уровней переходят на акцепторные и еще остаются свободные акцепторные уровни, обуславливающую дырочную электропроводность оксидного слоя в этом состоянии. По мере активирования

число доноров растет и для хорошо активированного катода намного превышает число акцепторов; при этом число электронов с уровней доноров перейдет на уровни акцепторов, заполнив уже все эти уровни. Но может оставаться еще много доноров с электронами, способными возбуждаться в зону проводимости оксида и создавать электронную электропроводность.

По мнению автора, этот процесс, может быть, объясняет быстрое перемещение дуги по контактам, но он не последний.

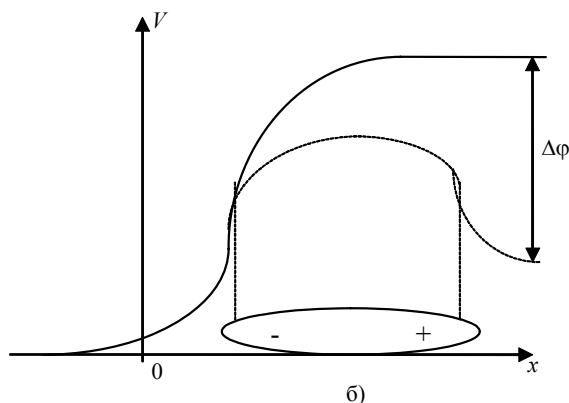
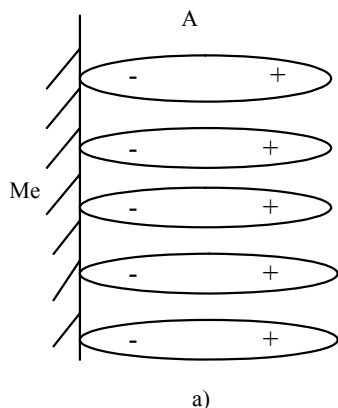


Рис. 3.

Совокупность таких диполей образует двойной электрический слой, вызывающий скачок потенциала в нем (рис. 3б), за счет чего понижается работа выхода электрона.

Скачок потенциала в этом двойном слое равен

$$\Delta\phi = 4 \cdot \pi \cdot n \cdot p \quad (2)$$

где n - число диполей на 1 см^2 ; p - момент отдельного диполя.

В процессе работы контактов моноатомный слой разрушается под действием электрической дуги. Однако, в результате объемной и поверхностной диффузии атомов активатора, моноатомный слой восстанавливается. Таким образом, можно сказать, что ресурс работы активированного катода зависит от количества растворенного в материале-основе активатора.

Диффузия является немаловажным процессом, происходящим в металлах. Она объединяет многие разделы физики твердого тела (перемещение микрочастиц в поле сил, отсюда и связь с неравновесной термодинамикой, физической кинетикой, учением о дефектах в кристаллах и т.д.).

Обсуждению физики диффузии посвящено очень много работ. Диффузия в твердых телах - это результат случайных периодических скачков атомов из одного узла решетки в соседний. Скачки случайны в том смысле, что движение атомов не зависит от того, как перед этим он двигался сам.

Возможные механизмы диффузии в кристаллах показаны на рис. 4.:

- 1) простой обменный (два соседних атома меняются местами);
- 2) циклический обменный (совместное перемещение группы атомов, при котором каждый занимает место предыдущего);
- 3) вакансионный (обмен местами атома и вакансиями, т.е. пустого узла);
- 4) простой междуузельный (атом движется по междуузлиям);

По представлениям Ленгмюра, процесс активирования заключается в том, что на эмитирующей поверхности адсорбируется моноатомный слой электроположительных атомов примеси (активатора) по отношению к металлу-основе. Атомы активатора в результате высокой температуры диффундируют через металл-основу и, поляризуясь на границе металл-вакуум образуют на поверхности электрический диполь, направленный отрицательным полюсом к металлу-основе (рис. 3а).

5) междуузельный механизм вытеснения (атом вытесняет в междуузлие другой атом, занимая его место в узле; каждый смещается на половину расстояния между соседними междуузлиями);

6) краудинный (эстафетное смещение группы атомов).

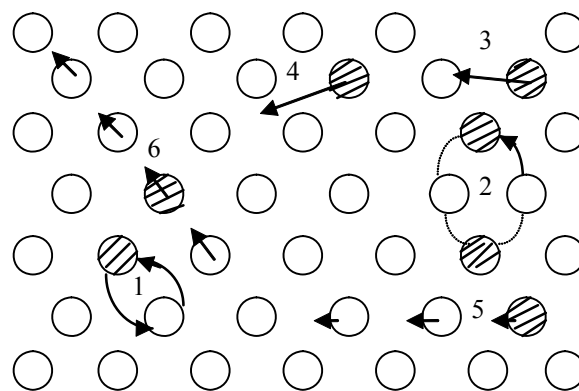


Рис. 4.

Основным механизмом диффузии, и самодиффузии, по мнению автора, является вакансионный. Вакансия является дефектом кристалла, и свободная энергия кристалла с вакансиями меньше, чем кристалла без вакансий. Минимуму свободной энергии кристалла соответствует равновесная концентрация вакансий.

$$N_v^e = \exp\left(-\frac{G_v^f}{R \cdot T}\right) = \exp\left(\frac{S_v^f}{R \cdot T}\right) \cdot \exp\left(-\frac{H_v^f}{R \cdot T}\right) = \exp\left(\frac{S_v^f}{R \cdot T}\right) \cdot \exp\left[-\frac{U_v^f + p \cdot V_v^f}{R \cdot T}\right] \quad (3)$$

Здесь $G_v^f, S_v^f, H_v^f, U_v^f, V_v^f$ - изменение свободной энергии, энтропии, энтальпии, энергии объема образца при образовании в нем вакансий.

Как следует из уравнения (3), равновесная концентрация вакансий экспоненциально растет с температурой; она достигает вблизи $T_{пл}$ значений порядка 10^{-4} , т.е. примерно один пустой узел на десять тысяч.

При самодиффузии по межузельному механизму

$$D^{(i)} = \gamma \cdot f \cdot \Delta^2 \cdot v \cdot \exp\left[-\frac{S_i^f + S_i^m}{R}\right] \cdot \exp\left[-\frac{H_i^f + H_i^m}{R \cdot T}\right], (4)$$

где γ - коэффициент термодинамической активности компонента ≈ 1 ; f - коэффициент самодиффузии ≈ 1 ; Δ - длина скачка (величина постоянная и равная расстоянию до ближайшего соседа), A ; v - частота колебаний атомов (10^{12} c^{-1}); i - индекс относится к атому в межузлии.

Структурный аспект диффузии, т.е. связь ее со структурой твердого тела, в частности, с дефектами структуры, известен давно. Развитие теории несовершенства кристаллической решетки подчеркнуло практическое значение диффузионных измерений.

По геометрическим признакам дефекты делятся на точечные (нульмерные), линейные (одномерные), поверхностные (двумерные).

Точечные дефекты малы во всех 3-х измерениях, параметры их не превышают нескольких атомных

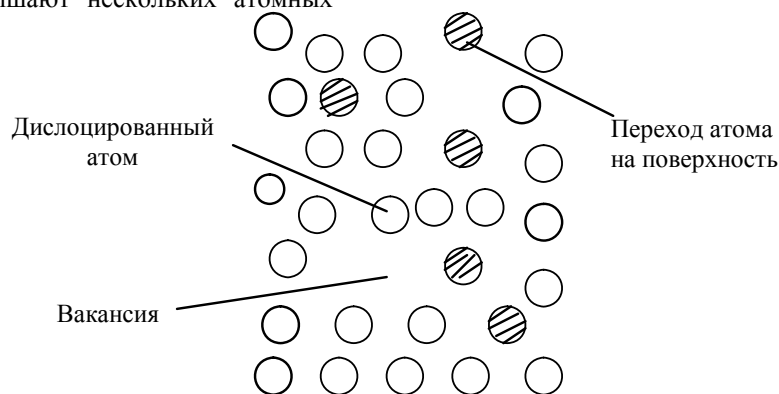


Рис. 5.

Если перемещения атомов не связаны с изменением концентрации в отдельных объемах, то такой процесс называется самодиффузией и наоборот - гетеродиффузией.

Атомы металла при самодиффузии, а также примеси, атомы которых замещают атомы основного металла в кристаллической решетке, перемещаются путем обмена местами с вакансиями, примеси, располагающиеся в межузлии (при диффузии) передвигаются путем перехода из одного межузлия в другое

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных исследований контактной поверхности после испытания и теоретического анализа системы твердого тела можно сказать что, на эмиссию электронов влияет работа выхода, распределение которой по поверхности контакта (катода) зависит от температуры и степени активирования, а именно, с улучшением активации работа выхода уменьшается. По всей вероятности, быстрое перемещение опорных пятен дуги по поверхности контакта (как показали испытания), объясняют процессы, которые происходят в кристаллической решетке под действием температуры и влияния электрического поля, а именно: образование двойного электрического слоя, вызывающего скачок потенциала, за счет чего

диаметров. К ним относятся вакансии (дефекты Шоттки), т.е. узлы решетки, в которых атомы отсутствуют. Вакансии чаще образуются в результате перехода атомов из узла решетки на поверхность или полного испарения с поверхности кристалла и реже в результате их перехода в межузлие (рис.5).

Точечные вакансии вызывают местное искажение кристаллической решетки. Смещение (релаксация) вокруг вакансий обычно возникает в первых двух-трех слоях соседних атомов и составляют доли межатомного состояния. Точечные несовершенства появляются и как результат присутствия атомов примесей. Атомы примесей или замещают атомы основного металла в кристаллической решетке или располагаются в межузлии, искажая решетку. Наличие вакансий предопределяет возможность диффузии, т.е. перемещение атомов в кристаллическом теле на расстояния, превышающие средние межатомные для данного металла. Точечные дефекты влияют на некоторые физические свойства металла (электрическую проводимость, магнитные свойства и др.) а также на фазовые превращения.

работа выхода уменьшается, а также влияние процесса диффузии, который связан с термодинамическими явлениями (энтальпия, энтропия, свободная энергии) и фазовыми превращениями. Совокупность рассмотренных явлений приводит к уменьшению работы выхода электронов и сокращению эмиссии, что заставляет дугу перескакивать на другое место, а на предыдущих местах идет процесс восстановления моноатомного слоя за счет вакансий, т.е. происходит переход атома из узла решетки на поверхность.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Крыгина Т.П., Павленко Ю.П. Электрические контакты высокой эрозионной стойкости. Сб. научн. тр. "Низковольтные аппараты защиты и управления", - Харьков, ВНИИЭА, 1993, С.230-235.
- [2] Павленко Т.П. Контактные композиции повышенной дуговой стойкости для силовых электрических аппаратов. Вестник ХПИ, Сб. научн. тр. "Новые решения в современных технологиях", №84, - Харьков, ХПИ, 2000, С.154-157.
- [3] Павленко Т.П. Термоэмиссионная активность композиционных контактных материалов., Вестник НТУ "ХПИ", Сб. научн. тр. "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов" № 48, - Харьков, НТУ "ХПИ", 2005, С.115-119.

Поступила 1.12.2005

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТОВ УПРАВЛЕНИЯ МАГНИТНЫМ ПОЛЕМ

Пелевин Д.Е.

Отделение магнетизма Института электродинамики НАН Украины
Украина, 61106, Харьков, ул. Индустриальная 19,
тел./факс (0572) 99-21-62

Визначені критерії оптимізації електромагнітів керування магнітним полем по масі та споживаній потужності при заданому максимальному габаритному розмірі. Запропоновано схему розрахунку електромагнітів з наконечниками, яка може бути взята за основу у інженерних методиках їх розрахунку

Определены критерии оптимизации электромагнитов управления магнитным полем по массе и потребляемой мощности при заданном максимальном габаритном размере. Предложена схема расчета электромагнитов с наконечниками, которая может быть положена в основу инженерных методик их расчета.

ВВЕДЕНИЕ

При разработке электромагнитов управления магнитным полем возникает задача по минимизации его массы и энергетических показателей, для заданной величины его магнитного момента. Решение этой задачи ведется в основном по пути совершенствования классической конструкции электромагнита – ферромагнитный сердечник цилиндрической формы с намагничивающей обмоткой. Так, дополнение сердечника магнитной системы двумя наконечниками [1-3] позволило снизить массу электромагнитов по сравнению с традиционными магнитными системами – сердечник цилиндрической формы. Однако схема расчета электромагнитов с таким построением магнитных систем до настоящего времени остается недостаточно проработанной на инженерном уровне. Это не позволяет эффективно использовать все имеющиеся в конструкции резервы минимизации удельных показателей по массе и энергопотреблению проектируемых электромагнитов.

Цель работы - создание схем расчета электромагнитов с наконечниками, и определение критериев оптимизации электромагнитов управления магнитным полем по массе и потребляемой мощности при заданном максимальном габаритном размере.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТА

Базовая конструкция электромагнита управления магнитным полем приведена на рис. 1.

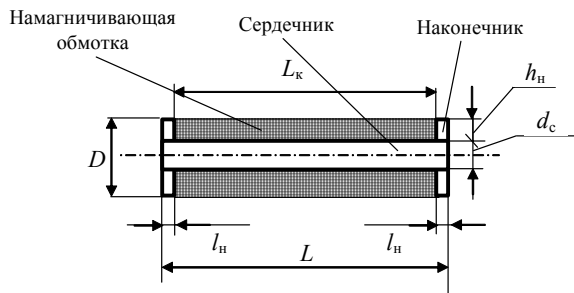


Рис. 1. Геометрические размеры электромагнита

Она включает в себя сердечник и два магнитных наконечника. Посредством намагничивающей обмот-

ки, сердечник намагничивается практически до насыщения и определяет магнитный момент электромагнита. С учетом ограничений по максимальному габаритному размеру оптимизация параметров электромагнитов заключается:

- в выборе минимального диаметра сердечника d_c , достаточного для создания необходимой величины магнитного момента. При этом величина этого диаметра зависит, как от заданной величины магнитного момента электромагнита, так и от магнитных характеристик (кривая намагниченности) материала сердечника. По существу вес сердечника при заданном магнитном моменте M будет напрямую зависеть от выбора его номинальной намагниченности;

- в выборе параметров намагничивающей обмотки исходя из ее достаточности для намагничивания практически до насыщения сердечника и сохранения при этом близкой к предельной (заданной) плотности тока. Плотность тока по существу определяет вес обмотки. Чем выше плотность тока в обмотке, тем меньше ее вес при заданном числе ампер-витков AW .

С учетом этого, дальнейший расчет и анализ основных параметров электромагнита проводится исключительно с позиции минимизации, во-первых, его массы, и уже, во-вторых, потребляемой мощности.

В [4] показано, что для длинных сердечников $L/d > 10$, вклад магнитного момента, обусловленного намагниченностью сердечника составляет 95-97% от величины магнитного момента электромагнита в целом. Это позволяет магнитный момент M электромагнита в первом приближении рассматривать как:

$$M \approx M_{cp} \quad (1)$$

Величина магнитного момента M_{cp} ферромагнитного сердечника определяется известным соотношением:

$$M_{cp} = J_c \cdot V \quad (2)$$

где J_c - вектор средней намагниченности по объему сердечника; V_c - объем сердечника, равный

$$V = \frac{\pi \cdot d_c^2}{4} \cdot l_c \quad (3)$$

Соотношения (2) и (3) является базовым для определения минимального объема сердечника (диамет-

ра d_c) необходимого для создания магнитного момента. Взаимосвязь между диаметром d_c и намагниченностью J_c с учетом (2), (3) определяется как:

$$J_c(d_c) = \frac{4 \cdot M_{cp}}{\pi \cdot d_c^2 \cdot l_c} \quad (4)$$

Зависимость $J_c(d_c)$ позволяет определить минимальный диаметр сердечника при фиксированной длине сердечника и заданной величине магнитного момента с учетом магнитных характеристик (кривая намагниченности) материала сердечника.

Магнитное состояние сердечника определяется разностью двух магнитных полей: намагничивающего магнитного поля, напряженность H_k которого определяется намагничивающей обмоткой и размагничивающего магнитного поля H_p , которое будет противодействовать намагничивающему полю (H_k) обмотки.

При этом величина намагничивающего поля H_k обмотки вдоль ее оси определяется числом ее ампер-витков AW обмотки:

$$H_k \approx AW/L_k, \quad (5)$$

а величина размагничивающего поля H_p – конструкцией сердечника.

С учетом этого, истинная напряженность магнитного поля H внутри сердечника будет равна разности намагничивающего и размагничивающего магнитных полей [5]:

$$H = H_k - H_p. \quad (6)$$

Величина размагничивающего поля H_p может быть определена однозначно только для однородного изотропного эллипсоида помещенного в однородное магнитное поле. Соотношение (6) для такого случая будет иметь вид:

$$H = H_k - N \cdot J, \quad (7)$$

где N – коэффициент размагничивания, величина которого зависит лишь от соотношения осей эллипсоидов; J – намагниченность, определяется из кривой намагничивания материала сердечника.

Соотношение (7) в простой математической форме увязывает магнитные параметры (J) сердечника, его размеры (N) с характеристиками намагничивающей обмотки, а именно с числом ее ампер-витков AW . Это соотношение является базовым для выбора предельной величины AW необходимой для предельного намагничивания сердечников эллипсоидальной формы. Сердечники цилиндрической формы, в отличие от эллипсоидальных, намагничиваются неравномерно. Следовательно, для каждой точки цилиндрического сердечника справедливо свое уравнение (7). Коэффициент размагничивания N в этом случае зависит не только от формы сердечника, как в случае с эллипсоидом, но и является функцией координат сердечника. Чтобы применить уравнение (7) для расчета сердечников цилиндрической формы вводят усредненные по длине (объему) сердечника параметры H , J и N . Основываясь на принципах такого усреднения в [4] было предложено расчетное соотношение типа (7) для сердечников цилиндрической формы. В этом соотношении увязаны между собой ампер-витки AW , определяющие напряженность H_k намагничивающей обмотки, коэффициент размагничивания сердечника и

величина его средней намагниченности J_c по всему объему:

$$J_c = \frac{1}{2 \cdot N_c} \cdot \left[N_{ц} \cdot a + H_k + b - \sqrt{(N_{ц} \cdot a + H_k + b)^2 - 4 \cdot N_{ц} \cdot H_k \cdot a} \right], \quad (8)$$

где a , b – постоянные коэффициенты зависят от материала сердечника (для пермаллоя 50Н: $a=1.25 \cdot 10^6$, $b=40$ А/м), $N_{ц}$ – центральный (в центральном поперечном сечении стержня) коэффициент размагничивания:

$$N_{ц} = 0.93 \left(\frac{l_c}{d_c} \right)^{-1.7}. \quad (9)$$

Зависимость (9) указывает на то, что при выборе размеров сердечника необходимо стремиться к увеличению соотношения между его длиной и диаметром. В случае, когда длина сердечника жестко оговорена, необходимо стремиться к минимизации диаметра стержня d_c , как из соображений снижения массы сердечника, так и из соображений минимизации параметров обмотки, а точнее ее числа ампер-витков необходимых для намагничивания сердечника до предельного состояния. Соотношение (8) с учетом (2) легко преобразуется к виду, увязывающему величину магнитного момента электромагнита с параметрами его магнитной системы и намагничивающей обмотки:

$$M_{cp} = \frac{\pi \cdot d_c^2 \cdot l_c}{9.42 \left(\frac{l_c}{d_c} \right)^{-1.7}} \left(0.93 \left(\frac{l_c}{d_c} \right)^{-1.7} a + AW/L_k + b - \sqrt{\left(0.93 \cdot \left(\frac{l_c}{d_c} \right)^{-1.7} a + AW/L_k + b \right)^2 - 4 \cdot 0.93 \left(\frac{l_c}{d_c} \right)^{-1.7} a \cdot AW/L_k} \right). \quad (10)$$

Это соотношение является базовым для расчетов параметров цилиндрических сердечников. Естественно, что оно не учитывает действие наконечников на среднюю намагниченность J_c стержня магнитной системы электромагнита. На рис. 2 приведена расчетная зависимость (10) величины магнитного момента электромагнита (без наконечников) от числа ампер-витков намагничивающей обмотки. Расчет проводился при $d_c = 9$ мм и $l_c = 165$ мм.

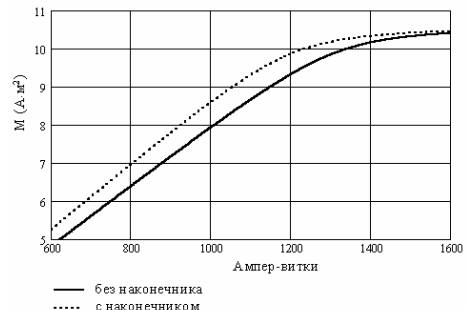


Рис. 2

Установка наконечников на торцах сердечника приводит к выравниванию неравномерности намагниченности стержня по длине, что в конечном итоге увеличивает, как среднюю намагниченность сердечника цилиндрической формы, так и величину созда-

ваемого ним магнитного момента M .

Аналитические и экспериментальные исследования, проведенные в рамках настоящей работы, указывают на то, что действие наконечников можно интерпретировать как увеличение длины стержня на величину выступающих частей наконечника. Суть этой интерпретации наглядно проиллюстрирована на рис. 3, а ее правомерность обоснована рядом проведенных экспериментальных исследований для наконечников с диаметром намного меньше длины сердечника ($l_c/h_n > 10$).

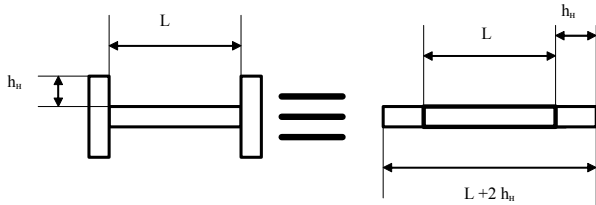


Рис. 3.

Такая интерпретация действия наконечников на магнитное состояние магнитной системы позволяет соотношение (9) для центрального коэффициента размагничивания $N_{\text{ц}}^{\text{P}}$ сердечника с наконечниками представить как:

$$N_{\text{ц}}^{\text{H}} = 0.93 \left(\frac{l_c + 2 \cdot h_n}{d_c} \right)^{-1.7}. \quad (11)$$

Данное соотношение указывает на то, что увеличение диаметра наконечников приводит к уменьшению коэффициента размагничивания, а следовательно и к снижению числа ампер-витков намагничивающей обмотки.

Таким образом, соотношение (10) для магнитного момента M^{H} электромагнита с наконечниками с учетом (11) примет вид:

$$M^{\text{H}} = \frac{l_c + 2h_n}{l_c} \cdot \frac{\pi \cdot d_c^2 \cdot l_c}{9.42 \left(\frac{l_c + 2 \cdot h_n}{d_c} \right)^{-1.7}} \left[0.93 \left(\frac{l_c + 2 \cdot h_n}{d_c} \right)^{-1.7} a + AW/L_{\text{к}} + b - \left(\left(0.93 \cdot \left(\frac{l_c + 2 \cdot h_n}{d_c} \right)^{-1.7} a + AW/L_{\text{к}} + b \right)^2 - 4 \cdot 0.93 \left(\frac{l_c + 2 \cdot h_n}{d_c} \right)^{-1.7} a \cdot AW/L_{\text{к}} \right)^{0.5} \right]. \quad (12)$$

Это уравнение является базовым для определения необходимого числа ампер-витков, при заданных параметрах намагничивающей обмотки ($L_{\text{к}}$) и магнитной системы электромагнита, а именно диаметра (d_c) и длины (l_c) ее сердечника, а также размера (h_n) ее наконечников.

При этом речь идет об ампер-витках обмотки, число которых явилось бы достаточным для обеспе-

чения средней намагниченности сердечника. Именно на эту величину намагниченности, как предельную, следует ориентироваться при практических расчетах. Предельного значения намагниченности в сердечниках цилиндрической формы достичь практически невозможно без перенасыщения его центральной части. В свою очередь такое перенасыщение приведет к увеличению ампер-витков намагничивающей обмотки, а следовательно и к увеличению ее массогабаритных показателей.

На рис. 2 представлена расчетная зависимость величины магнитного момента M от числа AW для электромагнита с диаметром ($d_c=9$ мм), длиной сердечника ($l_c=165$ мм) и параметром наконечников ($h_n=4,5$ мм) определяемая соотношением (12). Увеличение длины сердечника на величину $2(l_n/2)$ обосновывается тем, что установка наконечника вплотную к сердечнику, приводит по существу к увеличению его длины. Сопоставление зависимостей на рис. 2 наглядно показывает, что установка наконечников приводит к снижению необходимого числа ампер-витков намагничивающей обмотки при создании одинакового магнитного момента. В данном случае это снижение составляет величину порядка 20%. Снижение числа ампер-витков напрямую снижает и массу намагничивающей обмотки электромагнита. Проведенные расчеты еще раз указывают на эффективность использования наконечников в магнитных системах электромагнитов.

Как было указано ранее, первым и необходимым условием минимизации массы его намагничивающей обмотки является обеспечение максимально возможной плотности тока. Соотношение, увязывающее плотность тока j при заданной величине питающего напряжения U , с параметрами ($l_{\text{пр}}$, $S_{\text{пр}}$ – соответственно, длина и сечение провода) намагничивающей обмотки представляется в виде:

$$j = \frac{U}{S_{\text{пр}} \cdot R} = \frac{U}{S_{\text{пр}} \cdot \rho \cdot \frac{l_{\text{пр}}}{S_{\text{пр}}}} = \frac{U}{\rho \cdot l_{\text{пр}}}, \quad (13)$$

где ρ – удельное сопротивление проводящего материала, из которого изготовлена обмотка.

Как следует из соотношения (13), плотность тока обмотки однозначно определяет длину ее провода при заданном напряжении питания:

$$l_{\text{пр}} = \frac{U}{j \cdot \rho}. \quad (14)$$

Знание длины провода обмотки, минимального d_c и максимального D диаметров намагничивающей обмотки электромагнита позволяет практически однозначно определить ее оптимальное число витков w :

$$w \approx \frac{l_{\text{пр}}}{\pi \frac{D + d_c}{2}} = \frac{2U}{\pi \cdot j \cdot \rho \cdot (D + d_c)}. \quad (15)$$

С учетом однозначности определения длины провода (числа витков) обмотки по критерию плотности в ней тока, единственным параметром, посредством которого возможно осуществлять регулирование числа ампер-витков (AW) обмотки, остается сечение $S_{\text{пр}}$ ее провода:

$$AW = \frac{2U \cdot S_{\text{пр}}}{\pi \cdot j \cdot \rho \cdot (D + d_c)}, \quad (16)$$

При этом масса $m_{\text{об}}$ обмотки с учетом соотношения (13) будет определяться как:

$$m_{\text{об}} = \delta_m \frac{U \cdot S_{\text{пр}}}{\rho \cdot j}, \quad (17)$$

где δ_m – удельный вес меди.

Мощность потребляемая обмоткой при этом будет равна:

$$P = j \cdot S_{\text{пр}} \cdot U, \quad (18)$$

Соотношения (16–18) являются исходными для выбора параметров обмотки. Величина сечения провода $S_{\text{пр}}$ и удельная плотность тока j играют в них ключевую роль. К их правильному выбору сводится решение задачи оптимизации намагничивающей обмотки.

В дополнение к указанным параметрам оптимизации намагничивающей обмотки следует отнести и плотность укладки ее провода в окне магнитной системы электромагнита. Величина этого окна имеет площадь S , равную:

$$S = \frac{D - d_c}{2} L_{\text{л}}. \quad (19)$$

В указанное окно должен разместиться провод обмотки при коэффициенте заполнения k_3 , т.е. должно выполняться условие:

$$\frac{2U \cdot S_{\text{пр}}}{\pi \cdot j \cdot \rho \cdot (D + d_c)} k_3 \leq L_c \frac{D - d_c}{2} \quad (20)$$

Из приведенных выкладок следует, что: для обеспечения минимума массы намагничивающей обмотки (при заданном числе ее ампер-витков) следует стремиться к увеличению удельной плотности тока j ; снижение мощности, потребляемой обмоткой, требует снижения плотности тока, т.е. увеличения массы обмотки.

В табл. 1, приведены варианты выполнения намагничивающей обмотки электромагнитов с $d_c = 9$ мм, рассчитанные по приведенным выше соотношениям, обеспечивающие при этом величины магнитного момента электромагнита – $M = 10 \text{ Ам}^2$

Таблица 1

| Число витков | Плотность тока, А/мм ² | Диаметр провода, мм | Масса сердечника, грамм | Масса обмотки, грамм | Потребляемая мощность, Вт |
|--------------|-----------------------------------|---------------------|-------------------------|----------------------|---------------------------|
| 10000 | 4,3 | 0,19 | 102 | 85 | 3,2 |
| 12800 | 2,8 | 0,2 | 102 | 178 | 2,2 |
| 13590 | 2,7 | 0,2 | 102 | 148 | 2,3 |
| 13000 | 2,8 | 0,21 | 102 | 169 | 2,4 |

В ходе выполнения настоящей работы была изготовлена физическая модель оптимального варианта электромагнита и проведены его экспериментальные исследования в части определения зависимости его магнитного момента от тока I намагничивающей обмотки. Результаты экспериментальных исследований представлены на рис. 4.

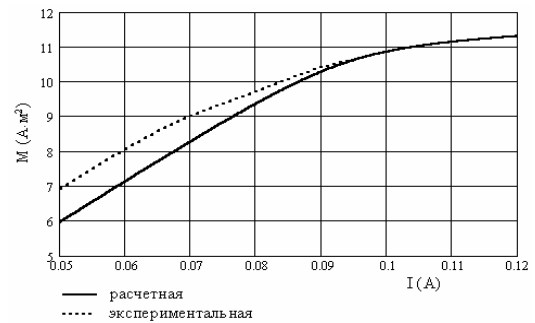


Рис. 4

На рис. 4 приведены также расчетные зависимости для оптимального варианта электромагнита. При этом расчетная величина магнитного момента определялась как сумма магнитных моментов намагничивающей обмотки $M_{\text{об}}$ и сердечника $M_{\text{ср}}$ магнитной системы электромагнита. Сопоставление расчетных и экспериментальных зависимостей рис. 4 показывает хорошее совпадение выбранной расчетной модели при проектировании электромагнитов с сердечниками цилиндрической формы.

ВЫВОДЫ

Предложена схема расчета электромагнитов с наконечниками, которая может быть положена в основу инженерных методик их расчета.

Определены критерии оптимизации размеров, массы и потребляемой мощности электромагнитов для управления магнитным полем.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Розов В.Ю., Волохов С.А., Ерисов А.В. Электромагнитный компенсатор магнитных полей технических объектов // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". – 2001. – №15. – С. 191–197.
- [2] V. Kildishev, S. A. Volokhov and A. V. Erisov, "A Local Shipboard Electromagnetic Compensator", MARELEC'99 - 2nd International Conference on Marine Electromagnetics, ENSIETA, BREST, FRANCE, 5 - 7 JULY 1999, pp. 453-458.
- [3] Назаров Ю.И., Гузеев С.Т., Волохов С.А., Кильдишев А.В. Магнитный диполь для компенсации магнетизма судна. // Вторая международная конференция по судостроению - ISC'98. 24 - 26 ноября 1998 г. Санкт-Петербург, Россия. Труды. Секция Е. Физические поля судов и океана, обитаемость судов. Том 2. Санкт-Петербург, 1998, С.44-48.
- [4] Коваленко А.П. Магнитные системы управления космическими летательными аппаратами. М., "Машиностроение", 1975.
- [5] Стреттон Дж.А. Теория электромагнетизма. М., Гостехиздат, 1948, 539с.

Поступила 28.11.2005

РАСЧЕТ ПОЛЯРИЗОВАННОЙ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ ВЫХОДНОГО РЕЛЕ ДЛЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО РАСЦЕПИТЕЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ

Серета А.Г., к.т.н., доц., Фетюхина Е.В.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

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

тел. (0572) 707-68-64

Розглядається можливість застосування поляризованих магнітних систем у складі вихідного реле напівпровідникового розщеплювача для малогабаритних струмообмежуючих автоматичних викивачів типу ВА.

Рассмотрена возможность применения поляризованных магнитных систем в конструкциях выходного реле полупроводникового расцепителя для малогабаритных токоограничивающих автоматических выключателей серии ВА.

Интенсивное развитие микроэлектронной и микропроцессорной техники и цифровых технологий позволило создать автоматические выключатели с принципиально новым подходом к построению защитных характеристик. На смену существовавшим многие десятилетия автоматическим выключателям с тепловой и электромагнитной защитой пришли аппараты, оснащенные полупроводниковыми расцепителями. Полупроводниковый расцепитель (РП) позволяет не только обеспечить надежную быстродействующую защиту кабельного хозяйства, электродвигателя, трансформатора, или полупроводникового преобразователя, но и организовать селективную защиту электрооборудования большого предприятия.

Конструктивно РП состоит из микроконтроллерного блока управления полупроводниковым расцепителем (БУРП), измерительных трансформаторов тока (ТТ), выходного исполнительного реле. ТТ производят измерение тока в защищаемой цепи. БУРП обрабатывает информацию с ТТ и управляет выходным реле. Выходное реле воздействует на отключающую рейку механизма свободного расцепления автоматического выключателя, что приводит к размыканию главных контактов и прекращению аварийного режима. В автоматических выключателях серии А3700 используется БУРП аналогового типа [1, 2]. Мощности аналогового сигнала в большинстве случаев достаточно, чтобы в качестве выходного реле использовать электромагниты клапанного типа [3]. Микроконтроллерный БУРП оперирует цифровыми сигналами небольшой мощности, что затрудняет использование клапанных электромагнитов. В этой связи ряд передовых европейских фирм по разработке и производству автоматических выключателей перешли на использование более чувствительных поляризованных электромагнитов. В данной работе рассмотрен расчет поляризованной магнитной системы, применение которой возможно в выходном реле для полупроводниковых расцепителей автоматических выключателей малогабаритных серий: ВА51, ВА57, ВА59.

Поляризованные электромагнитные реле имеют ряд преимуществ по сравнению с нейтральными:

- выходной параметр (положение якоря) зависит от полярности управляющего импульса, что расширяет функциональные возможности реле;

- высокая чувствительность и высокий коэффициент усиления по мощности;
- управляются кратковременными импульсами тока;
- замкнутое состояние магнитной системы сохраняется после окончания управляющего импульса, что позволяет использовать реле как элемент памяти;
- после срабатывания не потребляется мощность для удержания якоря в притянутом положении;
- за счет положения упоров можно осуществлять однопозиционную, нейтральную и двухпозиционную настройку реле.

Рассмотрим поляризованный электромагнит (рис. 1). Поляризующий поток, создаваемый постоянным магнитом 5, создает электромагнитную силу, удерживающую якорь 3 в притянутом положении к левой части скобы 1. Сила поляризующего потока направлена навстречу действию возвратной пружины 4. Электромагнитная сила основного потока, создаваемого обмоткой 2, действует согласно с силой пружины 4 и стремится освободить якорь. Когда суммарная сила пружины 4 и основного потока сравняется с силой поляризующего потока, якорь 3 переместится под действием пружины 4 до упора 6 и приведет к автоматическому отключению выключателя. Благодаря поляризующему потоку направление электромагнитной силы, действующей на якорь 3, изменится в зависимости от направления тока в обмотке 2.

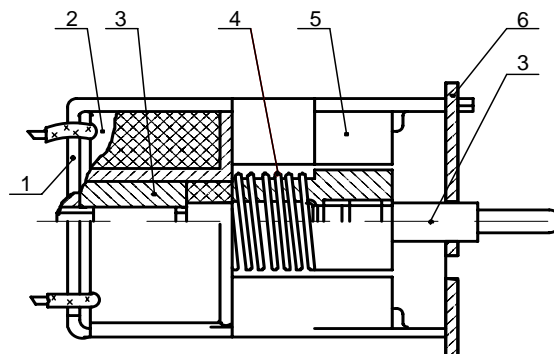


Рис. 1. Эскиз поляризованного электромагнита

Величина поляризующего потока определяется магнитодвижущей силой (МДС) постоянных магнитов, которая в свою очередь зависит от высоты магнита h_M . Целью расчетов, результаты которых приведе-

ны в данной работе, является определение требуемой высоты постоянных магнитов, обеспечивающей надежное притянутое положение якоря.

На рис. 2 показан эскиз магнитной системы реле.

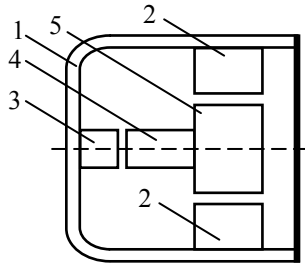


Рис. 2. Магнитная система: 1 – скоба; 2 – постоянный магнит; 3 – полюс; 4 – узкая часть якоря; 5 – широкая часть якоря

Для определения магнитного потока в рабочем зазоре, между якорем 4 и полюсным наконечником 3, составим схему замещения магнитной системы (рис. 3).

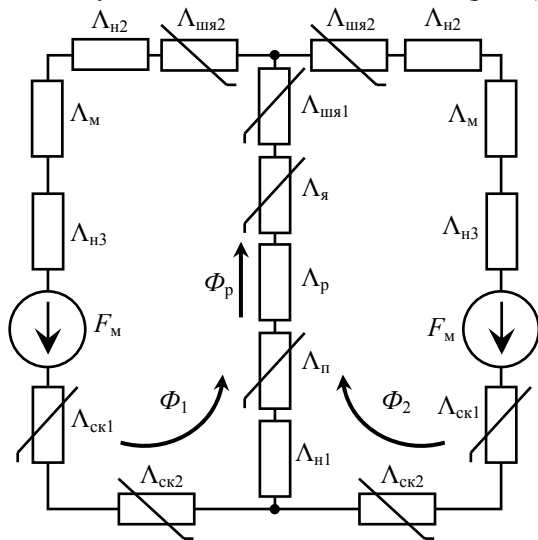


Рис. 3. Схема замещения электромагнита

На рис. 3 обозначено:

- Λ_p - проводимость рабочего зазора;
- Λ_{Π} - проводимость полюсного наконечника 3;
- $\Lambda_{Н1}$ - проводимость нерабочего зазора между полюсным наконечником 3 и скобой 1;
- $\Lambda_{Н2}$ - проводимость нерабочего зазора между якорем 5 и постоянным магнитом 2;
- $\Lambda_{Н3}$ - проводимость нерабочего зазора между постоянным магнитом 2 и скобой 1;
- $\Lambda_{Я}$ - проводимость якоря 4;
- $\Lambda_{ШЯ1}$ - проводимость широкой части якоря 5 на горизонтальном участке;
- $\Lambda_{ШЯ2}$ - проводимость широкой части якоря 5 на вертикальном участке;
- $\Lambda_{СК1}, \Lambda_{СК2}$ - проводимости участков скобы 1;
- $\Lambda_{М}$ - проводимость магнита 2;

В качестве исходных данных принимаем известные технические характеристики и параметры автоматических выключателей с пружинным приводом главных контактов.

$Q = 80$ Н – сила, удерживающая якорь, численно рав-

ная силе возвратной пружины 4 в сжатом состоянии; $a_{СК} = 10^{-3}$ м, $b_{СК} = 2 \cdot 10^{-2}$ м – соответственно толщина и ширина скобы 1;

$L_{Я} = 15 \cdot 10^{-3}$ м, $d_{Я} = 7 \cdot 10^{-3}$ м – длина и диаметр узкой части 4 якоря;

$L_{СК1} = 3 \cdot 10^{-2}$ м, $L_{СК2} = 1.2 \cdot 10^{-2}$ м – длины участков скобы 1;

$L_{\Pi} = 5 \cdot 10^{-3}$ м – длина полюсного наконечника;

$L_{ШЯ1} = 5 \cdot 10^{-3}$ м – длина силовой линии в широкой части 5 якоря;

$\delta_{Н1} = 0,2 \cdot 10^{-3}$ м – высота нерабочего зазора между полюсным наконечником и скобой;

$\delta_{Н2} = 1,5 \cdot 10^{-3}$ м – высота нерабочего зазора между широкой частью якоря и постоянным магнитом;

$\delta_{Н3} = 0,2 \cdot 10^{-3}$ м – высота нерабочего зазора между постоянным магнитом и скобой;

$\delta_p = 0,2 \cdot 10^{-3}$ м – высота рабочего зазора между полюсным наконечником и якорем;

$a_M = 10^{-2}$ м, $b_M = 2 \cdot 10^{-2}$ м – длина и ширина постоянного магнита.

Требуемую высоту h_M постоянных магнитов определим, рассчитав зависимость электромагнитной силы в рабочем зазоре в функции h_M : $Q = f(h_M)$. При изменении высоты магнита следует изменять и диаметр широкой части якоря $d_{ШЯ}$, потому что воздушный зазор между якорем и постоянным магнитом нерабочий и должен быть минимальным, чтобы иметь максимальную проводимость магнитного потока.

Рассчитаем проводимости, показанные на рис. 3.

Проводимость воздушного зазора между скобой и полюсным наконечником:

$$\Lambda_{Н1} = \frac{\mu_0 \cdot \pi \cdot d_{Я}^2}{4 \cdot \delta_{Н1}}, \quad (1)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная.

Проводимость воздушного зазора между широкой частью якоря и постоянным магнитом, учитывая линии искривления потока:

$$\Lambda_{Н2} = \frac{\mu_0 \left(3,18 + 0,22n - \frac{0,56 - 0,5n}{\beta} \right)}{\sqrt{n}} \cdot 2L_{ШЯ1}, \quad (2)$$

где n, β – коэффициенты учитывающие искривление линий потока.

$$n = \frac{a_0}{d_{ШЯ}}, \quad (3)$$

где a_0 – кратчайшее расстояние между постоянным магнитом и широкой частью якоря.

$$a_0 = L_{СК2} - a_{СК} - \frac{d_{ШЯ}}{2} - h_M; \quad (4)$$

$$\beta = \frac{b_{СК}}{d_{ШЯ}}. \quad (5)$$

Проводимость воздушного зазора между скобой и постоянным магнитом:

$$\Lambda_{H3} = \frac{\mu_0 \cdot a_M \cdot b_M}{\delta_{H3}} \quad (6)$$

Проводимость рабочего зазора:

$$\Lambda_p = \frac{\mu_0 \cdot \pi \cdot d_y^2}{4 \cdot \delta_p} \quad (7)$$

Проводимость постоянного магнита определим для трех наиболее распространенных сплавов:

1. Алюминий-никель-кобальт 5 (AlNiCo-5):

$$B_r = 0.95 \text{ Тл}; H_c = 60 \text{ кА/м.}$$

2. Алюминий-никель-кобальт 8 (AlNiCo-8);

$$B_r = 0.95 \text{ Тл}; H_c = 110 \text{ кА/м.}$$

3. Феррит бария: $B_r = 0.35 \text{ Тл}; H_c = 200 \text{ кА/м.}$

Зная коэрцитивную силу H_c и остаточную индукцию B_r каждого из этих металлов, определим их магнитные проницаемости:

• для феррита бария:

$$\mu_{M1} = \frac{B_{r1}}{H_{c1}} = \frac{0.35}{200 \cdot 10^3} = 1.75 \cdot 10^{-6};$$

• для AlNiCo-5:

$$\mu_{M2} = \frac{B_{r2}}{H_{c2}} = \frac{0.95}{60 \cdot 10^3} = 1.58 \cdot 10^{-5};$$

• для AlNiCo-8:

$$\mu_{M3} = \frac{B_{r3}}{H_{c3}} = \frac{0.95}{110 \cdot 10^3} = 0.86 \cdot 10^{-5}.$$

Проводимость постоянного магнита:

$$\Lambda_{Mi} = \frac{\mu_{Mi} \cdot a_M \cdot b_M}{h_M} \quad (8)$$

где индекс i означает тип сплава.

Поток в рабочем зазоре:

$$\Phi_p = \Phi_1 + \Phi_2 = 2 \cdot \Phi_1 \quad (9)$$

где $\Phi_1 = \Phi_2$ – потоки, создаваемые магнитами левой и правой ветви магнитной системы (рис. 3).

МДС, действующая в каждом контуре, равна сумме падений магнитных напряжений в нем:

$$\begin{aligned} H_{ci} \cdot h_M = H_{ск1} (L_{ск1} + L_{ск2}) + \frac{\Phi_p}{\Lambda_{H1}} + \\ + H_{п1} L_{п1} + \frac{\Phi_p}{\Lambda_p} + H_{я1} L_{я1} + H_{шя1} L_{шя1} + \\ + H_{шя2} L_{шя2} + \frac{\Phi_1}{\Lambda_{H2}} + \frac{\Phi_1}{\Lambda_{H3}} + \frac{\Phi_1}{\Lambda_{Mi}} \end{aligned} \quad (10)$$

Выразим поток Φ_1 из (9) и подставим в (10):

$$\begin{aligned} H_{ci} \cdot h_M - H_{ск1} \cdot (L_{ск1} + L_{ск2}) - H_{п1} \cdot L_{п1} - \\ - \frac{\Phi_1}{2} \left(\frac{1}{\Lambda_{H1}} + \frac{1}{\Lambda_p} \right) - \Phi_1 \left(\frac{1}{\Lambda_{H2}} + \frac{1}{\Lambda_{H3}} + \frac{1}{\Lambda_{Mi}} \right) - \\ - H_{шя1} \cdot L_{шя1} - H_{шя2} \cdot L_{шя2} - H_{я1} \cdot L_{я1} = 0 \end{aligned} \quad (11)$$

Выразим все слагаемые через одну переменную – индукцию якоря B_y .

$$\Phi_1 = B_y \cdot \frac{\pi \cdot d_y^2}{4} \quad (12)$$

$$B_{ск} = \frac{\Phi_1}{2 \cdot a_{ск} \cdot b_{ск}} = B_y \cdot \frac{\pi \cdot d_y^2}{8 \cdot a_{ск} \cdot b_{ск}} \quad (13)$$

$$B_{п1} = \frac{4 \cdot \Phi_1}{\pi \cdot d_y^2} = B_y \quad (14)$$

$$B_{шя1} = \frac{4 \cdot \Phi_1}{\pi \cdot d_{шя}^2} = B_y \cdot \frac{d_y^2}{d_{шя}^2} \quad (15)$$

$$B_{шя2} = \frac{\Phi_1}{d_{шя} \cdot L_{шя1}} = B_y \cdot \frac{\pi \cdot d_y^2}{4 \cdot d_{шя} \cdot L_{шя1}} \quad (16)$$

Определим напряженность поля на каждом участке цепи для наиболее распространенной марки стали 20:

$$H_{ск} = 20 \cdot (1 + 9 \cdot e^{10 \cdot (1 - B_{ск})}) \cdot B_{ск}^{10} \quad (17)$$

$$H_{п1} = 20 \cdot (1 + 9 \cdot e^{10 \cdot (1 - B_{п1})}) \cdot B_{п1}^{10} \quad (18)$$

$$H_{я1} = 20 \cdot (1 + 9 \cdot e^{10 \cdot (1 - B_{я1})}) \cdot B_{я1}^{10} \quad (19)$$

$$H_{шя1} = 20 \cdot (1 + 9 \cdot e^{10 \cdot (1 - B_{шя1})}) \cdot B_{шя1}^{10} \quad (20)$$

$$H_{шя2} = 20 \cdot (1 + 9 \cdot e^{10 \cdot (1 - B_{шя2})}) \cdot B_{шя2}^{10} \quad (21)$$

Изменяя B_y в пределах $0 \div 1.5$ Тл, строим зависимость (11) в функции B_y . Из графика находим значение индукции, при котором уравнения (11) верно. По значению индукции B_y для каждого сплава, определяем значение потока Φ_1 .

$$\Phi_{1i} = B_{yi} \cdot \frac{\pi \cdot d_y^2}{4} \quad (22)$$

Сила, действующая на якорь:

$$Q_i = \frac{\Phi_{1i}}{\Lambda_p} \quad (23)$$

Результаты расчета для различных сплавов постоянных магнитов сведены в табл. 1 - 4.

Таблица 1
Результаты расчетов при высоте магнита $h_M = 1$ мм

| | AlNiCo-5 | AlNiCo-8 | Феррит бария |
|---------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| $d_{шя}$, м | 0.0168 | | |
| Λ_{H1} , Гн | $0.242 \cdot 10^{-6}$ | | |
| Λ_{H2} , Гн | $0.109 \cdot 10^{-6}$ | | |
| Λ_{H3} , Гн | $0.126 \cdot 10^{-5}$ | | |
| Λ_p , Гн | $0.242 \cdot 10^{-6}$ | | |
| Λ_M , Гн | $0.35 \cdot 10^{-5}$ | $0.173 \cdot 10^{-5}$ | $0.317 \cdot 10^{-5}$ |
| B_y , Тл | 0.11642 | 0.21138 | 0.35413 |
| Φ_1 , Вб | $0.448 \cdot 10^{-5}$ | $0.813 \cdot 10^{-5}$ | $1.363 \cdot 10^{-5}$ |
| Q , Н | 18.53 | 33.64 | 56.36 |

Таблица 2
Результаты расчетов при высоте магнита $h_M = 2$ мм

| | AlNiCo-5 | AlNiCo-8 | Феррит бария |
|----------------------------------|------------------------|-----------------------|-----------------------|
| $d_{\text{шя}}, \text{м}$ | 0.0148 | | |
| $\Lambda_{\text{н1}}, \text{Гн}$ | $0.242 \cdot 10^{-6}$ | | |
| $\Lambda_{\text{н2}}, \text{Гн}$ | $0.1051 \cdot 10^{-6}$ | | |
| $\Lambda_{\text{н3}}, \text{Гн}$ | $0.126 \cdot 10^{-5}$ | | |
| $\Lambda_{\text{р}}, \text{Гн}$ | $0.242 \cdot 10^{-6}$ | | |
| $\Lambda_{\text{м}}, \text{Гн}$ | $0.158 \cdot 10^{-5}$ | $0.864 \cdot 10^{-6}$ | $0.175 \cdot 10^{-6}$ |
| $B_{\text{я}}, \text{Тл}$ | 0.22686 | 0.407305 | 0.631785 |
| $\Phi_1, \text{Вб}$ | $0.873 \cdot 10^{-5}$ | $1.567 \cdot 10^{-5}$ | $2.43 \cdot 10^{-5}$ |
| $Q, \text{Н}$ | 36.11 | 65.82 | 100.54 |

Таблица 3
Результаты расчетов при высоте магнита $h_M = 3$ мм

| | AlNiCo-5 | AlNiCo-8 | Феррит бария |
|----------------------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| $d_{\text{шя}}, \text{м}$ | 0.0128 | | |
| $\Lambda_{\text{н1}}, \text{Гн}$ | $0.242 \cdot 10^{-6}$ | | |
| $\Lambda_{\text{н2}}, \text{Гн}$ | $0.998 \cdot 10^{-7}$ | | |
| $\Lambda_{\text{н3}}, \text{Гн}$ | $0.126 \cdot 10^{-5}$ | | |
| $\Lambda_{\text{р}}, \text{Гн}$ | $0.242 \cdot 10^{-6}$ | | |
| $\Lambda_{\text{м}}, \text{Гн}$ | $0.106 \cdot 10^{-5}$ | $0.576 \cdot 10^{-6}$ | $0.117 \cdot 10^{-6}$ |
| $B_{\text{я}}, \text{Тл}$ | 0.33031 | 0.58423 | 0.85392 |
| $\Phi_1, \text{Вб}$ | $1.27 \cdot 10^{-5}$ | $2.25 \cdot 10^{-5}$ | $3.28 \cdot 10^{-5}$ |
| $Q, \text{Н}$ | 52.57 | 95.98 | 135.9 |

Таблица 4
Результаты расчетов при высоте магнита $h_M = 4$ мм

| | AlNiCo-5 | AlNiCo-8 | Феррит бария |
|----------------------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| $d_{\text{шя}}, \text{м}$ | 0.0108 | | |
| $\Lambda_{\text{н1}}, \text{Гн}$ | $0.242 \cdot 10^{-6}$ | | |
| $\Lambda_{\text{н2}}, \text{Гн}$ | $0.937 \cdot 10^{-7}$ | | |
| $\Lambda_{\text{н3}}, \text{Гн}$ | $0.126 \cdot 10^{-5}$ | | |
| $\Lambda_{\text{р}}, \text{Гн}$ | $0.242 \cdot 10^{-6}$ | | |
| $\Lambda_{\text{м}}, \text{Гн}$ | $0.792 \cdot 10^{-6}$ | $0.432 \cdot 10^{-6}$ | $0.875 \cdot 10^{-6}$ |
| $B_{\text{я}}, \text{Тл}$ | 0.42504 | 0.742018 | 1.03757 |
| $\Phi_1, \text{Вб}$ | $1.636 \cdot 10^{-5}$ | $2.856 \cdot 10^{-5}$ | $3.993 \cdot 10^{-5}$ |
| $Q, \text{Н}$ | 67.647 | 118.09 | 165.134 |

По результатам расчетов построим зависимость $Q = f(h_M)$ для трех типов сплавов (рис. 4).

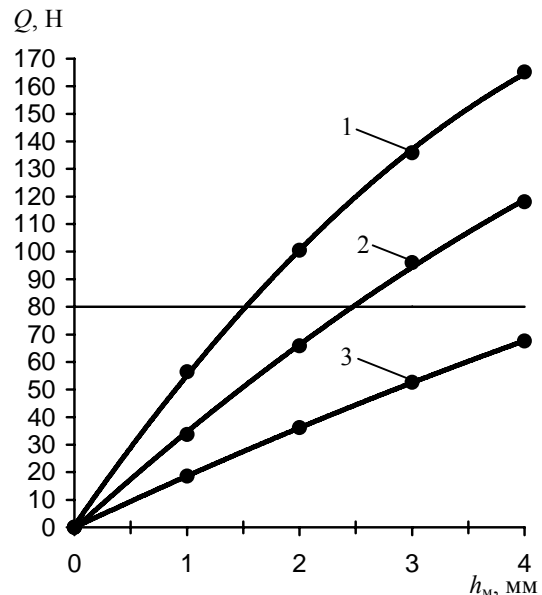


Рис. 4. Зависимость электромагнитной силы в рабочем зазоре в функции высоты постоянного магнита:
1 – феррит бария; 2 – AlNiCo-5; 3 – AlNiCo-8

Из этого графика видно, что при требуемой силе 80Н мы можем применить только сплав AlNiCo-8. Если использовать AlNiCo-5, то высота постоянного магнита оказывается слишком большой, чтобы поместиться в ограниченном объеме реле. Если использовать феррит бария, то высота постоянного магнита оказывается слишком маленькой $h_M = 1.5$ мм. Постоянный магнит такой высоты сложно изготовить. По этой же причине не рассматривались магнитные материалы, обладающие большей коэрцитивной силой, чем феррит бария (ниодим-железо-бор и самарий-кобальт). Постоянные магниты из этих материалов имели высоту менее 1мм.

ВЫВОДЫ

1. Проведенные расчеты доказали возможность применения поляризованных магнитных систем в качестве выходного реле полупроводниковых расцепителей автоматических выключателей.
2. Оптимальным с точки зрения высоты постоянного магнита является материал AlNiCo-8.
3. Для выходного реле полупроводникового расцепителя автоматических выключателей серии ВА требуемая высота магнита из материала AlNiCo-8 должна равняться $h_M = 2.5$ мм.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Могилевский Г.В., Райнин В.Е., Сосков А.Г., Устименко Б.Ю. Бесконтактные устройства защиты для низковольтных электрических аппаратов. М.: Энергия, 1971. – 88 с.
- [2] Могилевский Г.В., Райнин В.Е., Гребенник В.И. Полупроводниковые аппараты защиты. М.: Энергия, 1980. – 168 с.
- [3] Серда А.Г. Эффективное использование независимых расцепителей токоограничивающих автоматических выключателей // Электротехника і електроμηχανіка. – Харків: НТУ "ХП", 2004. – №3. – С. 56-60.

Поступила 10.02.2006г.

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНО – РОЗРАХУНКОВЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ВИЩИХ ГАРМОНІК МАГНІТНОГО ПОЛЯ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З КОРОТКОЗАМКНЕНИМ РОТОРОМ

Шумилов Ю.А., д.т.н., проф.,
Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут",
Україна, 03056, Київ, пр-т Перемоги, 37, НТУУ "КПІ", кафедра Електромеханіки
тел./факс (044) 241-76-38, e-mail: yuriyshumilov@svitonline.com

Чебанюк, В.К.
АТ "СКБ Укрелектромаш", завідувач відділу електричних і віброакустичних випробувань
Україна, 61050, Харків, вул. Іскринська, 37,
тел./факс (0572) 20-06-40

Наводяться результати експериментальних дослідження впливу насичення сталі на амплітуди вищих гармонік індукції в повітряному проміжку асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором, розподіл високочастотних магнітних полів в пазу ротора, елементах осердя ротора, в ярмі статора, а також вищих гармонік струму в стрижні ротора на працюючому двигуні. Експериментальні результати якісно добре узгоджуються з розрахунковими, отриманими з використанням метода кінцевих елементів.

Приводятся результаты экспериментальных исследований влияния насыщения стали на амплитуды высших гармоник индукции в воздушном зазоре асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, распределение высокочастотных магнитных полей в пазу ротора, элементах сердечника ротора, спинке статора, а также результаты измерения высших гармоник тока в стержне ротора на работающем двигателе. Экспериментальные результаты качественно хорошо согласуются с расчётными, полученными с применением метода конечных элементов.

ВСТУП

Незважаючи на те, що вивченню вищих гармонік магнітного поля асинхронних двигунів (АД) присвячено багато праць, дотепер ще залишаються нез'ясованими деякі питання, зокрема, вплив насичення осердь двигуна на амплітуди вищих гармонік, розподіл високочастотних складових магнітного поля в осердях статора і ротора АД, що обертається, тощо. Інтерес до точнішого розрахунку вищих гармонік магнітного поля пояснюється тим, що останні є причиною підвищених рівнів вібрації й шуму магнітного походження, паразитних моментів і додаткових втрат потужності, які суттєво зросли в зв'язку з підвищеними електромагнітними навантаженнями сучасних асинхронних двигунів.

Нижче викладаються результати експериментальних досліджень вищих гармонік магнітного поля АД за допомогою вимірвальних обмоток із числом пар полюсів "ν" досліджуваної гармоніки, розташованих на поверхні розточки статора [1, 2], і витків, розташованих у різних місцях осердь статора і ротора. Вимірювання виконувалися на працюючому двигуні під час пуску, неробочого ходу і номінального режиму роботи.

Результати експериментальних досліджень в частині впливу насичення сталі на амплітуди вищих гармонік були підтверджені розрахунками на кінцево-елементній моделі АД.

Для дослідження був обраний асинхронний двигун АОЛ2-21-4 з такими даними:

$P = 1,1$ кВт, $f = 50$ Гц, схема з'єднання трифазної обмотки статора – "зірка/трикутник", напруга – 380/220 В, струм статора – 2,7/4,7 А, коефіцієнт корисної дії $\eta = 0,78$, коефіцієнт потужності $\cos\phi_1 = 0,8$,

номінальна частота обертання $n = 1400$ об/хв, число пар полюсів $p = 2$, співвідношення чисел пазів статора і ротора $Z_1/Z_2 = 24/30$, пази ротора – закриті й нескошені, число котушок на фазу обмотки статора вздовж росточки статора – 4, число витків на фазу одношарової обмотки статора – 368, діаметр розточки статора – 94 мм, зовнішній діаметр статора – 153 мм, геометричний повітряний проміжок $\delta = 0,25$ мм, діаметр вала – 30 мм, довжина осердя статора – 70 мм, довжина осердя ротора – 72 мм, активний опір фази обмотки статора при 20°C $r_1 = 5,69$ Ом, паз статора – напівзакритий, висота паза статора – 14,98 мм, середня ширина паза статора – 8,55 мм, висота коронки зуба статора – 0,72 мм, розкриття паза статора – 2,5 мм, висота паза ротора – 13,3 мм, середня ширина паза ротора – 3,25 мм, висота коронки зуба ротора – 0,3 мм, розміри поперечного перерізу короткозамикаючого кільця – $8 \times 15,6$ мм², матеріал клітки ротора – алюміній.

Методика вимірювання забезпечила можливість селективно виокремлювати будь-яку гармоніку магнітного поля за ознакою числа пар полюсів і частоти, оскільки також застосовувався аналізатор гармонік. Амплітуда гармоніки індукції визначалася через відповідне значення електрорушійної сили (ЕРС), що наводилася у вимірвальній обмотці даною гармонікою поля. ЕРС вимірювалася за допомогою лампового вольтметра типу QRV. Використовувалися також інтегруючий підсилювач приладу SDM-132, ламповий вимірювач електричного кута зсуву Ф2-1, звуковий генератор, розщеплювач фаз, а також повітряний трансформатор [1].

Загальна похибка вимірювання вищої гармоніки поля за допомогою вимірвальної обмотки сягала не більше 10%. При цьому її можна було розкласти на

такі складові:

- Похибка вимірювання ЕРС $\approx 4\%$;
- Похибка у розмірах вимірювальних котушок $\approx 2\%$;
- Похибка при вимірюванні фазового кута між двома ЕРС $\approx 1,5\%$, що при фазовому куті $\varphi_1 = 35-65^\circ$ відповідає похибці у 3-4%.

Найбільша похибка вимірювання спостерігається поблизу неробочого ходу двигуна, оскільки навіть незначна неточність розташування груп вимірювальних котушок, з яких складалася вимірювальна обмотка, відносно осі фази викликала помітну похибку вимірювання. Зазначимо, що в роботі викладаються результати раніше неопублікованих унікальних експериментальних досліджень, виконаних в АТ "СКБ Укрелектромаш" В.К. Чебанюком, упорядкованих і узагальнених Ю.А. Шумилевим.

Не вдаючись до деталей схематичних рішень вимірювального комплексу, зупинимося на найважливіших результатах вищезазначених експериментальних досліджень.

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ РОЗПОДІЛУ МАГНІТНОГО ПОЛЯ В РОТОРІ, СТАТОРІ Й ВИЩИХ ГАРМОНІК СТРУМУ У СТРИЖНІ РОТОРА ПРАЦЮЮЧОГО ДВИГУНА AOL2-21-4

Експериментальне дослідження розподілу магнітного поля в осерді ротора і вищих гармонік струму в стрижні ротора АД було виконано прямим (контактним) методом. Для того щоб зrealізувати задачу дослідження, були використані вимірювальні витки з проводу із скляною ізоляцією, розташовані в різних місцях ротора – навколо коронки зубця, по висоті пазу, а також навколо ярма ротора – до заливання пазів ротора алюмінієм. Оскільки температура плавлення алюмінію (650°C) суттєво нижче за температуру плавлення скла, вимірювальні витки після заливання пазів ротора алюмінієм залишилися неушкодженими. Під час експериментів вивідні кінці вимірювальних витків з'єднувалися з високочастотним осцилографом і частотним аналізатором. Це вдалося виконати завдяки тому, що під час експерименту вивідні кінці вимірювальних витків як біфілярні провідники намотувалися на котушку, стрижень якої вкручувався у вільний торець вала двигуна. Експеримент був побудований таким чином, що двигун своєчасно відключався від мережі й автоматично гальмувався, аби не пошкодити вивідні кінці вимірювальних витків. Отже, вимірювалися й спостерігалися не тільки розподіл високочастотних складових магнітного поля по висоті пазу й осердя ротора, а й падіння напруги в стрижні ротора під час пуску й короткочасної праці двигуна в режимі неробочого ходу. Окрім того, вимірювальні витки було встановлено на статорі, що дозволило оцінити високочастотні складові поля в його ярмі.

Вищезазначений прямий метод вимірювання складових магнітного поля характеризувався високою точністю. Завади вимірювання були незначні – близько 100 мкВ проти 1000 мкВ корисного сигналу. У такий спосіб була знята спектрограма електрорушійних сил при неробочому ході двигуна, індукованих у двох вимірювальних витках, намотаних навколо коронки

зуба і також навколо паза і ярма ротора. Магнітний потік у коронці зуба виявився значно більшим, ніж у пазу і ярмі ротора. При цьому високочастотні магнітні потоки, що замикаються через паз і ярмо ротора й наведені вищими гармоніками повітряного проміжку високих порядків, є настільки малі, що ними взагалі можна знехтувати. Слід зауважити, що в спектрограмах ЕРС, вимірюваних на частотах 50, 100, 300, 600 і 1200 Гц, спостерігалася биття амплітуди. Це пояснюється тим, що будь-яка результувна ЕРС індукується одночасно декількома гармоніками поля. Наприклад, результувна гармоніка ЕРС на частоті, близькій до 600 Гц, індукується вищими гармоніками поля з числами пар полюсів $p = 4, 8, 22, 26$ тощо. Якби йшлося лише про дві вищі гармоніки, можна було б на підставі вимірювань максимального і мінімального значень амплітуди визначити кожен з двох гармонік. При навантаженні двигуна спостерігалася аналогічна ситуація, однак частота биття збільшилася. Експериментально не вдалося виділити окремі складові результувної ЕРС через несуттєву різницю між частотами, що інтерферують.

На рис. 1 репрезентовані вищезазначені результати в одиницях магнітного потоку (в Максвеллах). Видно, що перша зубцева гармоніка й гармоніки вищих порядків у ротор майже не проникають. Не проникають зазначені гармоніки поля в паз і ярмо ротора навіть при "відкритті" пазу як наслідок насичення коронки закритого зуба. Більша частка магнітного потоку на частоті 600 Гц в пазу і ярмі ротора визначається, в основному, двома гармоніками повітряного проміжку з числами пар полюсів $p = 4$ і 8 . Вищезазначене твердження можна пояснити такими міркуваннями:

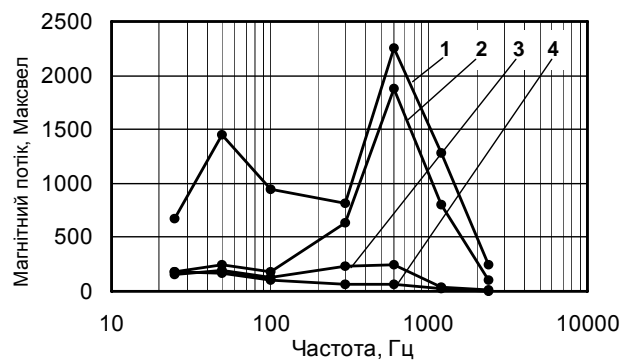


Рис. 1. Розподіл магнітного поля в роторі в залежності від частоти при неробочому ході і номінальному навантаженні двигуна AOL2-21-4: 1 – коронка зубця ротора, неробочий хід; 2 – коронка зубця ротора, номінальний режим; 3 – паз і ярмо ротора, номінальний режим; 4 – паз і ярмо ротора, неробочий хід

Вищі гармоніки $\rho = 4 (Z_2 - (Z_1 + p))$, $\rho = 8 (Z_2 - (Z_1 - p))$, $\rho = 28 (Z_2 - p)$ були виділені і достатньо точно визначені за допомогою вимірювальних обмоток, розташованих вздовж всієї розточки статора. Магнітні потоки гармонік 4 і 8 виявилися помітно більшими, ніж потік гармоніки 28 (рис. 2). Отже, демпфуюча дія клітки ротора відносно вищих гармонік 4 і 8 виявилася суттєво меншою, ніж для зубцевих гармонік 22 і 26.

Зазначимо, що величина магнітного потоку в ярмі статора на частоті 700 Гц була визначена за допомо-

гою аналізатора гармонік з вузькосмуговим фільтром (близько 4 Гц).

Додатково було виконано дослідження розподілу високочастотних складових магнітного поля на тому самому двигуні, однак на цей раз гармоніка магнітного поля з числом пар полюсів $p = 4$ на частоті 400 Гц була створена штучно. Для цього під клини пазів статора були закладені три групи котушок із зсувом одна відносно одної на кут $(2\pi/3-p)$, з'єднаних у зірку. Така сама четверта група котушок використовувалася як вимірвальна обмотка.

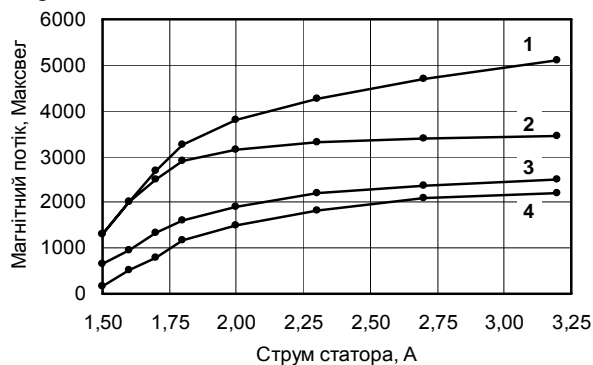


Рис. 2. Залежність різницевої гармоніки ($Z_2-(Z_1+p)$), ($Z_2-(Z_1-p)$) і зубцевої гармоніки ротора (Z_2-p) від струму статора двигуна AOL2-21-4: 1 – $\rho = 28$, повітряний проміжок; 2 – $\rho = 8$, повітряний проміжок; 3 – $\rho = 28$, ярмо статора; 4 – $\rho = 4$, повітряний проміжок

Перші три групи котушок живилися від трифазного високочастотного генератора на частоті 400 Гц і створювали обертове магнітне поле з числом пар полюсів $p = 4$. Результати дослідження представлені на рис. 3, з якого видно, що високочастотний магнітний потік у паз і ярмо ротора проникає слабо. Однак, баланс магнітних потоків при цьому було порушено, оскільки $0,5 \cdot \Phi_{\delta} > \Phi_{\delta-n} + \Phi_{\delta-a}$, що потребує додаткового пояснення.

На рис. 4 представлені результати вимірювання падіння напруги в стрижні ротора. Для того щоб знизити до мінімуму електромагнітні завади, провідник із скляною ізоляцією було закладено на дно паза ротора (вздовж паза) до заливання пазів ротора алюмінієм.

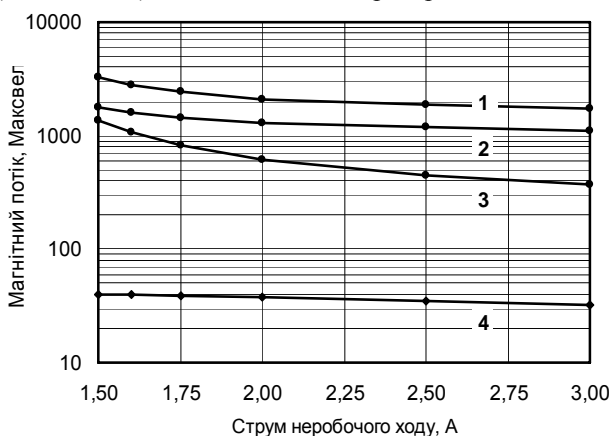


Рис. 3. Розподіл штучно створеної гармоніки "4", 400 Гц, в роторі двигуна AOL2-21-4 в залежності від струму неробочого ходу: 1 – повітряний проміжок; 2 – ярмо статора; 3 – коронка зуба ротора; 4 – паз і ярмо ротора

Після виготовлення клітки ротора лівий кінець провідника було приєднано до лівого кінця стрижня. Інший провідник було приєднано до правого кінця стрижня. Вільні кінці двох провідників, що намотувалися на котушку (про що вже йшлося), підводилися до осцилографа, аналізатора частоти і лампового вольтметра. Вимірювання падіння високочастотної напруги в стрижні ротора відобразило величину вищих гармонік струму в стрижні опосередковано.

Для того, щоб отримати амплітуди вищих гармонік струму стрижня, треба було б перерахувати високочастотні падіння напруги у відповідні струми з урахуванням залежності загального опору стрижня від частоти (такий перерахунок не було зроблено).

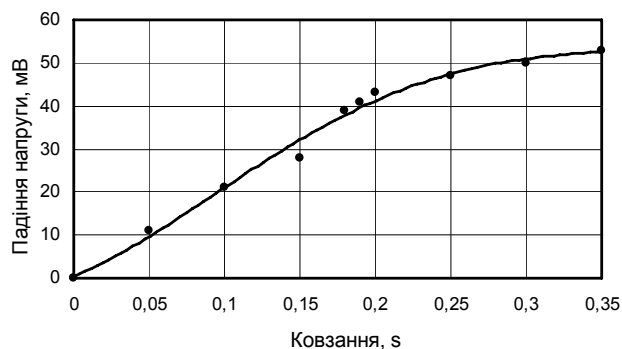


Рис. 4. Падіння напруги в стрижні ротора двигуна AOL2-21-4

Для цього треба було б враховувати для кожної частоти витіснення струму по висоті стрижня, оскільки опір стрижня на частоті ковзання $s = 2,25$ Гц практично дорівнює своїй активній складовій, а при більших частотах стає помітною індуктивна складова опору. Однак вищі гармоніки струму ротора виявилися в десять і більше разів менше, ніж перша гармоніка струму ротора.

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ І РОЗРАХУНКОВЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ НАСИЧЕННЯ ОСЕРДЬ НА ВИЩІ ГАРМОНІКИ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З КОРОТОКОЗАМКНЕНИМ РОТОРОМ

Вплив насичення на вищі гармоніки магнітного поля АД до сих пір остаточно не досліджено. Існують різні точки зору відносно впливу насичення на амплітуди окремих гармонік поля. Інколи стверджують, що гармоніки поля з малими порядками (великою довжиною хвилі) залежать від насичення так само, як основна гармоніка. Однак не вказується межа, за якою коефіцієнт насичення для інших вищих гармонік треба підраховувати в інший спосіб (який спосіб?). Існує навіть точка зору, що взагалі немає сенсу для вищих гармонік враховувати коефіцієнт насичення, зокрема, для гармонік вищих порядків. Були запропоновані різні емпіричні вирази для врахування впливу насичення при розрахунку амплітуд вищих гармонік. Цікавість до цієї проблеми зростає із розширенням застосування частотно-регульованих асинхронних двигунів.

У зв'язку з цим було виконано ряд експериментальних досліджень і розрахунків, спрямованих на вивчення впливу насичення на амплітуди вищих гармонік магнітного поля в повітряному проміжку асинхронного двигуна.

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ

Експериментальні дослідження виконувалися на працюючому і також відключеному від мережі двигуні АОЛ2-21-4.

Спочатку були досліджені основна гармоніка поля $p = 2$ і вища гармоніка $\nu = 22$ на працюючому двигуні в режимі неробочого ходу в залежності від намагнічувального струму. За тих же умов була отримана залежність штучно утвореної вищої гармоніки $\rho = 22$ на частоті 410 Гц від струму неробочого ходу. Амплітуди основної і вищої гармонік були визначені відповідно за допомогою виміральної котушки з кроком $u = 0,92\tau_p$ і виміральної обмотки (групи котушок) з числом пар полюсів $\rho = 22$. Вісь виміральної котушки для вимірювання основної гармоніки індукції була суміщена з віссю однієї з фаз обмотки статора двигуна. Штучна гармоніка $\rho = 22$ з частотою обертання $n_p = 410 \cdot 60 / 22$ об/хв була створена за допомогою двох генеруючих груп котушок з числами пар полюсів $\rho = 22$, зсунутих одна відносно одної на кут $\pi/2\rho$. Генеруючі групи котушок живилися від звукового генератора через розщеплювач фаз струмами однакової величини, зсунутих один відносно одного на 90 електричних градусів. Амплітуда і фаза струмів генеруючих обмоток контролювалася спеціальним пристроєм. Для штучної гармоніки була обрана частота 410 Гц виходячи з того, що поблизу цієї частоти двигун не створює своїх магнітних полів. Для цього була використана спектрограма напруг на вимірвальній обмотці з $\rho = 22$ працюючого двигуна, отримана за допомогою селективного вольтметра із смугою пропускання 4 Гц. Результати вимірювання основної гармоніки, $p = 2$; $f = 50$ Гц, і вищих гармонік, $\nu = 22$ і $\rho = 22$ на частотах 50 Гц і 410 Гц., представлені на рис. 5 у мВ-масштабі, що не завадило визначити залежність вищезазначених гармонік поля від насичення (струму неробочого ходу).

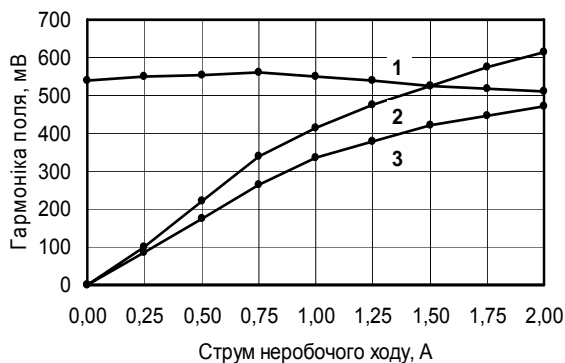


Рис. 5. Залежності головної гармоніки $p = 2$; 50 Гц, вищої гармоніки, "22"; 50 Гц, штучної гармоніки "22"; 410 Гц, від струму неробочого ходу двигуна АОЛ2-21-4: 1 – $\rho = 22$, 410 Гц (мВ); 2 – $p = 2$; 50 Гц (1/100 мВ); 3 – $\nu = 22$, 50 Гц (мВ)

На рис. 5 видно, що штучна гармоніка $\rho = 22$ (410 Гц) від насичення сталі майже не залежить, зокрема, при двох напрямках обертання ротора. Дві інші криві представляють основну, $p = 2$, і вищу гармоніку поля, $\nu = 22$, на частоті $f = 50$ Гц, створених струмом неробочого ходу двигуна. Обидві гармоніки, побудовані за різними масштабами, зі зміною насичення змі-

нюються практично однаково. Якщо їх перебудувати у відносних одиницях, вони майже співпадуть. Першу криву можна розглядати як змінну магнітну провідність штучної гармоніки $\rho = 22$ (410 Гц).

Різні закономірності зміни провідностей гармонік $\nu = 22$ ($f = 50$ Гц) і $\rho = 22$ (410 Гц) від насичення можна пояснити різною глибиною проникнення цих гармонік поля в осердя ротора, а також різною природою їх походження. Гармоніка $\nu = 22$ ($f = 50$ Гц) є природною складовою магнітного поля, створеного струмом статора, тобто вона існує лише разом з основною і іншими гармоніками статора, гармоніка $\rho = 22$ (410 Гц) є штучною і існує відокремлено від поля статора.

На рис. 6 спостерігається вплив насичення сталі на основну гармоніку $\rho = 2$ і вищу гармоніку $\rho = 22$, створених штучно на частоті 410 Гц. Двигун було відключено від мережі. Змінне магнітне поле $\rho = 2$ було створено завдяки живленню однієї з фаз від звукового генератора. Обертове магнітне поле $\rho = 22$ створено за допомогою двох генеруючих груп котушок, про що вже йшлося. Дві фазні обмотки, з'єднані одна з одною послідовно, живилися від джерела постійного струму. Зміна насичення відбувалася зі зміною величини постійного струму.

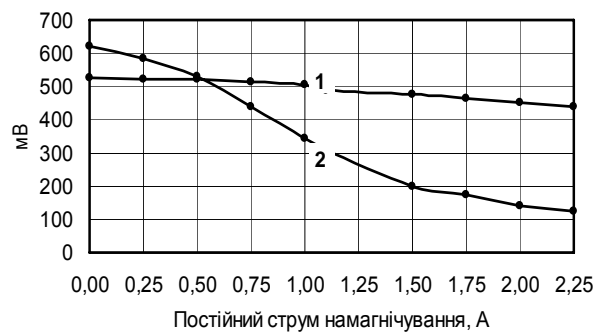


Рис. 6. Залежність штучних гармонік "2" і "22", 410 Гц, від насичення сталі двигуна АОЛ2-21-4: 1 – $\rho = 22$; 2 – $\rho = 2$

Видно, що величини магнітних провідностей основної і вищої гармонік суттєво відрізняються одна від одної. Цей результат кореспондується з результатами дослідження, отриманими раніше, а саме, чим більше довжина хвилі магнітного поля, тим глибше вона проникає в шихтоване осердя майже незалежно від частоти. Тому магнітна провідність основної гармоніки у порівнянні з магнітною провідністю вищої гармоніки з ростом струму намагнічування спадає значно швидше.

РОЗРАХУНКОВЕ ДОСЛІДЖЕННЯ

Вплив насичення на амплітуду окремих вищих гармонік магнітного поля в повітряному проміжку було досліджено чисельно з використанням метода кінцевих елементів на прикладі двигуна з короткозамкненим ротором 4А180М6 ($2p = 6$, $Z_1/Z_2 = 72/58$). Дослідження виконувалося при нерухомому роторі. З урахуванням умов симетрії магнітної системи розрахунок поля виконувався на половині полюсного поділку двигуна. Задля спрощення процедури розрахунку число пазів ротора було змінено з 58 на 54. На половину полюсного поділку прийшлося шість пазів статора і чотири з половиною пазів ротора. Для запобі-

гання побічних явищ, які може викликати ексцентриситет ротора, останній не враховувався. Розрахунок виконувався для різних значень струму статора в межах $(0,415...2,5)I_N$ і довільному положенні ротора відносно статора. Результати такого чисельного гармонійного аналізу магнітного поля в повітряному проміжку дозволили отримати інформацію про довільну результувну гармоніку з числом пар полюсів ν , яка є сумою гармонік з однаковим числом пар полюсів ν і різними частотами. Розділити результувні гармоніки " ν " на її складові без урахування обертання ротора було неможливо. Однак коректне моделювання обертання ротора АД є досить складним завданням.

Дійсно, для того щоб виконати гармонійний аналіз довільної періодичної функції, треба переконатися, що проміжок (в нашому випадку часу), на якому аналізується функція, є періодом повторювання функції (T) або кратний йому. Магнітне поле АД визначається фазними струмами і взаємним положенням статора і ротора (магнітною провідністю повітряного проміжку). Якщо струм у фазах є синусоїдальним, а його частота f_1 , то картина первинних струмів повторюється через $1/f_1$ проміжку часу, тобто шуканий період можна визначити як

$$T = k_f / f_1,$$

де $k_f = 1, 2, 3, \dots$

За цей час основна гармоніка поля з числом пар полюсів " p " виконає n_f обертів:

$$n_f = k_f / p.$$

З іншого боку, для повторення картини магнітної провідності при рівномірному повітряному проміжку або наявності лише статичного ексцентриситету ротор має обернутися на ціле число зубцевих поділок, тобто за час " T " здійснити

$$n_R = k_R / z_2, \quad \text{де } k_R = 1, 2, 3, \dots$$

Враховуючи, що частота n_R обертання ротора визначається через ковзання

$$n_R = n_f (1 - s),$$

визначимо дискретний ряд ковзань, що задовольняє умовам періодичності (якщо $k_f \ll \infty$):

$$s = 1 - k_R p / k_f z_2.$$

Задля економії машинного часу слід домагатися, щоб вимогам періодичності задовольняв мінімальний проміжок часу. При цьому отримуємо ряд ковзань, що задовольняє вищезазначеній вимозі:

$$s = 1 - k_R p / z_2 = 0; \pm p / z_2; \pm 2p / z_2; \pm 3p / z_2 \dots$$

При наявності динамічного ексцентриситету за час T ротор має виконати ціле число обертів:

$$n_R = 0, 1, 2 \dots \quad \text{або } k_R = 0, z_2, 2z_2 \dots$$

В цьому випадку ряд ковзань буде іншим:

$$s = 1 - n_R p / k_f.$$

Цій умові задовольняють лише два значення ковзання: $s = 0$ та $s = 1$.

Якщо на проміжку T виконано n_i розрахунків поля, то при частотному аналізі можна виділити $n_i/2$ частот:

$$f = f_1 / k_f; 2f_1 / k_f; 3f_1 / k_f; \dots, (n_i/2) \cdot (f_1 / k_f).$$

Наведені міркування дійсні для всіх ковзань, за винятком $s = 1$, коли всі часові зміни пов'язані лише з безперервною зміною струму.

На рис. 7 наведені результати гармонійного аналізу магнітного поля в повітряному проміжку вищезгаданого двигуна у відносних одиницях. При цьому амплітуди гармонік індукції при намагнічувальному струмі $I_{\mu N}$ ($U_1 = U_{1N}$) були прийняті за одиничні. З урахуванням особливостей зміни окремих гармонік можна виділити три групи гармонік різних порядків:

1. Гармоніка $\nu = 3$. Вона стає помітною, коли намагнічувальний струм сягає свого "критичного" значення, після чого вона швидко зростає з подальшим зростанням струму.

2. Основна і всі зубцеві гармоніки, які залежать від насичення практично однаково.

3. Гармоніки $\nu = 5$ і 7 , що змінюються за своїм власним законом. Ці гармоніки віднесені до одної категорії, оскільки в їх створенні беруть участь як гармоніки магніторухілих сил даних порядків, так і умовні гармоніки магнітної провідності, які одночасно зростають з ростом струму, однак сумуються з протилежними знаками.

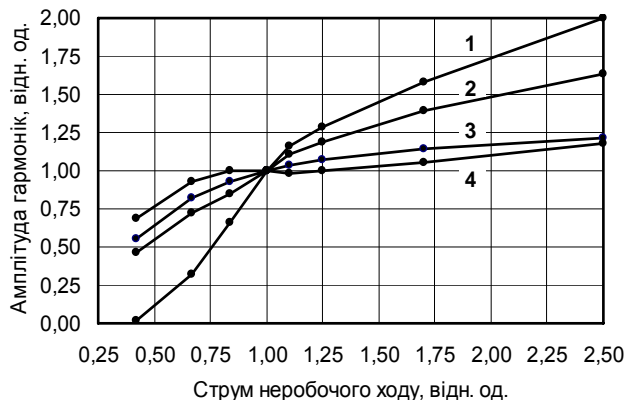


Рис. 7. Залежності гармонік магнітного поля статора від насичення (струму неробочого ходу) двигуна 4A180M6 ($2p = 6$; $Z_1/Z_2 = 72/54$): 1 - $\rho = 3$; 2 - $\rho = 7$; 3 - $\rho = 1, 23, 25, 47, 49, \dots, 95, 97, \dots$; 4 - $\rho = 5$

Окрім того, було досліджено залежність вищих гармонік магнітного поля ротора від насичення на кінцево-елементній моделі двигуна з короткозамкненим ротором малої потужності ($P = 0,45$ кВт, $2p = 4$, $Z_1/Z_2 = 24/18$). Під час дослідження величина струму ротора залишалася незмінною. Амплітуду струму ротора було обрано довільно, однак в декілька разів меншою за амплітуду струму статора. Завдяки цьому впливом магнітного поля ротора на загальний рівень насичення двигуна можна було знехтувати.

Магнітне поле ротора розраховувалося при чотирьох рівнях насичення машини, яким відповідали чотири значення намагнічувального струму: $I_{1\mu} = 0,5I_{1\mu N}; I_{1\mu N}; 1,5I_{1\mu N}; 2I_{1\mu N}$. Спочатку були зроблені розрахунки магнітного поля двигуна при вищезгаданих значеннях струму статора і струму ротора $I_2 = 0$.

Отримана в такий спосіб інформація про магнітний стан машини зберігалася в комп'ютері. При вищезазначеному струмі ротора були виконані розрахунки магнітного поля ротора для різних значень струму статора: $I_{1\mu} = 0; 0,5I_{1\mu N}; I_{1\mu N}; 1,5I_{1\mu N}; 2I_{1\mu N}$. Просторовий розподіл струму ротора по пазах відповідав струмовій

хвилі 7-го порядку. Результати дослідження у відносних одиницях представлені на рис. 8. Окремі гармоніки поля фактично є сумою багатьох гармонік однакового порядку, які відрізняються частотою і напрямком обертання. Видно, що вищі гармоніки ротора від насичення залежать відносно мало. Окремі гармоніки від насичення залежать неоднаково, проте ця різниця складає не більше 20% (за виключенням гармоніки $\rho = 4$). Отримані розрахункові результати якісно узгоджуються з раніше отриманими експериментальними даними.

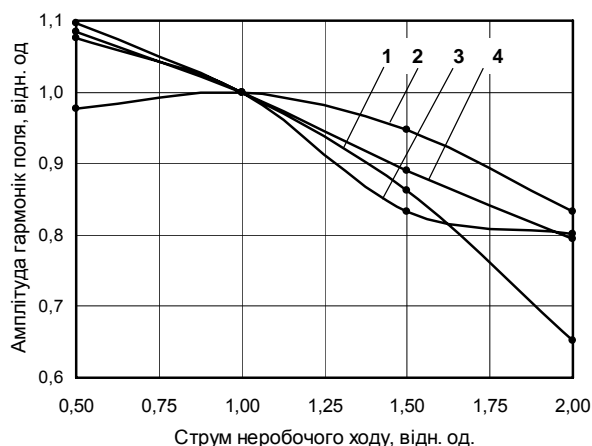


Рис. 8. Залежність гармонік магнітного поля ротора від насичення АД малої потужності, $Z_1/Z_2 = 24/18$, $2p = 4$. Магнітне поле викликане струмом ротора з просторовим розподілом "14": 1 – $\rho = 4$; 2 – $\rho = 10$; 3 – $\rho = 14$; 4 – $\rho = 52$

ВИСНОВКИ

1. Вважається, що звичайні асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором теоретично досконально досліджені багатьма вченими і інженерами, проте залишаються питання, які потребують пояснення. До них відносяться, зокрема, вплив насичення на амплітуди вищих гармонік індукції в повітряному проміжку АД, розподіл високочастотних магнітних полів в пазу ротора, в осердях ротора і статора тощо. Особливо важливо отримати таку інформацію на короткозамкненому роторі, що обертається.

2. Для дослідження вищих гармонік магнітного поля в повітряному проміжку застосовані вимірювальні обмотки (групи вимірювальних котушок) із заданим числом пар полюсів тієї гармоніки, що досліджується.

3. Для дослідження розподілу високочастотних магнітних полів в роторі, в різні частини осердя, а також у паз ротора були закладені вимірювальні витки із скляною ізоляцією до заливання пазів ротора алюмінієм. Це забезпечило збереження вимірювальних витків після виготовлення ротора, оскільки температура плавлення алюмінія (650°C) значно нижче температури плавлення скла. Вивідні кінці вимірювальних витків з'єднувалися з високочастотним осцилографом і ламповим вольтметром контактним методом, що зводило до мінімуму похибку вимірювання. При цьому контролювався розподіл магнітного поля в коронці зуба, по висоті паза ротора, а також у спинці ротора. Крім того, осцилографувалося падіння напруги в стрижні ротора,

яке майже співпало з реальною зміною струму під час пуску ненавантаженого двигуна.

4. За допомогою двох (або трьох) генеруючих обмоток із заданим числом пар полюсів ρ штучно створювалося обертове магнітне поле в повітряному проміжку з вищезазначеним числом пар полюсів на частоті 410 Гц, на якій двигун, що досліджувався, не створює власних магнітних полів. Це дозволило спостерігати в чистому вигляді розподіл штучного магнітного поля в пазу і осерді ротора, а також залежність вищої гармоніки поля від насичення сталі.

5. Зубцеві гармоніки або вищі гармоніки поля з малою довжиною хвилі у паз або спинку ротора АД без скосу пазів практично не проникають завдяки демпфуванню їх кліткою ротора. Однак у спинці ротора спостерігаються високочастотні поля, які пов'язані з вищими гармоніками, що мають низький просторовий порядок. Подібні явища спостерігаються і в ярмі статора. Отже, треба рахуватися з тим, що глибина проникнення магнітного поля в шихтовану спинку, перш за все, статора і, в меншій мірі, ротора АД залежить в першу чергу від довжини хвилі гармоніки поля в повітряному проміжку. Високочастотні гармоніки поля з малими числами пар полюсів створюють в ярмі статора помітні додаткові втрати активної потужності. В АД з короткозамкненим ротором можуть виникати субгармоніки індукції високої частоти внаслідок взаємодії гармонік поля, число пар полюсів яких наближене до числа пазів статора (ротора), з хвилями магнітної провідності повітряного проміжку, що враховують наявність пазів статора або ротора:

$$n = \mu \pm k_1 Z_1, \text{ де } k_1 = 1, 2, 3 \dots; \text{ або } m = \nu \pm k_2 Z_2, \text{ де } k_2 = 1, 2, 3 \dots$$

Додаткові втрати такого штибу стають особливо помітними у частотно-керованих АД при наявності часових гармонік струму, що викликають низку основних гармонік на високих частотах.

6. Найбільші значення вищих гармонік струму в стрижні ротора двигуна АОЛ2-21-4 не перевершують 10% основного струму ротора.

7. Абстрагуючись від гармонік насичення, вищі гармоніки, створені струмом статора, залежать від насичення так само, як і основна гармоніка. Вищі гармоніки поля ротора (за виключенням взаємних гармонік, що є дзеркальним відображенням відповідних гармонік статора) залежать від насичення відносно слабо. Навіть при суттєвому насиченні осердь, що відповідало струму намагнічування $2I_{1\mu\text{H}}$, зниження амплітуд вищих гармонік ротора сягало не більше 20% (за виключенням гармоніки з малим числом пар полюсів $\rho = 4$)

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Шумилов Ю.А., Чебанюк В.К. Разделение обмоточных гармоник и гармоник проводимости магнитного поля в воздушном зазоре асинхронных машин, "Электротехника", № 9, 1972 г.
- [2] Шумилов Ю.А., Чебанюк В.К. Избирательное измерение гармоник магнитного поля в воздушном зазоре электрических машин. Вестник Киевского политехнического института. Серия электроэнергетики, 9, 1972 г.

Надійшла 31.10.2005

УПРОЩЕННИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В ЧАСТОТУ ДЛЯ СИСТЕМ ТЕХНИЧЕСКОГО УЧЕТА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Орловский И.В.
ОАО "Харьковская ТЭЦ-5",
Украина, 62371, пос. Подворки, Дергачевский р-н, Харьковская обл.
тел. (0572) 20-50-50

Приведена схема і опис роботи перетворювача активної потужності в частоту. Перетворювач призначений для роботи у складі систем автоматизованого обліку електроенергії. В порівнянні з відомими перетворювачами, його конструкція спрощена за рахунок того, що частина функцій передана цій системі.

Приведена схема и описание работы преобразователя активной мощности в частоту. Преобразователь предназначен для работы в составе систем автоматизированного учета электроэнергии. По сравнению с известными преобразователями, его конструкция упрощена за счет того, что часть функций передана этой системе.

ВВЕДЕНИЕ

Существующее состояние энергетики Украины требует повышения точности учета электрической энергии при ее выработке и потреблении [1]. Измерение потребляемой электроэнергии с учетом множества параметров осуществляется с помощью многофункциональных автоматизированных систем учета. В последние годы получили широкое распространение информационно-измерительные системы учета электроэнергии, а также системы телеизмерения активной, реактивной и полной мощности с возможностью измерения среднеквадратических значений напряжений и токов фаз трех- и четырехпроводных трехфазных сетей. Используемые в этих системах электронные счетчики электрической энергии обладают рядом достоинств: высокой точностью, высокой технологичностью, простотой настройки и калибровки, малым собственным потреблением энергии. Существующие счетчики электроэнергии [2 – 5] имеют широкие функциональные возможности. К ним относятся: многотарифность, учет прямого и обратного потоков электроэнергии, совмещение в одном приборе активного и реактивного счетчика, простота передачи данных для информационно-измерительных и централизованных систем учета, накопление и хранение данных за заданный интервал времени, возможность построения графиков нагрузки, измерение характеристик контролируемой сети (тока, напряжения, коэффициента мощности, частоты). Для одиночных удаленных точек учета электроэнергии такая многофункциональность оправдана. Если же точки учета электроэнергии территориально расположены компактно, имеет смысл упростить счетчики электрической энергии, передав часть их функций системе информационно-измерительной системе учета электроэнергии. Такая ситуация характерна для технического учета. В этом случае конструкцию преобразователей можно упростить, передавая функции начала отсчета, счета времени и хранения информации при исчезновении питания информационно-измерительной системе. По такому пути пошла фирма Landis & Gyr (Швейцария), выпустив счетчик ZMB405/410СТ116 для телеизмерения. Счетчик имеет такие же технические данные, что и рабочие счетчики ZMB405/410, но не сохраняет информацию, а передает ее на центральную станцию системы.

Целью данной работы является разработка упрощенного преобразователя активной мощности в частоту, предназначенного для технического учета электроэнергии на станциях Украины.

ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ К ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЮ

Используя опыт разработки двухэлементного преобразователя на основе однофазного преобразователя ADE7755 [2, 6] и возрастающие возможности интегральных преобразователей, в настоящей работе предложен преобразователь, способный эффективно работать с современными системами измерения.

В организации технических измерений задействованы измерительные средства отпуска тепла и расхода газа, передача данных измерений от которых осуществляется посредством блоков I-7000. Их питание осуществляется от блоков типа ВВС 10-30 вольт. В этой связи блоки питания разрабатываемого преобразователя должны быть совместимы.

Основное назначение преобразователя – технические измерения в схемах собственных нужд энергетических объектов. Такие измерения предполагают использование большого числа первичных датчиков, подключенных к одному измерительному трансформатору напряжения. Для уменьшения нагрузки на измерительную сеть питания преобразователя должно осуществляться от дополнительного низковольтного источника. Его стабильность обеспечивается внутренним стабилизатором, аналогично модулям дискретного и аналогового ввода фирмы преобразователей ICP DAS, LAGICON и им аналогичных, которые используются для измерения различных параметров технологических процессов.

Основные технические требования к разрабатываемому преобразователю:

- возможность измерения активной, реактивной и полной мощности фаз трех- и четырехпроводных трехфазных цепей;
- измерение среднеквадратических величин токов и напряжений фаз;
- определение знака измеряемой мощности в каждой из фаз;
- измерение частоты напряжения цепи;
- измерение температуры кристалла;
- контроль допустимых величин напряжений

(фиксацию выхода параметров напряжений за установленные пределы);

– изменение алгоритма вычисления мощности для различных схем включения;

– возможность программирования порога срабатывания преобразователя.

Разработка требований к функциональным возможностям преобразователя осуществлялась с учетом

требований энергоснабжающей организации к средствам учета, сформировавшимся на основе опыта эксплуатации счетчиков электроэнергии [7].

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

На рис. 1 приведена функциональная схема разработанного преобразователя сигнала в частоту.

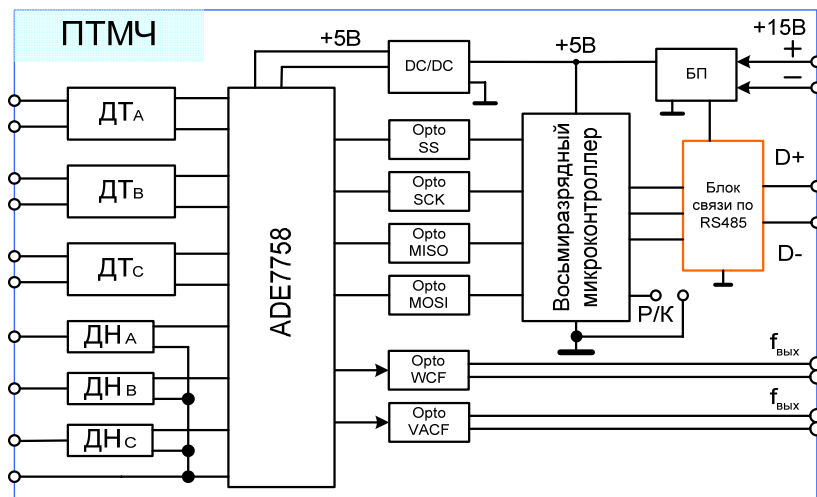


Рис. 1. Функциональная схема преобразователя

На схеме использованы следующие обозначения:

ПТМЧ – преобразователь мощности в частоту;

DT_A, DT_B, DT_C – датчики тока соответственно фаз А, В, С;

DN_A, DN_B, DN_C – датчики напряжения соответственно фаз А, В, С;

БП – блок питания;

ADE7758 – трехфазный интегральный преобразователь мощности в частоту фирмы ANALOG DEVICES;

$f_{\text{вых}}$ – частотные выходы преобразователя, используемые при поверке;

OptoWCF, OptoVACF – оптоэлектронные преобразователи, предназначенные для гальванической развязки цепей при поверке;

RS485 – блок для передачи данных в информационно-измерительную систему;

DC/DC – преобразователь постоянного тока;

Opto SCK, OptoMISO, OptoMOSI, SS – оптоэлектронные преобразователи сигналов;

Все настройки масштабных коэффициентов, вплоть до коррекции фазового сдвига при измерении активной мощности, выполняются цифровым способом. Это полностью исключает наличие подстроечных резисторов и позволяет в максимальной степени автоматизировать процесс настройки датчиков.

Среднеквадратические вычисления производятся одновременно для шести аналоговых входных каналов от датчиков токов и напряжений трех фаз [6].

Схема предусматривает два режима:

– режим настройки (поверки и настройки);

– режим измерения.

Режим настройки. Для калибровки и поверки в преобразователе предусмотрены два оптически развязанных частотных выхода. Один из них (OptoWCF) – по активной мощности, а второй (OptoVACF), переключаемый – может быть подключен к выходу реак-

тивной либо полной мощности.

Для передачи данных в информационно измерительную систему предусмотрен канал связи на основе RS485. Обмен данными происходит по протоколу, аналогичному MODBUS.

Режим измерения. Измерение всех параметров осуществляется интегральным преобразователем мощности, разработанным фирмой ANALOG DEVICES специально для использования в схемах измерения расхода электроэнергии. Дополнительные возможности измерений направлены на контроль качества. Контроллер устройства обеспечивает хранение параметров настройки и обеспечивает связь между ADE7758 и блоков питания типа BBC как в режиме калибровки, так и в режиме измерения.

Гальваническая развязка токовых цепей осуществляется датчиками тока (DT_A, DT_B, DT_C), выполненными в виде трансформаторов тока с магнитными системами из аморфного железа. По цепям напряжения измерительная часть схемы электрически связана с измерительной сетью посредством датчиков – делителей напряжения (DN_A, DN_B, DN_C). Для гальванического разделения цепей измерения с цепями, обеспечивающими связь, применена оптоэлектронная развязка на быстродействующих оптронах (Opto SCK, OptoMISO, OptoMOSI и SS). Настройка масштабных коэффициентов и управление режимом работы осуществляется цифровым способом путем записи в регистры ADE7758 поправочных кодов.

Для калибровки преобразователя разработана специальная программа для ПК, с помощью которой облегчается доступ к регистрам ADE7758. Переключение между режимами калибровки и измерения осуществляется установкой переключки.

ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА

На рис. 2 приведена принципиальная схема разработанного преобразователя сигнала в частоту.

Назначение элементов схемы следующее.

Измерение электрических параметров сети и их преобразование в сигналы, модулированные по частоте, выполняет преобразователь мощности в частоту фирмы ANALOG DEVICES – ADE7758 (DD1). Выводы 19, 20 предназначены для подключения внешнего кварцевого резонатора Q1. Конденсаторы C15, C16, подключенные в параллель на выводе 12, обеспечи-

вают уменьшение внутреннего сопротивления источника опорного напряжения для аналого-цифрового преобразования. Защита преобразователя от перенапряжений выполнена варисторами R20, R21, R22. Одна из функций преобразователя ADE7758 заключается в определении знака измеряемой мощности в каждой из фаз, что используется для контроля правильности подключения, а в случае с реактивной мощностью – для контроля эффективности режима компенсации реактивной мощности.

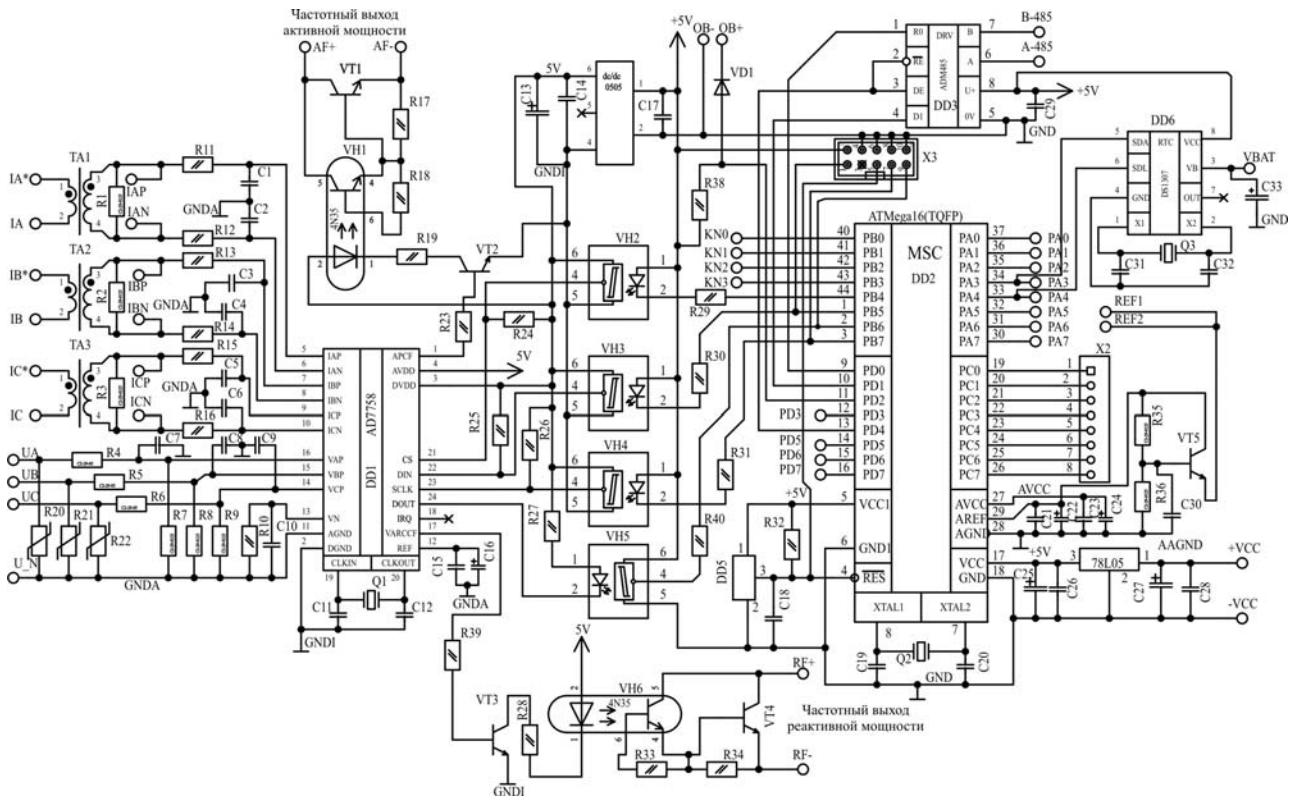


Рис. 2. Принципиальная схема преобразователя

Преобразование входных токовых сигналов обеспечивают датчики тока с резисторами. Датчики тока выполнены в виде трансформаторов тока TA1, TA2, TA3. Резисторы R1 – R3 обеспечивают преобразование токовых сигналов на выходах трансформаторов тока в сигналы напряжения, поступающие на дифференциальные входы преобразователя DD1.

Преобразование входных сигналов напряжения выполняют датчики напряжения. Они выполнены по типу делителей на резисторах. Сигналы напряжения снимаются с нижних плеч делителей: R4, R7 – для фазы А; R5, R8 – для фазы В; R6, R8 – для фазы С.

Оптотранзистор VH1 обеспечивает гальваническую развязку частотного сигнала, пропорционального активной мощности на выходе преобразователя ADE7758, а VH6 – гальваническую развязку частотного сигнала, пропорционального реактивной/полной мощности. Транзисторы VT1 и VT4 обеспечивают увеличение мощности этих сигналов.

Все измеряемые параметры имеют программные регуляторы для калибровки, доступные по последовательному интерфейсу (SPI). Его гальваническая развязка реализована с использованием высокоскоростных оптронов VH2, VH3, VH4, VH5. В схеме ис-

пользован специализированный преобразователь (DC/DC) DD4 постоянного напряжения +5В в постоянное напряжение +5В с гальванической развязкой.

Для сохранения настроек и обеспечения связи между преобразователем ADE7758 и верхним уровнем использован микроконтроллер DD2 с внутренним EEPROMом и встроенным SPI интерфейсом и микросхему DD3 для обеспечения связи по RS485 с информационно-измерительной системой. Для повышения устойчивости работы и упрощения гальванической развязки микроконтроллер имеет отдельный тактовый генератор – кварцевый генератор Q2 с частотой 11059 кГц, что обеспечивает возможность связи по RS485 на любой физически доступной скорости от 9600 до 115200 бод. Наличие отдельных кварцевых генераторов в схемах измерения и передачи данных позволяет сократить число гальванических развязок.

Разъем X2 предназначен для подключения жидкокристаллического индикатора. С его помощью можно осуществлять настройку и контролировать измеряемые параметры в автономном режиме.

Разъем X3 предназначен для внутрисхемного

программирования контроллера DD2. Выводы KN0, KN1, KN2 и KN3 предназначены для подключения кнопок управления при работе в автономном режиме.

В настоящее время изготовлен эксперименталь-

ный образец преобразователя сигнала мощности в частоту и производится отладка программного обеспечения. Вид печатных плат экспериментального образца преобразователя приведен на рис. 3.

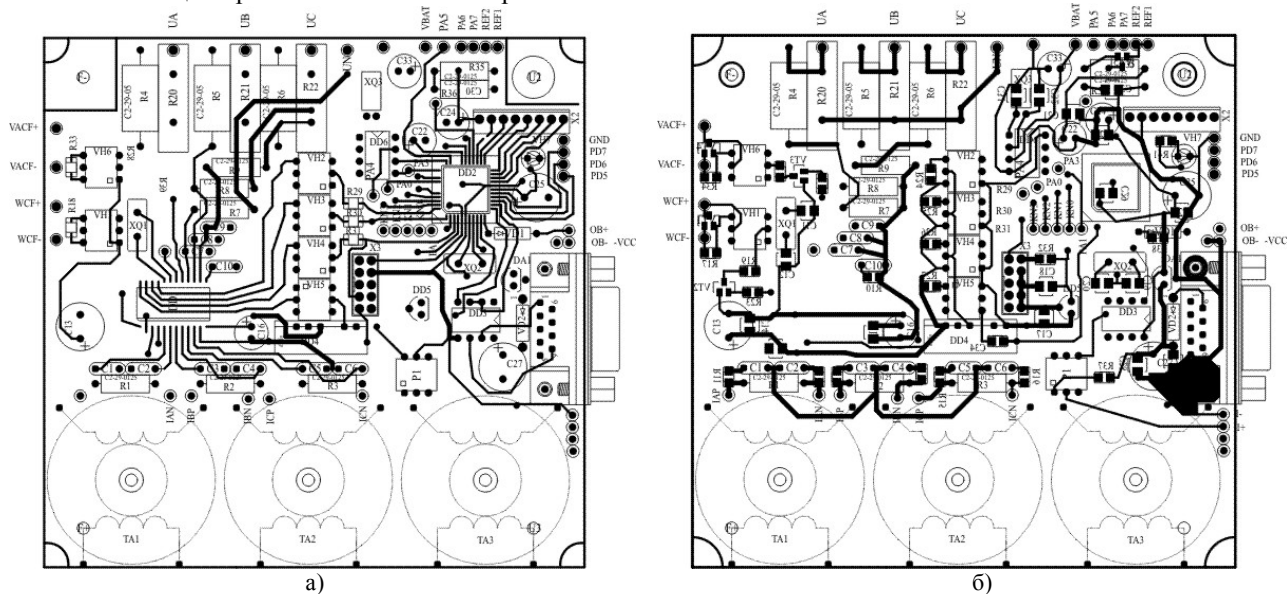


Рис. 3. Вид печатной платы опытного образца:
а – сторона печати; б – сторона установки элементов

ВЫВОДЫ

Разработана структура упрощенного преобразователя сигнала мощности в частоту для систем технического учета электроэнергии одного класса напряжения, территориально расположенных в одном здании и имеющих большое число точек учета. Преобразователь предназначен для учета электроэнергии трех- и четырехпроводных трехфазных сетей систем собственных нужд энергетических объектов. Его основные функции – учет расхода электрической энергии, ее направления, определение среднеквадратических величин напряжений и токов фаз.

Упрощение конструкции по сравнению с известными преобразователями достигнуто за счет того, что часть функций преобразователя передана информационно-измерительной системе.

Преобразователь рекомендован для использования в автоматизированных системах учета электроэнергии на станциях Украины.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Вороновский Г.К. Избранные труды в пяти томах. Т.1. Размышления об энергетике: судьбы и события, наблюдения и комментарии. – Харьков: Институт системных исследований в энергетике, 2003. – 260 с.
- [2] Орловский И.В. Двухэлементный преобразователь для электронного счетчика электрической энергии // Вісник національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут": Збірник наукових праць. – Харків: НТУ "ХПИ", 2005. – Вип. 48. – С. 107-114.
- [3] Макаренко В. Современные счетчики электроэнергии // Электронные компоненты и системы. – 2002. – №5. – С. 34-42.
- [4] Лапинин И.Г., Шестеренко А.В. Комплексная система контроля достоверности показаний электронного счетчика электроэнергии // Электрические сети и системы. – 2003. – № 1. – С. 52-54.
- [5] Дорошенко А.И., Корсуненко С.В. Анализ и оценка погрешностей локального автоматизированного комплекса учета электроэнергии // Электрические сети и системы. – 2003. – № 1. – С. 55-58.
- [6] Poly Phase Multifunction Energy Metering IC with Per Phase Information ADE7758 Rev. A © Analog Devices, Inc., 2004. - <http://www.analog.com>.
- [7] Тригуб В. Организация учета электроэнергии: проблемы эксплуатации приборов учета // Электропанорама. – 2005. – № 6.

Поступила 19.10.2005

ВОЛНОВОЙ ЭЛЕКТРОННЫЙ ПАКЕТ ПРОВОДНИКА
С ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ТОКОМ ПРОВОДИМОСТИ

Баранов М.И., д.т.н.

НИПКИ "Молния" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47, НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ"
тел. (057) 707-68-41, факс (057) 707-61-33, e-mail: nipkimolnija@kpi.kharkov.ua

На основі фундаментальних принципів квантової механіки та електродинаміки розроблена наближена математична модель, яка описує основні хвильові та геометричні характеристики хвильового електронного пакету тонкого металевого провідника зі електричним струмом провідності довільних амплітудно-часових параметрів. Надані дані, які підтверджують достовірність отриманих розрахункових результатів.

На основе фундаментальных принципов квантовой механики и электродинамики разработана приближенная математическая модель, описывающая основные волновые и геометрические характеристики волнового электронного пакета тонкого металлического проводника с электрическим током проводимости произвольных амплитудно-временных параметров. Приведены данные, подтверждающие достоверность полученных расчетных результатов.

1. ВВЕДЕНИЕ

Известно, что внешнее электромагнитное (силовое) воздействие (например, напряженности электрического поля от любого источника электрического напряжения) на обладающие как корпускулярными, так и волновыми свойствами свободные электроны металлического проводника приводит к возникновению в структуре его материала электрического тока проводимости и периодически изменяющегося вдоль продольной оси проводника макроскопического волнового электронного пакета (ВЭП) [1 – 3]. Ранее экспериментально [1] и теоретически [3] было установлено, что данный ВЭП проводника определяет пространственно-временное распределение его носителей элементарного отрицательного электрического заряда – свободных электронов и соответственно пространственно-временную картину температурного поля материала проводника. В основе электрофизического механизма образования ВЭП в металлическом проводнике с электрическим током проводимости лежат волновые свойства его (проводника) свободных электронов, удовлетворяющие соответствующим волновым уравнениям Шредингера [4].

Квантовомеханическая природа возникновения в металлическом проводнике с электрическим током проводимости ВЭП приводит к тому, что, например, продольное одномерное распределение свободных электронов в его металле вдоль продольной координаты z и во времени t описывается пространственными стоячими электронными волнами – волновыми функциями $\psi(z, t)$ (пси-функциями) [3]. Следует отметить, что в силу внутриатомных причин, обусловленных определенными различиями электронно-энергетических конфигураций отдельных атомов кристаллической решетки материала проводника, и особенностей выхода в межатомное пространство электронов с валентных зон атомов материала проводника его свободные электроны характеризуются различными частотными и соответственно энергетическими показателями (спектрами). Поэтому, по мнению автора, для микромира материала проводника в предельном случае будет справедливо такое обобщенное утверждение: сколько в материале проводника свобод-

ных электронов столько, как минимум, должно быть в нем (этом материале) и возможных волновых функций $\psi(z, t)$ (волн материи или волн ее вероятности [4, 5]), определяющих их электродинамическое поведение в проводнике. Здесь уместно напомнить читателю, что пространственная плотность свободных электронов для металлических проводников составляет величину порядка 10^{29} м^{-3} [3, 4]. При этом заметим, что каждой такой пространственно-временной волновой функции $\psi(z, t)$ для дрейфующего в материале проводника свободного электрона строго соответствует своя круговая частота ω и свое волновое число k [3, 4]. Кроме того, квадрат модуля волновых функций $\psi(z, t)$ определяет плотность вероятности нахождения свободных электронов в том или ином месте межатомного пространства проводника [3, 4]. В итоге, суперпозиция вот таких волновых функций $\psi(z, t)$ и образует, в конце концов, полный ВЭП металлического проводника с электрическим током проводимости. Несомненный теоретический и практический интерес для многих областей электротехники (электрофизики) представляет решение фундаментальной научной задачи, связанной с разработкой математической модели ВЭП проводника и установление на ее основе основных свойств и характеристик ВЭП металлического проводника с электрическим током проводимости различного электрофизического происхождения и характера временного изменения.

Целью данной работы является разработка на принципах квантовой механики и электродинамики приближенной математической модели ВЭП в металлическом проводнике с переменным (импульсным) или постоянным электрическим током проводимости различного закона его изменения во времени и определение на основе этой модели основных волновых и геометрических параметров ВЭП в рассматриваемом проводнике.

2. ДОПУЩЕНИЯ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ
ИССЛЕДОВАНИЙ

Рассмотрим тонкий в электромагнитном смысле прямолинейный изотропный сплошной металлический

проводник радиусом r_{Π} (м) и длиной l_{Π} (м) при условии $l_{\Pi} \gg r_{\Pi}$ (рис. 1), неподвижно расположенный в изоляционной газовой или конденсированной среде.

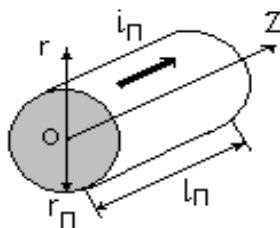


Рис. 1. Расчетная модель тонкого металлического проводника с электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$ произвольных амплитудно-временных параметров

Примем, что по рассматриваемому проводнику вдоль его продольной оси OZ протекает переменный (импульсный) или постоянный электрический ток проводимости $i_{\Pi}(t)$ (А), вызванный воздействием на концы проводника какого-либо источника электрического напряжения $U_{\Pi}(t)$ (В). Так как в нашем случае r_{Π} будет значительно меньше толщины токового поверхностного слоя в проводнике, то в материале последнего указанный ток будет практически равномерно распределен по поперечному сечению S_{Π} (м²) проводника. Считаем, что дрейфующие под воздействием приложенного к противоположным концам проводника электрического напряжения $U_{\Pi}(t)$ свободные электроны материала проводника находятся в энергетической отрицательной потенциальной "яме", а их потенциальная энергия пренебрежимо мала. Ограничимся исследованием случая, когда влиянием свободных электронов друг на друга и величины электрического напряжения $U_{\Pi}(t)$ на концентрацию последних (электронов) можно пренебречь. Полагаем, что электродинамическое поведение свободных электронов в тонком, с макроскопической точки зрения, проводнике приближенно подчиняется одномерному нерелятивистскому волновому уравнению Шредингера, волновые ψ -функции которого будут зависеть только от продольной координаты z и времени t (рис. 1). Примем, что геометрическому и энергетическому центру ВЭП проводника соответствует центральная круговая частота ω_0 (с⁻¹) и центральное значение волнового числа k_0 (м⁻¹).

Требуется с учетом принятых допущений найти аналитические выражения, характеризующие ВЭП металлического проводника с произвольно изменяющимся во времени t электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$, и на их базе установить основные волновые и геометрические характеристики ВЭП в исследуемом проводнике.

3. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ МОДЕЛИ

На основании вышеизложенного и полученных в [3] результатов решения одномерного нерелятивистского волнового уравнения Шредингера для рассмат-

риваемого проводника интегральную волновую функцию $\Psi_{ВЭП}(z, t)$, характеризующую ВЭП в исследуемом проводнике с электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$, в обобщенном виде находим из следующего выражения:

$$\Psi_{ВЭП}(z, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_k(z, t) dk, \quad (1)$$

где $\psi_k(z, t) = A_0 \sin kz \cdot (\cos \omega t - i \cdot \sin \omega t)$ – волновая функция для отдельных свободных электронов проводника [3]; $A_0 = (2/l_{\Pi} \cdot S_{\Pi})^{1/2}$ – амплитуда волновой функции $\psi_k(z, t)$ (м^{-3/2}) [3]; $i = \sqrt{-1}$ – мнимая единица; $k = 2\omega/v_{\Gamma}$ – волновое число (м⁻¹) [5]; ω – круговая частота волны де Бройля для свободного электрона (с⁻¹) [4]; v_{Γ} – групповая скорость волн де Бройля для свободных электронов (м/с) [5].

Наибольший для нас интерес представляет практический случай, когда волновая функция $\psi_k(z, t)$ в проводнике отлична от нуля в некоторой произвольной полосе $2\Delta k$ (м⁻¹) изменения волнового числа k . С учетом этого обстоятельства и приведенного выше значения для волновой функции $\psi_k(z, t)$ интеграл в (1) запишется в следующем приближенном виде:

$$\Psi_{ВЭП}(z, t) = A_0 \int_{k_0 - \Delta k}^{k_0 + \Delta k} \sin kz \cdot \exp(-i0,5v_{\Gamma}kt) dk, \quad (2)$$

где k_0 – центральное (среднее) значение волнового числа k (м⁻¹); Δk – полуширина полосы спектра (разброс значений) волнового числа k ($k_0 - \Delta k \leq k \leq k_0 + \Delta k$).

Проинтегрировав в (2), получаем:

$$\Psi_{ВЭП}(z, t) = B(z, t) \cdot \Delta k \cdot (\cos \omega_0 t - i \cdot \sin \omega_0 t), \quad (3)$$

$$\text{где } B(z, t) = 2A_0 \cdot \left[z^2 - v_{\Gamma}^2 \cdot t^2 / 4 \right]^{-1} \times \\ \times \{ \sin(k_0 z) [z \cdot \cos(0,5v_{\Gamma} \cdot t \cdot \Delta k) \cdot \sin(\Delta k \cdot z) - \\ - 0,5v_{\Gamma}t \cdot \sin(0,5v_{\Gamma} \cdot t \cdot \Delta k) \cdot \cos(\Delta k \cdot z)] + \\ + i \cdot \cos(k_0 z) \cdot [z \cdot \sin(0,5v_{\Gamma} \cdot t \cdot \Delta k) \cdot \cos(\Delta k \cdot z) - \\ - 0,5v_{\Gamma} \cdot t \cdot \cos(0,5v_{\Gamma} \cdot t \cdot \Delta k) \cdot \sin(\Delta k \cdot z)] \} \cdot (\Delta k)^{-1}$$

– огибающая ВЭП металлического проводника с электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$; ω_0 – центральная круговая частота ВЭП, соответствующая волновому числу $k = k_0$.

Полученная нами интегральная волновая функция $\Psi_{ВЭП}(z, t)$ согласно (3) является той квантовомеханической волной, которая будет описывать пространственно-временную эволюцию искомого ВЭП и соответственно пространственно-временные распределения свободных электронов в металлическом проводнике с электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$ произвольной временной формы. При этом для полноты квантовомеханической картины микромира в рассматриваемом металлическом проводнике следует указать следующее. В связи с тем, что используемая

выше волновая функция $\psi_k(z, t)$ является лишь только одной модой из полного спектра собственных значений рассматриваемой нами ψ -функции, состоящего из $n = 1, 2, 3, \dots$ подобных волновых функций с квантованными длинами их волн $\lambda_{en} = 2l_{\Pi} / n$ и квантованными волновыми числами $k_n = 2\pi / \lambda_{en}$ [3], то применение к каждой такой $\psi_{kn}(z, t)$ – функции процедуры интегрирования, аналогичной (2), приведет нас к некоторому дискретному набору интегральных волновых функций $\psi_{ВЭП}^n(z, t)$. Причем, каждая из интегральных волновых функций $\psi_{ВЭП}^n(z, t)$ данного набора будет согласно приведенным выше условиям квантования соответствующим образом пространственно расположена вдоль длины l_{Π} проводника. В первом приближении положения максимальных значений интегральных волновых функций $\psi_{ВЭП}^n(z, t)$ вдоль продольной оси OZ металлического проводника могут быть определены с помощью формулы (18) из [3], содержащей два квантовых числа – n и $l = n - 1$. В итоге, дискретный набор вот таких отличающихся друг от друга только численными значениями центральной круговой частоты ω_0 и центрального волнового числа k_0 интегральных волновых функций $\psi_{ВЭП}^n(z, t)$ и составит полный ВЭП исследуемого проводника. Поэтому для приближенного изучения свойств и установления характеристик периодически изменяющегося вдоль длины l_{Π} металлического проводника полного ВЭП нам достаточно изучить свойства его отдельной составной части, определяемой указанной выше отдельной интегральной волновой функцией $\psi_{ВЭП}(z, t)$.

Для наглядности и лучшего восприятия в обобщенной формуле (3) интегральной волновой функции $\psi_{ВЭП}(z, t)$ остановимся на одном из частных случаев, соответствующем моменту времени $t = 0$. На основании (3) этому случаю будет соответствовать следующая интегральная волновая функция $\psi_{ВЭП}(z, t)$:

$$\psi_{ВЭП}(z, 0) = 2A_0 \cdot \Delta k \cdot \sin(k_0 \cdot z) \cdot \sin(\Delta k \cdot z) / (\Delta k \cdot z). \quad (4)$$

Из (4) видно, что роль огибающей составной части ВЭП в проводнике теперь, по аналогии с (3), будет выполнять такая функция как

$$C(z) = 2A_0 \cdot \sin(\Delta k \cdot z) / (\Delta k \cdot z). \quad (5)$$

Огибающая ВЭП $C(z)$ согласно (5) может быть нами достаточно просто построена и проанализирована. На рис. 2 в безразмерном виде изображена построенная по (5) огибающая $C(z) / 2A_0$ ВЭП в металлическом проводнике с электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$ различной природы и различной временной формы.

Из данных рис. 2 следует, что безразмерная функция $C(z) / 2A_0$ действительно описывает некоторую квантовомеханическую волну, которая быстро убывает за пределами некоторого безразмерного интервала $\Delta k \cdot \Delta z$, где Δz (м) – ширина участка состав-

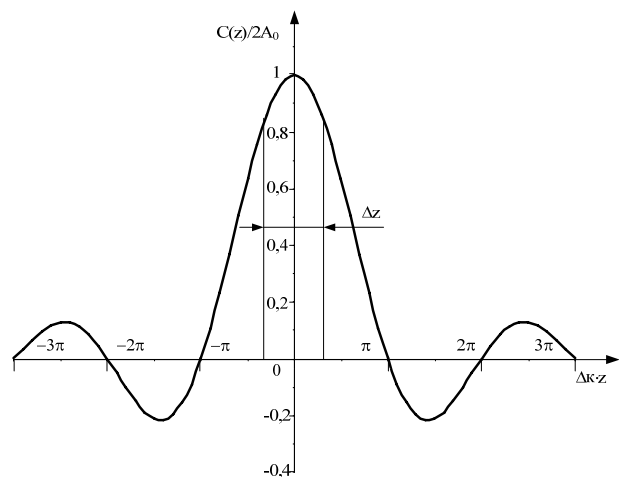


Рис. 2. Пространственное распределение огибающей $C(z) / 2A_0$ для ВЭП тонкого металлического проводника с электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$ ($t = 0$).

ной части ВЭП, внутри которого сосредоточена основная доля электромагнитной (тепловой) энергии волны материи (вероятности), описываемой пространственными стоячими волнами – волновыми ψ -функциями и их интегральной волновой функцией $\psi_{ВЭП}(z, t)$. Поместим границы этого интервала, например, в точках, где амплитуда интегральной волновой функции $\psi_{ВЭП}(z, t)$ ВЭП согласно (4) уменьшается примерно до уровня 0,9 от его (волнового пакета) максимального значения. Такому условию в рассматриваемом случае будет соответствовать следующее равенство:

$$\Delta k \cdot z = \pm \pi / 4. \quad (6)$$

Следовательно, с учетом изложенного выше и выражения (6) ширина составной части ВЭП Δz и полуширина полосы спектра Δk для волнового числа k в нашем случае будут связаны между собой таким соотношением:

$$\Delta k \cdot \Delta z = \pi / 2. \quad (7)$$

Из (7) следует важный для электротехнических (электрофизических) приложений практический вывод, связанный с тем, что более узкому (компактному) ВЭП в проводнике (малому Δz) будет соответствовать более широкий спектр Δk волнового числа k . На практике такому ВЭП будет соответствовать случай, когда по проводнику протекает постоянный или переменный аперриодический (например, униполярный токовый импульс с малым временем нарастания и длинным спадом) электрический ток проводимости $i_{\Pi}(t)$ с широким спектром круговых частот. И наоборот – более широкому (размытому) ВЭП в проводнике (большому Δz) будет соответствовать более узкий спектр Δk его волнового числа k . Такая форма ВЭП будет наблюдаться в проводнике с электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$, обладающим относительно узким частотным спектром (например, для широко используемого в электротехнике переменного синусоидального тока промышленной частоты 50 Гц).

С учетом ранее принятых допущений для рассматриваемого случая можно говорить о том, что энергия E_{e0} свободного электрона в ВЭП проводника

связана с его (волнового пакета) центральной круговой частотой ω_0 соотношением Планка [4]:

$$E_{e0} = h \cdot \omega_0 / 2\pi, \quad (8)$$

где $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка.

Тогда, принимая во внимание, что потенциальная энергия свободного электрона в ВЭП проводника близка к нулю, имеем:

$$h \cdot \omega_0 / 2\pi = m_e \cdot v_{\Gamma}^2 / 2, \quad (9)$$

где $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31}$ кг – масса покоя свободного электрона [4].

Так как в соответствии с волновыми свойствами свободного электрона для него будут справедливы соотношения вида $\omega_0 = k_0 \cdot v_{\Gamma} / 2$ и $k_0 = 2\pi / \lambda_{e0}$ [4], то с помощью последних соотношений из (9) для длины λ_{e0} волны свободного электрона в ВЭП проводника, соответствующей его (волнового пакета) центральной круговой частоте ω_0 , мы приходим к известному квантовомеханическому соотношению де Бройля [5]:

$$\lambda_{e0} = h / m_e \cdot v_{\Gamma}. \quad (10)$$

Таким образом, связав скорость свободного электрона в материале проводника с групповой скоростью v_{Γ} волн де Бройля и предположив справедливость формулы Планка (8) для свободного электрона в ВЭП с центральной круговой частотой ω_0 , мы относительно пространственного положения свободного электрона в проводнике можем определенно сказать следующее: местоположение свободного электрона в металлическом проводнике с электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$ определяется пространственно-временным положением в нем (проводнике) ВЭП, то есть другими словами, где в проводнике ВЭП, там и свободный электрон [3, 6]. В связи с конечностью ширины ВЭП Δz на основании (7) уже можно обоснованно говорить о некоторой неопределенности пространственного положения свободного электрона в металлическом проводнике с током проводимости. Далее уточним и более конкретизируем этот важный вывод, вытекающий из полученных нами новых данных про ВЭП проводника.

В связи с тем, что в соответствии с научными положениями квантовой механики и электродинамики импульс (количество движения) p (Дж·с/м) свободного электрона проводника с его волновым числом k связан соотношением [4, 5]

$$p = k \cdot h / 2\pi, \quad (11)$$

то для полуширины полосы спектра Δk в рассматриваемом проводнике согласно (11) можно записать такое выражение:

$$\Delta k = 2\pi \cdot \Delta p_z / h, \quad (12)$$

где Δp_z – изменение продольной составляющей импульса p свободного электрона в металлическом проводнике (Дж·с/м) [3].

Подставив (12) в (7), получаем:

$$\Delta p_z \cdot \Delta z = h / 4. \quad (13)$$

Соотношение (13), полученное на основе предложенного нами физико-математического подхода по

описанию ВЭП проводника с электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$, практически является не чем иным, как знаменитым соотношением неопределенностей Гейзенберга [3, 4], устанавливающим связь между неопределенностью пространственного положения Δz свободного электрона в твердом теле (материале проводника) и неопределенностью его продольной проекции импульса Δp_z . Согласно (13) уточнение местоположения свободного электрона (уменьшение Δz) в проводнике непосредственно сказывается на увеличении неточности в значении его импульса Δp_z (скорости v_{Γ}) и наоборот. Кроме того, из (3), (4) и (13) видно, что вероятное местонахождение свободного электрона в исследуемом проводнике будет характеризоваться только плотностью вероятности ρ_{ew} (м^{-3}) [4] его пребывания в некотором элементе цилиндрического объема $\Delta V = \Delta z \cdot S_{\Pi}$ (м^3) материала проводника. Чем выше ρ_{ew} , тем более определенным будет положение свободного электрона в межатомном пространстве материала металлического проводника.

Численно величина ρ_{ew} в рассматриваемом обобщенном случае для составной части ВЭП проводника может быть определена из следующего соотношения:

$$\rho_{ew} = (\Delta k)^{-2} \cdot \Psi_{\text{ВЭП}}(z, t) \cdot \Psi_{\text{ВЭП}}^*(z, t), \quad (14)$$

где $\Psi_{\text{ВЭП}}^*(z, t)$ – интегральная волновая функция ВЭП, комплексно сопряженная функции $\Psi_{\text{ВЭП}}(z, t)$, находимой по (3).

В частном случае для рассматриваемой нами составной части ВЭП ($t = 0$) при расчетной оценке ρ_{ew} с учетом (4) и найденного модуля интегральной волновой функции $\Psi_{\text{ВЭП}}(z, 0)$ следует воспользоваться таким соотношением:

$$\rho_{ew} = (\Delta k)^{-2} \cdot |\Psi_{\text{ВЭП}}(z, 0)|^2 \quad (15)$$

Из анализа выражений (3), (4), (14) и (15) можно сделать вывод о том, что свободные электроны рассматриваемого проводника будут, в основном, локализоваться и концентрироваться в межатомном пространстве его материала там, где интегральные волновые функции $\Psi_{\text{ВЭП}}(z, t)$ и $\Psi_{\text{ВЭП}}(z, 0)$ принимают максимальные значения.

Памятуя о том, что из предложенных расчетных соотношений (3) и (4) соответственно для интегральных волновых функций $\Psi_{\text{ВЭП}}(z, t)$ и $\Psi_{\text{ВЭП}}(z, 0)$, а также из базирующихся на них электронно-энергетических выражений (5)-(15) вытекают всемирно известные квантовомеханические соотношения де Бройля (10) и Гейзенберга (13), можно заключить: предложенный нами квантовомеханический подход по определению основных волновых (Ψ -функций, ω_0 , k_0 , E_{e0} , λ_{e0} , Δk , Δp_z , ρ_{ew}) и геометрических (Δz) характеристик одной из практически идентичных составных частей ВЭП в металлическом проводнике с электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$ различных амплитудно-временных параметров не проти-

воречит современным фундаментальным положениям и закономерностям квантовой физики. Это может свидетельствовать о работоспособности такого подхода в описании ВЭП металлического проводника.

Численно оценим по (12) и (13) порядки физических величин Δk , Δz и Δp_z для свободного электрона в исследуемой части ВЭП проводника. Пусть местоположение свободного электрона в материале проводника вначале примерно соответствует диаметру атома водорода, равному около $\Delta z = 10^{-10}$ м [4]. Тогда из (13) неопределенность значения импульса Δp_z свободного электрона составит примерно $\Delta p_z = 1,65 \cdot 10^{-24}$ Дж·с/м, что при его массе покоя $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31}$ кг будет соответствовать весьма значительному разбросу значений его скорости v_{Γ} (порядку неточности в ее определении), составляющему около $\Delta v_{\Gamma} = 1,82 \cdot 10^6$ м/с, и волнового числа k по (12) – $\Delta k = 1,56 \cdot 10^{10}$ м⁻¹. При явлении электрического взрыва металлического проводника постоянным или импульсным током проводимости $i_{\Pi}(t)$ большой плотности [1, 7 – 9], когда ширина составной части ВЭП Δz составляет порядка $\Delta z = 10^{-3}$ м, искомые величины принимают такие значения: $\Delta p_z = 1,65 \cdot 10^{-31}$ Дж·с/м и $\Delta v_{\Gamma} = 0,182$ м/с. Заметим, что в последнем случае разброс по скорости Δv_{Γ} оказывается соизмеримым со средней скоростью дрейфа v_D свободного электрона в металлическом проводнике [1,3]. Кроме того, для найденной нами по (13) величины импульса $\Delta p_z = 1,65 \cdot 10^{-31}$ Дж·с/м полуширина полосы спектра Δk волнового числа k в ВЭП согласно (12) составит численное значение, равное $\Delta k = 1,56 \cdot 10^3$ м⁻¹.

4. ВЫВОДЫ

1. На основе известных положений и закономерностей квантовой механики и электродинамики получены аналитические выражения (3)–(15), впервые описывающие основные волновые и геометрические характеристики одной из составных частей ВЭП в металлическом проводнике с электрическим током проводимости $i_{\Pi}(t)$ произвольных амплитудно-временных параметров.

2. Достоверность полученных расчетных формул для ВЭП рассматриваемого проводника подтверждается тем, что из них вытекают известные классические квантовомеханические соотношения де Бройля (10) и Гейзенберга (13).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Марахтанов М.К., Марахтанов А.М. Периодические изменения температуры по длине стальной проволоки, вызванные электрическим током// Вестник Московского государственного технического университета (МГТУ) им. Н.Э. Баумана. Серия: Машиностроение.-2003.-№1.-С. 37-47.
- [2] Баранов М.И. Расчет глубины проникновения температурного поля в массивный проводник с переменным током// Электротехника і електромеханіка. Харьков: НТУ "ХПИ". - 2004.-№2.-С. 74-79.
- [3] Баранов М.И. Волновое распределение свободных электронов в проводнике с электрическим током проводимости// Электротехника.-2005.-№7.-С. 25-33.
- [4] Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики/ Отв. ред. В.К. Тартаковский.- Киев: Наукова думка, 1989.- 864с.
- [5] Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике.- М.: Наука, 1990.-624 с.
- [6] Солимар Л., Уолш Д. Лекции по электрическим свойствам материалов/ Пер. с англ. под ред. С.И. Баскакова.- М.: Мир, 1991.-504 с.
- [7] Столович Н.Н. Электровзрывные преобразователи энергии/ Под ред. В.Н. Карнюшина. Минск: Наука и техника, 1983.-151 с.
- [8] Баранов М.И. Аналитический расчет времени электрического взрыва проводников под воздействием больших импульсных токов высоковольтных электрофизических установок// Электротехніка і електромеханіка. Харьков: НТУ "ХПИ". - 2004.- №4.-С. 95-99.
- [9] Баранов М.М., Баранов М.И. Квантовомеханическая модель поглощения электромагнитных волн проводником и явление его электрического взрыва// Электротехніка і електромеханіка. Харьков: НТУ "ХПИ". - 2005.- №2.-С. 63-71.

Поступила 25.10.2005

ВЕКТОРНЫЙ ПОТЕНЦИАЛ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ИСТОЧНИКА В СПЛЮСНУТОЙ СФЕРОИДАЛЬНОЙ СИСТЕМЕ КООРДИНАТ

Волосюк А.В.

Отделение магнетизма института электродинамики НАН Украины
Украина, 61106, Харьков, ул. Индустриальная 19
тел./факс +38(0572) 99-21-62, e-mail: magnetizm@kharkov.com.

На основі просторового гармонічного аналізу розглядається уявлення магнітного поля поблизу поверхні технічних об'єктів сплюснутої форми в сплюснутій сфероїдальній системі координат. Отримані аналітичні вирази, які дозволяють переходити від опису магнітного поля скалярним потенціалом до опису поля просторовими гармоніками векторного потенціалу в сплюснутій сфероїдальній системі координат.

На основе пространственного гармонического анализа рассматривается представление магнитного поля вблизи поверхности технических объектов сплюснутой формы в сплюснутой сфероидальной системе координат. Получены аналитические выражения, позволяющие переходить от описания магнитного поля скалярным потенциалом к описанию поля пространственными гармониками векторного потенциала в сплюснутой сфероидальной системе координат.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время методы пространственного гармонического анализа (ПГА) нашли широкое применение в областях науки и техники, касающихся методики измерения и описания внешнего магнитного поля технических объектов (ТО) [2, 5]. Применяемая математическая модель магнитного поля ТО заключается в представлении магнитного поля объекта в виде суммы магнитных полей пространственных гармоник. Расширением области применения практического гармонического анализа может служить разработка методов ПГА в сплюснутой сфероидальной системе координат (СССК), в частности, для объектов сплюснутой формы. Сплюснутым в работе назван объект пластинчатой либо дискообразной формы (два габаритных размера которого являются преобладающими).

Выбор СССК обусловлен формой координатной поверхности второго порядка, которой наилучшим образом аппроксимируется реальная оболочка ТО сплюснутой формы, а также, аналогией с методами ПГА, хорошо разработанными для сферической и вытянутой сфероидальной системы координат [1, 5]. Использование представления магнитного поля в виде ряда пространственных гармоник в СССК позволяет максимально приблизить доступную область описания магнитного поля к поверхности такого ТО.

Построение аналитической модели пространственной гармоники магнитного поля токового источника [2] обусловлено практической значимостью таких моделей.

Применение скалярного потенциала возможно в областях пространства, которые не заняты токами (плотность тока равна нулю), поэтому получение информации о токовом источнике магнитного поля в рамках скалярного потенциала оказывается неоднозначным. Использование же векторного потенциала позволяет описывать пространственное распределение магнитного поля, созданного токовым источником различной конфигурации, а также в областях протекания токов, но для этого необходимо получить связь между гармониками скалярного и векторного потенциалов [1].

Целью статьи является нахождение простран-

ственных гармоник векторного потенциала магнитного поля по известным гармоникам скалярного потенциала в СССК.

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ОБЪЕКТА В СПЛЮСНУТОЙ СФЕРОИДАЛЬНОЙ СИСТЕМЕ КООРДИНАТ

Сфероидальные координаты представляют собой вращательно-симметричные координаты и могут быть получены вращением вокруг осей симметрии плоской эллиптической системы координат, состоящей из взаимно ортогональных софокусных эллипсов и гипербол. При вращении вокруг малой оси эллипсов (оси Z) получаются сплюснутые сфероидальные координаты [3]. Координатными поверхностями такой системы координат являются софокусные сплюснутые эллипсоиды вращения и однополостные гиперболоиды. Координатными линиями служат кривые, по которым эти поверхности пересекаются.

Сплюснутые сфероидальные координаты ξ , η , φ (рис. 1) связаны с декартовыми координатами точки x , y , z следующими формулами:

$$\begin{aligned} x &= c \cdot \sqrt{\xi^2 + 1} \cdot \sqrt{1 - \eta^2} \cdot \cos(\varphi); \\ y &= c \cdot \sqrt{\xi^2 + 1} \cdot \sqrt{1 - \eta^2} \cdot \sin(\varphi); \\ z &= c \cdot \xi \cdot \eta; \end{aligned} \quad \begin{aligned} \xi &\in [0, \infty); \\ \eta &\in [-1, 1]; \\ \varphi &\in [0, 2\pi]; \\ c &> 0 \end{aligned} \quad (1)$$

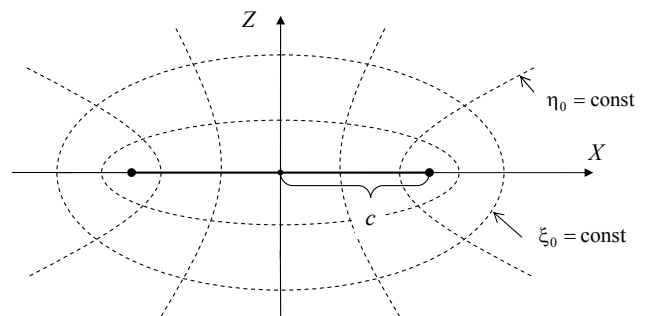


Рис. 1. Сплюснутые сфероидальные координаты. Сечение плоскостью $\varphi = \text{const}$

Особенностью сплюснутой сфероидальной системы координат является использование параметра c – половины межфокусного расстояния сфероид. Этот параметр своей величиной задаёт диаметр сжатого сфероид, описываемого координатой ξ , т.к. фокусы сжатого сфероид расположены в фокальной плоскости на окружности радиуса c . В пределе $c \rightarrow 0$, $\xi \rightarrow \infty$ мы переходим к сферическому ПГА. При $c \rightarrow \infty$, $\xi \rightarrow 0$ и $\eta \rightarrow \pm 1$ получаем бесконечно тонкий диск (круглую пластину). Изменяя параметр c и зная размеры объекта, можно задать ξ_0 – минимальную поверхность сфероид для объекта по формулам: $\xi_0 = \frac{d}{c}$ и

$d^2 = c^2 + h^2$, где d – большая ось сфероид (диаметр диска), h – малая ось (толщина диска). При выборе ориентации объекта в СССК, он помещается так, чтобы центр системы координат был совмещен с геометрическим центром ТО.

Рассматривая уравнение Лапласа в сплюснутой сфероидальной системе координат, получим представление для скалярного магнитного потенциала в виде суперпозиции пространственных гармоник, взятых с некоторыми весовыми коэффициентами, определяющими поле источника. Знание их величин является достаточным для математического моделирования распределения напряженности магнитного поля во всем пространстве вне объекта, а точнее, вокруг сфероид, в который объект оптимально вписан. Общее решение представим через базисные решения для каждой пространственной гармоники. В теории функций выделяют два типа базисных решений: для области вне координатной поверхности (внешнее решение):

$$U_{\text{внешн}}(\xi, \eta, \varphi) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^n Q_n^m(i\xi) \cdot P_n^m(\eta) \left\{ \begin{array}{l} c_n^m \cdot \cos m\varphi \\ s_n^m \cdot \sin m\varphi \end{array} \right\} \quad (2)$$

и для области внутри координатной поверхности (внутреннее решение):

$$U_{\text{внутр}}(\xi, \eta, \varphi) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^n P_n^m(i\xi) \cdot P_n^m(\eta) \left\{ \begin{array}{l} a_n^m \cdot \cos m\varphi \\ b_n^m \cdot \sin m\varphi \end{array} \right\}, \quad (3)$$

где P_n^m , Q_n^m – присоединенные функции Лежандра первого и второго рода соответственно со степенью n и порядком m ;

a_n^m , b_n^m и c_n^m , s_n^m – постоянные коэффициенты сфероидальных гармоник, характеризующие внешнее и внутреннее магнитные поля источника.

Разграничения между решениями проводят по сфероидальной поверхности, задаваемой как $\xi_0 = \text{const}$, внутри которой содержится объект.

Поскольку величина магнитного поля убывает с увеличением расстояния до источника, то для описания поля вне сфероид $\xi_0 = \text{const}$, содержащего источник, для всех $\xi > \xi_0$ обязательным является использование внешнего решения уравнения Лапласа.

Для использования внутреннего решения в области $\xi < \xi_0$ обязательным является отсутствие электрических токов внутри центрально расположенного сфероид $\xi_0 = \text{const}$.

Рассмотрим случай когда, намагниченность \vec{M} постоянна и параллельна оси Z . Линии напряженности однородно намагниченного диска [4] изображены на рис. 2.

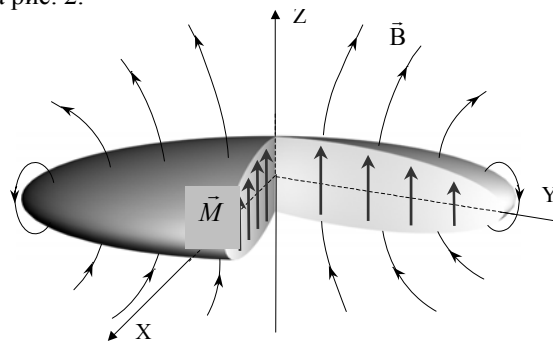


Рис. 2. Однородно намагниченный диск

Поле \vec{H} внутри сфероид однородно и тоже параллельно оси Z , но по направлению противоположно намагниченности. Вне сфероид, при $\xi \rightarrow \infty$ потенциал магнитного поля стремится к нулю. Внутри он имеет конечное значение при $\xi \rightarrow 0$.

Будем считать, что на поверхности сфероид $\xi = \xi_0$ магнитная проницаемость внутри его μ_B , а снаружи μ_C . Вектор намагниченности можно записать в виде

$$\vec{M} = -\nabla(Mz) = -\nabla(M2c\xi\eta). \quad (4)$$

Значение скалярного магнитного потенциала внутри и снаружи сфероид при $n=1$ и $m=0$

$$U_B = 2BcP_1(\xi) \cdot Q_1(i\eta); \quad (5)$$

$$U_C = 2AcP_1(\xi) \cdot P_1(i\eta), \quad (6)$$

где $iA = M \frac{\mu_B(\xi_0^2 + 1) \cdot (\xi_0 \arctg \xi_0 - 1)}{(\mu_C - \mu_B) \cdot [\xi_0^2 - \xi_0(\xi_0^2 + 1) \cdot \arctg \xi_0] - \mu_B}$;

$$B = M \frac{\mu_B \xi_0 \cdot (\xi_0^2 + 1)}{(\mu_C - \mu_B) \cdot [\xi_0^2 - \xi_0(\xi_0^2 + 1) \cdot \arctg \xi_0] - \mu_B}.$$

На рис. 3 приведён пример аппроксимации дискообразного объекта сплюснутым сфероидом.

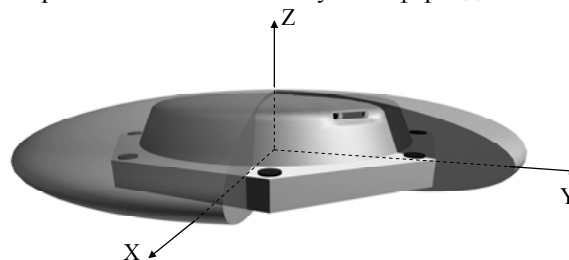


Рис. 3. Двигатель-маховик в воображаемой сфероидальной оболочке

Анализируя рис. 3, можно сделать вывод, что область, заключенная между реальной и аппроксимирующей оболочками объекта, сведена к минимуму. Другими словами, использование СССК позволяет существенно приблизить область аналитического описания магнитного поля к реальной поверхности ТО сплюснутой формы. Такая аппроксимация дает возможность уменьшить методическую погрешность определения коэффициентов сфероидальных гармоник.

ВЕКТОРНЫЙ ПОТЕНЦИАЛ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ИСТОЧНИКА В СССК

Будем искать переход от описания пространственного распределения магнитного поля с помощью базисных решений скалярного потенциала к описанию того же поля векторным потенциалом для сплюснутого объекта в СССК, выраженными коэффициентами гармоник, взятыми с единичными значениями порядка и степени.

Для квазистационарного случая используют общее представление векторного потенциала [6]:

$$\vec{A} = \nabla \times \vec{W}, \quad (7)$$

где $\vec{W} = \vec{u}W_1 + \vec{u} \times \nabla W_2$, W_1 и W_2 - некоторые гармонические функции. Под \vec{u} понимается некоторый единичный вектор, выбираемый таким образом, чтобы упростить дальнейшие выражения для магнитной индукции; в случае ортогональных криволинейных координат это может быть один из ортов.

В векторном анализе показано [7], что если выбрать \vec{u} таким образом, чтобы слагаемое с W_2 не вносило вклад в индукцию, то векторный потенциал может быть представлен в виде

$$\vec{A} = \nabla \times (\vec{u}W_1). \quad (8)$$

Так как W_1 имеет другие коэффициенты разложения в ряд, то она оказывается отличной от скалярного потенциала U . Поэтому для получения искомого перехода необходимо сначала найти вид функции W_1 , а затем найти связывающее ее соотношение со скалярным потенциалом.

В качестве основного уравнения, связывающего две гармонические функции, используется векторное равенство, примененное для случая однородной внешней среды с $\mu=1$:

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} = -\mu_0 \cdot \text{grad} U. \quad (9)$$

Совершив переход от скалярного потенциала к векторному по соотношению (9) в СССК, можно, тем самым, поставить в соответствие намагниченному телу, некоторую систему поверхностных токов, текущих по замкнутым координатным поверхностям. В перспективе можно перейти к поиску системы поверхностных токов как полному эквиваленту заданного источника поля, лежащего внутри этой поверхности.

Рассмотрим поверхность сплюснутого сфероиды, вне либо внутри которой проводится описание магнитного поля. Выберем орт по оси ξ в качестве направляющего вектора в (8). Тогда вне или, соответственно, внутри сфероидальной оболочки векторный потенциал может быть представлен в виде

$$\vec{A} = \nabla \times \left(\frac{\vec{e}_\xi}{\xi} W_\xi \right) = \nabla \times (\vec{e}_\xi W_\xi). \quad (10)$$

Выражение для магнитной индукции примет вид

$$\begin{aligned} \vec{B} = & \frac{\vec{e}_\xi}{h_\eta h_\varphi} \cdot \left[-\frac{\partial}{\partial \eta} \left(\frac{h_\varphi}{h_\xi h_\eta} \cdot \frac{\partial}{\partial \eta} (W_\xi \cdot h_\xi) \right) \right. \\ & \left. - \frac{\partial}{\partial \varphi} \left(\frac{h_\eta}{h_\xi h_\varphi} \cdot \frac{\partial}{\partial \varphi} (W_\xi \cdot h_\xi) \right) \right] + \\ & + \frac{\vec{e}_\eta}{h_\xi h_\varphi} \cdot \frac{\partial}{\partial \xi} \left(\frac{h_\varphi}{h_\xi h_\eta} \cdot \frac{\partial}{\partial \eta} (W_\xi \cdot h_\xi) \right) + \\ & + \frac{\vec{e}_\varphi}{h_\xi h_\eta} \cdot \frac{\partial}{\partial \xi} \left(\frac{h_\eta}{h_\xi h_\varphi} \cdot \frac{\partial}{\partial \varphi} (W_\xi \cdot h_\xi) \right). \end{aligned} \quad (11)$$

где h_1, h_2, h_3 - коэффициенты Ламе координат ξ, η, φ соответственно [3], для сплюснутой сфероидальной системы координат определяемые соотношениями

$$h_\xi = c \sqrt{\frac{\xi^2 + \eta^2}{\xi^2 + 1}}, \quad h_\eta = c \sqrt{\frac{\xi^2 + \eta^2}{1 - \eta^2}}, \quad h_\varphi = c \sqrt{(\xi^2 + 1)(1 - \eta^2)}. \quad (12)$$

Упростим полученное выражение (11). Учитывая независимость коэффициентов Ламе от координаты φ , полученное выражение для \vec{B} можно записать в виде:

$$\vec{B} = \text{grad} \left[\frac{h_\varphi}{h_\xi h_\eta} \frac{\partial}{\partial \xi} \left(\frac{h_\eta}{h_\varphi} W_\xi \right) \right]. \quad (13)$$

Учитывая возможность представления магнитной индукции через напряженность магнитного поля для скалярного потенциала получаем:

$$U = -\frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{h_\varphi}{h_\xi \cdot h_\eta} \cdot \frac{\partial}{\partial \xi} \left(\frac{h_\eta}{h_\varphi} \cdot W_\xi \right), \quad (14)$$

откуда для функции W_ξ получаем представление

$$W_\xi = -\mu_0 \frac{h_\varphi}{h_\eta} \int \frac{h_\xi h_\eta}{h_\varphi} U d\xi = -\mu_0 c \sqrt{\frac{\xi^2 + 1}{\xi^2 + \eta^2}} \int \frac{\xi^2 + \eta^2}{\xi^2 + 1} U d\xi \quad (15)$$

В результате, после ряда вычислений, переход от описания магнитного поля скалярным потенциалом к описанию векторным потенциалом запишется в виде

$$\vec{A} = -\mu_0 \nabla \times \left(\frac{h_\varphi}{h_\eta} \int \frac{h_\xi h_\eta}{h_\varphi} U d\xi \cdot \vec{e}_\xi \right). \quad (16)$$

Распишем три проекции векторного потенциала:

$$\begin{aligned} A_\xi &= 0 \\ A_\eta &= -\frac{\mu_0}{h_\eta} \frac{\partial}{\partial \varphi} \left(\int \frac{h_\xi h_\eta}{h_\varphi} U d\xi \right) = \\ &= -\frac{\mu_0}{\sqrt{(\xi^2 + \eta^2)(1 - \eta^2)}} \frac{\partial}{\partial \varphi} \left(\int \frac{(\xi^2 + \eta^2)}{(\xi^2 + 1)} U d\xi \right), \end{aligned}$$

$$A_\varphi = -\frac{\mu_0}{h_\xi h_\eta} \frac{\partial}{\partial \eta} \frac{h_\xi h_\eta}{h_\varphi} \left(\int \frac{h_\xi h_\eta}{h_\varphi} U d\xi \right) =$$

$$= -\mu_0 \frac{\sqrt{(1-\eta^2)(\xi^2+1)}}{\xi^2+\eta^2} \frac{\partial}{\partial \eta} \left(\int \frac{\xi^2+\eta^2}{\xi^2+1} U d\xi \right)$$

Внутреннее решение (3), описывающего пространственную гармонику скалярного потенциала степени n и порядка m , можно представить проекциями векторного потенциала:

$$A_\xi = 0,$$

$$A_\eta = \frac{m \cdot \mu_0}{\sqrt{(\xi^2 + \eta^2)}} \times$$

$$\times \left(\int_1^\xi \frac{(\xi^2 + \eta^2)}{(\xi^2 + 1)} P_n^m(i\xi) d\xi \right) \frac{P_n^m(\eta)}{(1-\eta^2)} \begin{Bmatrix} a_n^m \sin m\varphi \\ -b_n^m \cos m\varphi \end{Bmatrix},$$

$$A_\varphi = \frac{\mu_0 \sqrt{\xi^2 + 1}}{\xi^2 + \eta^2} \times$$

$$\times \left(\int_1^\xi \frac{(\xi^2 + \eta^2)}{(\xi^2 + 1)} P_n^m(i\xi) d\xi \right) \sqrt{1-\eta^2} P_n^m(\eta) \begin{Bmatrix} a_n^m \cos m\varphi \\ b_n^m \sin m\varphi \end{Bmatrix}.$$

Для внешнего решения уравнения (2), получим следующие выражения для проекций:

$$A_\xi = 0,$$

$$A_\eta = \frac{m \cdot \mu_0}{\sqrt{(\xi^2 + \eta^2)}} \times$$

$$\times \left(\int_\infty^\xi \frac{(\xi^2 + \eta^2)}{(\xi^2 + 1)} Q_n^m(i\xi) d\xi \right) \frac{P_n^m(\eta)}{(1-\eta^2)} \begin{Bmatrix} c_n^m \sin m\varphi \\ -s_n^m \cos m\varphi \end{Bmatrix},$$

$$A_\varphi = -\frac{\mu_0 \sqrt{\xi^2 + 1}}{\xi^2 + \eta^2} \times$$

$$\times \left(\int_\infty^\xi \frac{(\xi^2 + \eta^2)}{(\xi^2 + 1)} Q_n^m(i\xi) d\xi \right) \sqrt{1-\eta^2} P_n^m(\eta) \begin{Bmatrix} c_n^m \cos m\varphi \\ s_n^m \sin m\varphi \end{Bmatrix}.$$

Выражение для индукции (11) примет вид:

$$\vec{B} = \frac{(1-\eta^2) \frac{\partial}{\partial \eta} A_\varphi - \eta A_\varphi}{c\sqrt{(\xi^2 + \eta^2)(1-\eta^2)}} \vec{e}_\xi + \frac{(\xi^2 + 1) \frac{\partial}{\partial \xi} A_\varphi + \xi A_\varphi}{c\sqrt{(\xi^2 + \eta^2)(\xi^2 + 1)}} \vec{e}_\eta +$$

$$+ \frac{\sqrt{(\xi^2 + 1)} \left((\xi^2 + \eta^2) \frac{\partial}{\partial \xi} A_\eta + \xi A_\eta \right)}{c(\xi^2 + \eta^2)^{3/2}} \vec{e}_\varphi.$$

Полученные соотношения дают возможность переводить описание пространственных гармоник скалярного потенциала магнитного поля к распределению векторного потенциала на соответствующей сфероидальной поверхности, а также это дает возможность поставить в соответствие каждой сфероидальной гармонике магнитного поля свое распределение векторного потенциала.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрено представление магнитного поля технических объектов сплюснутой формы пространственными гармониками в сплюснутой сфероидальной системе координат. Получены аналитические выражения для компонент векторного потенциала в системе сплюснутого сфероида, позволяющие переходить от описания магнитного поля скалярным потенциалом к описанию того же поля пространственными гармониками векторного потенциала. Полученный переход необходим для построения токовых источников, моделирующих магнитное поле технического объекта сплюснутой формы, необходимость которых, обусловлена тем, что такие модели служат основой для построения измерительных и компенсационных систем.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Гетьман А.В. Векторный потенциал пространственной гармоники магнитного поля // *Электричество*. - 2004. - №3. - С. 59-62.
- [2] Гетьман А.В. Практический гармонический анализ магнитного поля вблизи поверхности технического объекта // *Техническая электродинамика*. - 2004. - Тематический выпуск. Ч. 2. Проблемы сучасної електротехніки - С.17-20.
- [3] Гобсон Е. В. Теория сферических и эллипсоидальных функций. Пер. с англ. - М.: Наука, 1952. - 476 с.
- [4] Паркинсон У.Д. Введение в геомагнетизм. - М.: Мир, 1986. - 528 с.
- [5] Розов В.Ю., Кильдишев А.В., Гетьман А.В. Пространственный гармонический анализ внешнего магнитного поля протяженных объектов в вытянутой сфероидальной системе координат // *Техническая электродинамика*. - 1999. - № 1. - С.7-11.
- [6] Страттон Дж. А. Теория электромагнетизма. - М.-Л.: Гостехиздат, 1948. - 539 с.
- [7] Smythe W. *Static and Dynamic Electricity*. - ISBN: 0891169172, Publisher: Hemisphere Publishing Corporation, 1989. - 623 p.

Поступила 28.12.2005

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗАРЯДНЫХ ЦЕПЕЙ ЕМКОСТНЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ СО ЗВЕНОМ ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ

Дубовенко К.В., к.т.н. зав.каф.

Николаевский учебно-научный институт Одесского национального университета
Украина, 54010, Николаев, ул. Мореходная, 2а, НУНИ ОНУ им. И.И. Мечникова,
кафедра "Вычислительная техника и информационные технологии"
тел. (0512) 34-60-15, факс: (0512) 34-60-15, e-mail: ppps@mksat.net

Запропоновано спеціалізований економічний алгоритм чисельного аналізу процесів заряджання ємнісних накопичувачів енергії у зарядних колах, що вміщують напівпровідникові перетворювачі частоти. Метод має достатню для практики точність, дозволяє уникнути застосування громіздких різницевих схем, що використовуються для вирішення жорстких систем диференціальних рівнянь, і дозволяє у 100-1000 разів скоротити час розрахунків характеристик заряджання ємнісних накопичувачів енергії великої енергоємності.

Предложен специализированный экономичный алгоритм численного анализа процессов зарядки емкостных накопителей энергии в зарядных цепях, содержащих полупроводниковые преобразователи частоты. Метод обладает достаточной для практики точностью, позволяет избежать применения громоздких разностных схем, используемых при решении жестких систем дифференциальных уравнений, и позволяет в 100-1000 раз сократить время расчета характеристик зарядки емкостных накопителей энергии большой энергоемности.

ВВЕДЕНИЕ

К настоящему времени в связи с расширением областей, осваиваемых силовой электроникой и высоковольтной техникой, предложен целый ряд эффективных схемных решений полупроводниковых преобразователей напряжения со звеном промежуточной частоты для зарядных устройств емкостных накопителей энергии (ЕНЭ) электрофизических и технологических разрядно-импульсных установок [1 – 6]. Применение высокочастотных полупроводниковых преобразователей позволяет существенно повысить удельную мощность и КПД систем мощной импульсной техники. Энергия, накапливаемая в модулях емкостных накопителей энергии современных разрядно-импульсных установок, в большинстве случаев находится в диапазоне от 10^2 Дж до 10^6 Дж при напряжениях, изменяющихся от $5 \cdot 10^3$ В до $5 \cdot 10^4$ В. При этом емкость накопителей находится в диапазоне от 10^{-7} Ф до 10^{-3} Ф, а длительность процесса зарядки варьируется в пределах от 10^{-3} с до 10^2 с. Это означает, что на осваиваемых в настоящее время промышленностью частотах преобразования до 10^5 Гц в большинстве случаев необходимо от 10^3 до 10^7 периодов переходного процесса до завершения зарядки емкостного накопителя. При этом зарядные процессы происходят в электрической цепи с постоянно меняющейся топологией вследствие работы полупроводниковых элементов (транзисторов, диодов) в ключевом режиме. Поэтому разработка эффективных методик расчета зарядных процессов в контурах с изменяющейся топологией при большом количестве циклов зарядки является актуальной задачей.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Как показано в [1], к особенностям зарядных схем относится то, что весь процесс зарядки накопителя в них является переходным. В этом случае для ряда схем с относительно простой схмотехникой применяются приближенные аналитические методы,

основанные на вычислении осредненных кривых зарядки при работе цепи на противо-ЭДС [1].

В последние годы в связи с необходимостью анализа переходных процессов в течение большого количества циклов зарядки ЕНЭ существенно расширилось применение численных методов моделирования для более сложных устройств преобразовательной техники с использованием формализованных методов и универсальных пакетов программ PSpice, MicroCap, DesignLab, Electronic Workbench и др. [7, 8]. В основу работы этих программных продуктов положены различные методы численного решения систем дифференциальных уравнений. В таком программном обеспечении должен одновременно учитываться целый ряд факторов, влияющих на точность решения. К таким факторам следует отнести необходимость автоматического выбора величины шага разностной сетки по времени, контроля ошибки интегрирования, выявления возможных разрывов и особенностей решения. Удовлетворение этих требований даже в случае решения нежестких задач приводит к существенному увеличению количества арифметических операций, выполняемых программой на каждом временном интервале. Вместе с тем, зарядные схемы на основе полупроводниковых преобразователей относятся к жестким системам, которые описываются жесткой моделью. Сущность жестких моделей, как известно [9], определяется необходимостью одновременного привлечения для адекватного описания процессов в точках временного интервала как быстроизменяющихся функций с большими значениями производных (что вызвано коммутациями полупроводниковых приборов), так и малых производных, соответствующих относительно медленным переходным процессам в RLC-цепях схем силовой электроники. При этом к решению систем жестких дифференциальных уравнений предъявляются высокие требования по точности на каждом шаге интегрирования. Опыт моделирования свидетельствует о том, что применение даже спе-

циальных методов их численного интегрирования, включая методы аппроксимации дифференциальных уравнений разностными схемами высоких порядков точности и многошаговые методы типа предиктор-корректор [9 – 11], оказываясь неэффективным при анализе характеристик процессов зарядки мощных накопителей энергии (даже с применением современных ЭВМ) из-за недопустимо больших затрат машинного времени и накапливаемых в процессе счета ошибок. Такое накопление ошибок обусловлено как погрешностью разностной аппроксимации численными методами исходной дифференциальной задачи, так и приближенным представлением чисел в памяти ЭВМ. В результате, даже при современном быстродействии ЭВМ сквозной расчет зарядки накопителей энергии большой емкости оказывается затрудненным, а зачастую и невозможным. В этой связи особенно возрастает актуальность разработки специализированных методов численного анализа зарядных процессов, обеспечивающих достаточную точность расчета в течение всего времени зарядки и экономичность в смысле затрат машинного времени и других ресурсов.

ОПИСАНИЕ МЕТОДИКИ РАСЧЕТА

Предлагаемый в настоящей работе численный подход применим для класса зарядных устройств, в котором справедливо допущение о том, что в процессе моделирования зарядной цепи длительность сверхпереходных процессов, вызванных включением расчетной схемы на ненулевое начальное напряжение накопителя, по порядку величины сравнима с длительностью периода колебаний тока многоциклического зарядного процесса.

Предпосылки предлагаемого метода расчета заключаются в следующем. Пусть $U_{cn}(t)$ – семейство n ($n = 0, 1, 2, 3, \dots$) кривых зарядки ЕНЭ в одной и той же зарядной цепи, полученные при различных значениях начального напряжения накопителя $U_{cn}(0)$, причем $0 \leq U_{cn}(0) \leq U_n$. Здесь U_n – номинальное напряжение зарядки ЕНЭ. В этом семействе зависимость $U_{c0}(t)$, полученная при $U_{c0}(0) = 0$, является основной кривой зарядки накопителя.

С целью обеспечения общности анализа и распространения его результатов на широкий класс зарядных устройств целесообразно использовать один из формализованных методов расчета вентильных цепей, например, метод переключающих функций [7]. В соответствии с ним система уравнений, описывающая работу преобразователя, составляется на основании первого закона Кирхгофа для вентильных цепей и разрешается относительно узловых потенциалов. Для получения решения используется узловый метод переключающих функций, согласно которому каждая ветвь схемы в общем случае включает последовательно соединенные источник ЭДС E_j , индуктивность (установленную или паразитную) L_j , емкость C_j и полупроводниковые ключевые элементы (ветвь должна содержать хотя бы индуктивность). В расчетах полагается, что ток j -ой ветви совпадает по направлению с ЭДС E_j и направлен от положительной обкладки конденсатора к отрицательной, а узел, имеющий нулевой

потенциал, обозначается последним по счету.

$$\sum_{j=1}^m P_j \cdot \frac{dI_j}{dt} = 0, \quad (1)$$

$$P_j \cdot \frac{dI_j}{dt} = P_{dj} \cdot (\Delta\varphi_j + U_{cmm}), \quad (2)$$

$$P_{dj} = P_j / L_j, \quad U_{smj} = E_j - (R_j + R_{pj}) \cdot I_j - P_{cj} \cdot Q_{cj}, \quad (3)$$

$$\frac{dQ_j}{dt} = I_j, \quad (4)$$

где m – количество ветвей схемы замещения; P_j – переключающая функция, принимающая значение "1" при открытом ключевом полупроводниковом элементе в этой ветви и "0" – в противоположном случае (ветвь без ключевых элементов является постоянно замкнутой с $P_j=1$); P_{dj} – динамическая переключающая функция; P_{cj} – коэффициент, учитывающий наличие емкости в ветви. Причем, $P_{cj} = 1/C_j$, если емкость в ветви имеется. При отсутствии емкости $P_{cj} = 0$; $\Delta\varphi_j$ – разность потенциалов между узлами j -ой ветви схемы; Q_{cj} – электрический заряд емкости в ветви схемы; R_{pj} – сопротивление ключевого полупроводникового элемента.

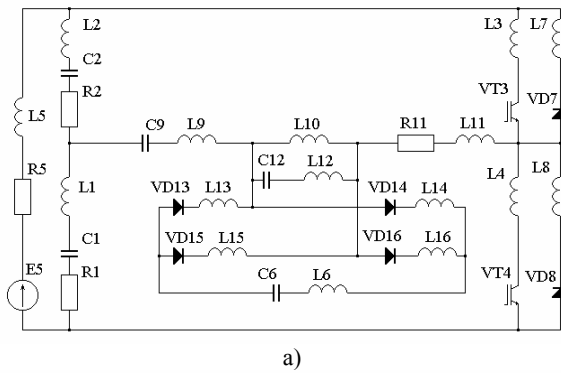
В соответствии с методом переключающих функций основные уравнения (1) – (4) дополняются логическими условиями, определяющими работу неуправляемых (диодов) и управляемых (транзисторы) полупроводниковых элементов, работающих в ключевом режиме.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДИКИ РАСЧЕТА

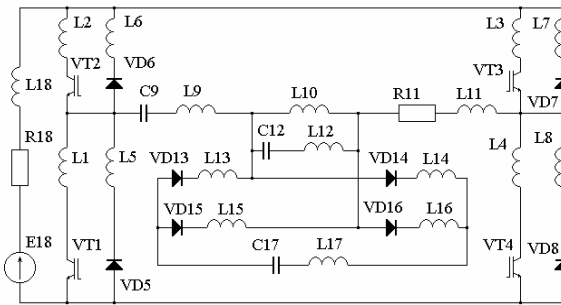
В качестве примера на рис. 1 представлены расчетные схемы замещения полумостового и мостового преобразователей напряжения с последовательным резонансом. На рис. 1, а C_6, C_9, C_{12} – емкостный накопитель, емкость резонансного звена и емкость вторичной обмотки высоковольтного высокочастотного трансформатора соответственно; L_9, L_{11}, L_{10} – индуктивность резонансного звена, а также индуктивности рассеяния и намагничивания схемы замещения высокочастотного высоковольтного трансформатора.

На рис. 2 в качестве примера для полумостовой схемы представлены в относительных единицах характерные результаты расчета, соответствующие основной кривой зарядки (кривая 1), кривой зарядки при начальном напряжении ЕНЭ, равном $U_{c1}(0) = 0,25U_n$, незначительно отличающемся от нулевого значения (кривая 2), и кривой зарядки при начальном напряжении ЕНЭ, составляющем $U_{c2}(0) = 0,8U_n$, существенно отличающемся от нулевого значения (кривая 3). Для простоты и наглядности анализа параметры преобразователя здесь были выбраны таким образом, чтобы количество зарядных циклов было небольшим, что обычно характерно для малых значений емкости накопителя и коэффициента трансформации высокочастотного трансформатора.

В случае, когда сердечник высоковольтного трансформатора ненасыщен, а емкость его вторичной обмотки пренебрежимо мала, основная кривая зарядки накопителя имеет линейную зависимость от времени (рис. 2, кривая 1).



а)



б)

Рис. 1. Схемы замещения резонансных полумостового (а) и мостового (б) преобразователей.

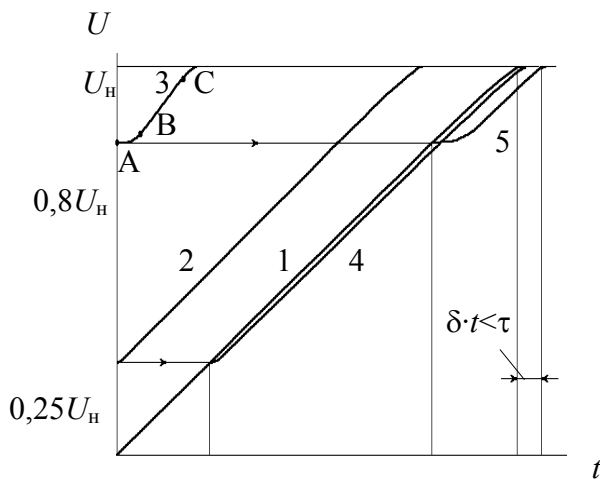


Рис. 2. Кривые зарядки ЕНЭ

Процессы зарядки при ненулевых начальных условиях (рис. 2, кривые 2, 3) происходят в две стадии. Первая стадия (участок АВ кривой 3) соответствует нелинейному режиму зарядки, который на второй стадии трансформируется в линейный режим (участок ВС кривой 3). Сравнение кривых 2 и 3 показывает, что чем выше значение начального напряжения ЕНЭ, тем продолжительнее нелинейный режим.

Временные зависимости тока, протекающего через резонансную емкость C_9 полумостового преобразователя (рис. 1,а) представлены на рис. 3,а для режима с $U_{c0}(0)=0$, соответствующего основной кривой зарядки, на рис. 3,б – для режима с начальным напряжением $U_{c1}(0)=0,25U_H$, и на рис. 3,в – для режима с $U_{c2}(0)=0,8U_H$.

Начала координат графиков рис. 3,б и рис. 3,в совмещены с моментами t_1 и t_2 процесса зарядки (рис. 2), когда напряжение на основной кривой заряд-

ки достигает значений $U_{c0}(t_1)=0,25U_H$ и $U_{c0}(t_2)=0,8U_H$ соответственно.

Сопоставление зарядных кривых напряжения с соответствующими временными зависимостями тока (рис. 2 и рис. 3) свидетельствует о том, что нелинейным участкам зарядных кривых соответствуют пониженные значения тока в резонансной цепи, а значит, и выпрямленного тока зарядки накопителя энергии. Кроме того, даже при значении начального напряжения на накопителе близком к номинальному U_H длительность нелинейного режима τ составляет не более двух периодов резонансного процесса T (рис. 3,б и рис. 3,в).

Характеристики процессов в мостовой схеме преобразователя аналогичны рассмотренным выше характеристикам для полумостовой схемы.

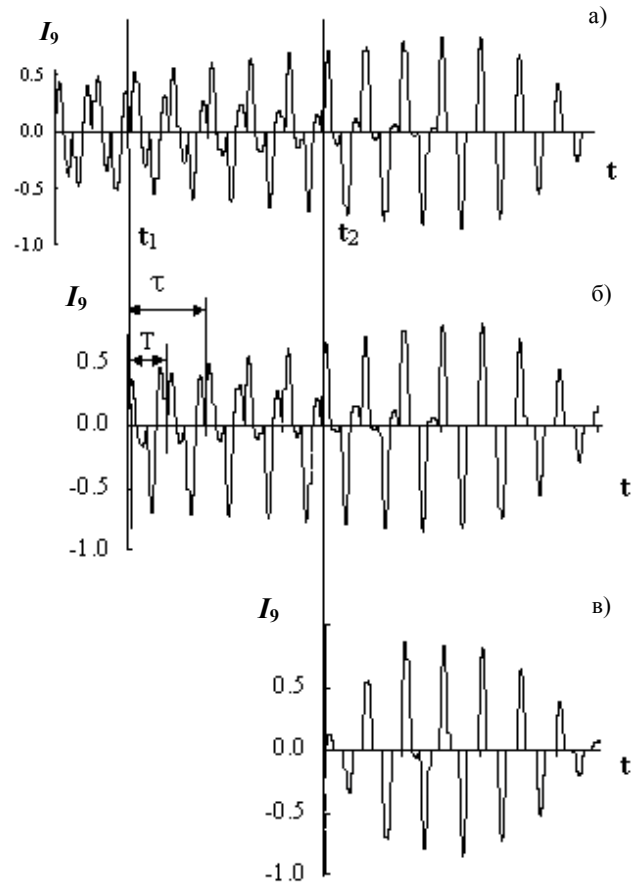


Рис. 3. Кривые тока I_9 резонансной емкости при различных значениях начального напряжения на ЕНЭ

На основании изложенного можно обосновать и сформулировать несколько выводов, позволяющих реализовать предлагаемую методику расчета.

1. Поскольку на линейном участке зарядной кривой (участок ВС, кривая 3 на рис. 2) скорость изменения напряжения от времени постоянна ($dU_c/dt=const$), то это соотношение может быть принято в качестве критерия для момента окончания нелинейной стадии процесса зарядки (выход в точку В кривой 3 на рис. 2) при включении зарядной цепи на емкость, имеющую ненулевое начальное напряжение.

2. Если совместить начальные точки кривых 2 и

3, имеющих ординаты $0,25U_n$ и $0,8U_n$ соответственно с точками, имеющими такие же ординаты на основной кривой зарядки, то можно получить систему кривых 1, 4, 5. Линейные участки кривых 4 и 5 параллельны кривой 1. То есть, переходной процесс зарядки ЕНЭ на этих участках происходит с одинаковой скоростью. Тогда нелинейные участки кривых 4 и 5 можно трактовать как участки кривых, соответствующие сверхпереходному режиму зарядки.

Сравнение различий в поведении кривых 1 и 5 при $U \geq 0,8U_n$ показывает, что оба процесса происходят при одинаковых параметрах элементов линейной зарядной цепи. Однако в начальный момент развития процесса вдоль кривой 5 все потенциалы узлов схемы имеют нулевое значение, тогда как основной кривой зарядки соответствуют значения потенциалов узлов, определяемые предыдущим токораспределением в ходе зарядного процесса. Следовательно, сверхпереходный процесс, происходящий по нелинейному участку кривой 5, заключается в перераспределении потенциалов узлов и токов в ветвях схемы замещения до уровней, соответствующих основному режиму зарядки. Таким образом, сверхпереходный процесс имеет определенную длительность, не влияет на конечное значение зарядного напряжения и скорость зарядки в установившемся режиме. Но длительность зарядного процесса на рассматриваемом интервале изменения напряжений при включении преобразователя на начальное напряжение накопителя оказывается несколько увеличенной на промежуток времени δt из-за наличия сверхпереходного процесса. Можно показать, что значение этого приращения меньше длительности сверхпереходного процесса, то есть $\delta t < \tau$. Из ранее приведенных рассуждений следует, что в любом j -ом сверхпереходном режиме средний ток резонансной емкости i_{jcp} меньше среднего тока резонансной емкости i_{0cp} в соответствующие моменты зарядного процесса, происходящего вдоль основной кривой зарядки. То же самое можно сказать о выпрямленном токе накопителя. Далее, за одно и то же время равное длительности сверхпереходного процесса τ приращение напряжения на накопителе пропорционально среднему значению выпрямленного тока i_n . Следовательно, приращение напряжения на накопителе δU_{ni} в режиме любого сверхпереходного процесса будет меньше приращения δU_{n0} , накапливаемого в соответствующие моменты времени процесса, происходящего вдоль основной кривой зарядки. Таким образом, величина недобора напряжения на накопителе δ в течение сверхпереходного режима равна $\delta = \delta U_{n0} - \delta U_n < \delta U_{n0}$.

Тогда, если для увеличения напряжения на величину δU_{n0} необходимо время τ , то для ликвидации недобора напряжения уровня δ потребуется меньшее время. Что и требовалось показать.

Отсюда следует, что если длительность сверхпереходного процесса τ пренебрежимо мала по сравнению с длительностью времени зарядки накопителя t_3 ($\tau \ll t_3$), то влиянием сверхпереходного режима на зарядный процесс можно пренебречь. Это неравенст-

во надежно выполняется при большом количестве резонансных циклов зарядки.

3. Для того, чтобы формализовать предлагаемую методику расчета следует рассмотреть более общий по сравнению с предыдущим пунктом случай, когда основная кривая переходного зарядного процесса нелинейна (рис. 4). Такой случай, например, имеет место, если нельзя пренебречь собственной емкостью многовитковой вторичной обмотки высоковольтного трансформатора на высоких частотах преобразования.

Обычно при анализе зарядных процессов известен уровень напряжения зарядки емкостного накопителя U_n , определяемый либо схемой и параметрами зарядного устройства, либо напряжением срабатывания коммутатора в разрядной цепи импульсного высоковольтного источника энергии. В том случае, когда к анализу переходного процесса применимо понятие усредненной кривой зарядки [1], производная напряжения на всем интервале зарядки имеет конечное значение $dU/dt=U'$. При этом, как показано на рис. 4, весь интервал зарядных напряжений целесообразно разбить на такое количество частей k шагом ΔU_i ,

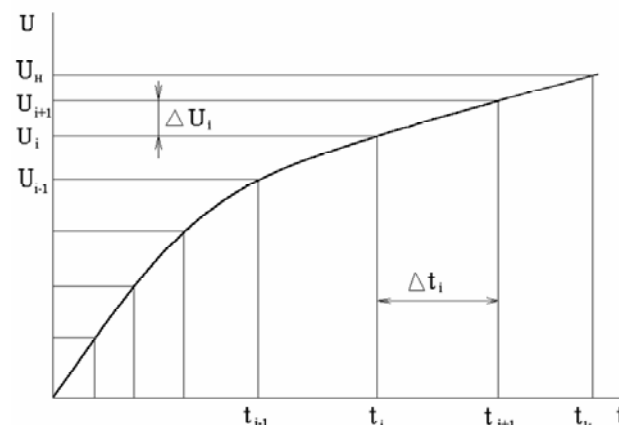


Рис. 4. Разбиение кривой зарядки на интервалы по напряжению и времени

на каждой из которых зависимость напряжения накопителя от времени можно считать линейной и изменением производной от времени напряжения заряда U'_i можно пренебречь, считая, что в пределах каждого интервала разбиения $U'_i \approx \text{const}$. Под усредненной кривой зарядки в соответствии с [1] здесь понимается гладкая, монотонная функция, пересекающаяся с истинной зависимостью $U_c(t)$ изменения напряжения накопителя от времени (реальной кривой) в строго определенные равноотстоящие моменты, представляющие собой реперные точки, выбираемые в зависимости от типа зарядной цепи. С учетом этого, переходя от производных к приращениям, можно определить время повышения напряжения на величину ΔU_i на i -ом участке разбиения кривой зарядки как

$$\Delta t_i = \Delta U_i / U'_i. \quad (5)$$

В таком случае напряжение на емкостном накопителе в начале каждого интервала зарядки определяется как

$$U_{i+1} = U_i + \Delta U_i. \quad (6)$$

Тогда время зарядки равно суммарной длительности всех k интервалов разбиения кривой зарядки

$$t_3 = \sum_{i=1}^k \Delta t_i. \quad (7)$$

4. Алгоритм расчета зарядных процессов в соответствии с предлагаемым подходом заключается в следующем.

4.1. Значение заданного напряжения зарядки ЕНЭ U_n разбивается на ряд интервалов ΔU_i , каждому из которых соответствует подлежащий определению интервал времени зарядки Δt_i (рис. 4).

4.2. На текущем интервале по заданному значению начального напряжения на накопителе U_i и параметрам схемы замещения полупроводникового преобразователя выполняется расчет переходного процесса в цепи в соответствии с уравнениями (1) – (4). Длительность расчета для каждого интервала разбивания кривой зарядки в большинстве случаев ограничена всего четырьмя периодами резонансного процесса T (в течение первых двух периодов заканчивается сверхпереходной процесс, еще два цикла требуется для надежной проверки выполнения условия его завершенности). По полученным на каждом последнем (обычно четвертом) цикле данным определяется среднее значение производной напряжения зарядки за период резонансного процесса, как отношение приращения напряжения на накопителе за резонансный цикл к длительности резонансного цикла зарядки τ_p . Эта величина присваивается среднему значению производной напряжения зарядки U'_i на данном интервале разбиения кривой зарядки.

4.3. По значению приращения напряжения зарядки ΔU_i и вычисленному после окончания сверхпереходного процесса в соответствии с предыдущим пунктом среднему значению производной напряжения зарядки U'_i , определяется с использованием соотношения (5) длительность интервала зарядного процесса Δt_i .

4.4. Расчет повторяется на всех k интервалах разбиения кривой зарядки, а по соотношению (7) определяется полное время зарядного процесса накопителя.

Таким образом, для расчета зарядной цепи нет необходимости в проведении сквозного счета в течение всего переходного процесса зарядки, то есть на протяжении $10^3 \dots 10^7$ периодов длительностью T . Объем вычислений сводится лишь к расчету четырех периодов T высокочастотного процесса резонансной зарядки на каждом k -ом интервале разбиения зарядного процесса по напряжению. В результате, количество циклов M резонансного процесса длительностью T , необходимое для полного расчета зарядного процесса в схеме определяется соотношением

$$M = N \cdot k \leq 400, \quad (8)$$

где N - количество циклов резонансной зарядки до завершения сверхпереходного процесса с выполнением контроля его завершенности (обычно $N=4$). Количество интервалов k разбиения кривой зарядки по напряжению на участки ΔU_i в большинстве случаев меньше 100.

Причем, на каждом таком интервале расчет выполняется с учетом задания начального напряжения на емкостном накопителе в соответствии с выражени-

ем (6). А производная напряжения U'_i на каждом интервале определяется как отношение приращения напряжения на емкостном накопителе за один период резонансного цикла к длительности периода после прекращения сверхпереходных процессов включения схемы на емкость с начальным напряжением.

Точность получаемых результатов контролируется с учетом влияния на расчет двух временных факторов. С одной стороны, малая погрешность расчетов определяется точностью аппроксимации исходных дифференциальных уравнений (1) – (4) выбранной разностной схемой. От этого выбора зависит величина временного шага расчета каждого резонансного цикла зарядки τ_p . Длительность τ_p на несколько порядков меньше длительности периода резонансного цикла зарядки T , а значит, длительности сверхпереходного процесса τ и, тем более, длительности любого интервала разбиения кривой зарядки Δt_i . С другой стороны, на точность расчета влияет величина временного интервала зарядки Δt_i , прямо связанная с величиной выбираемого приращения интервала напряжения зарядки ΔU_i . Практически сходимость результатов к точному решению достигается сгущением разностных сеток. Таким образом, заданная точность достигается уменьшением расчетных шагов τ_p и ΔU_i до значений, при которых их величина не влияет на получаемые результаты в пределах заданной погрешности. Программы с автоматическим выбором этих значений обеспечивают наибольшую гибкость и эффективность алгоритма расчета.

В качестве примера на рис. 5 представлено сравнение результатов численного моделирования, полученных в настоящей работе, с данными экспериментальных исследований [5] зарядного устройства с последовательным резонансным мостовым преобразователем частоты (рис. 1,б) мощностью $15 \cdot 10^3$ Вт, частотой преобразования $6,8 \cdot 10^4$ Гц и частотой коммутации транзисторов $3,2 \cdot 10^4$ Гц. В схеме резонансная индуктивность вместе с индуктивностью первичной обмотки трансформатора составляла $5,5 \cdot 10^{-6}$ Гн, резонансная емкость имела значение 10^{-6} Ф. ЕНЭ емкостью $4,4 \cdot 10^{-8}$ Ф заряжался до напряжения $3 \cdot 10^4$ В через высоковольтный высокочастотный трансформатор с коэффициентом трансформации равным 65. Малая емкость накопителя обуславливает малые времена зарядного процесса ($0,8 \cdot 10^{-3}$ с) и применение преобразователя в разрядно-импульсных технологиях с частотой следования импульсов в килогерцовом диапазоне. Благодаря секционированию вторичной обмотки трансформатор имеет малую паразитную емкость и процесс зарядки накопителя происходит по зависимости, близкой к линейной. На рис. 5 кривые 1, 2 – расчетная и экспериментально зарегистрированная кривые зарядки; кривые 3, 4 – аналогично полученные огибающие токов диодов (VD4, VD17 и VD6, VD16); кривые 5, 6 – огибающие токов транзисторов (VT1, VT3 и VT2, VT4). Результаты расчета свидетельствуют о том, что даже при количестве циклов резонансной зарядки равном 30 метод позволяет получить хорошее согласие с экспериментальными данными.

$U, \text{кВ}; I, 10\text{А}$

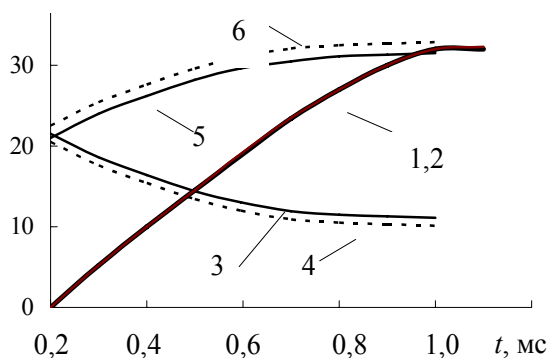


Рис. 5. Сравнение результатов численного расчета с экспериментальными данными [5]

Предложенный подход был использован в работе [12] для анализа полумостового преобразователя зарядного устройства погружной скважинной разрядно-импульсной установки, предназначенной для увеличения дебета водозаборных скважин. В этом случае при частоте резонансной зарядки $36 \cdot 10^4$ Гц и емкости накопителя $3,3 \cdot 10^{-6}$ Ф для зарядки до напряжения $3 \cdot 10^4$ В в течение пяти секунд зарядному устройству необходимо выполнить до 10^5 резонансных циклов. Полученные в работе [12] результаты свидетельствуют о совпадении результатов численного моделирования с данными натурального эксперимента и в режиме длительного (порядка 10^5 циклов) нелинейного зарядного процесса.

ВЫВОДЫ

Таким образом, предлагаемый метод позволяет:

- существенно снизить объем и длительность вычислений, сократив в большинстве случаев количество расчетных циклов резонансной зарядки накопителя T с $10^3 \dots 10^7$ до существенно меньших значений, определяемых выражением (8);

- избежать влияния ошибок, накапливаемых в процессе длительного численного счета, связанных с неточностью дискретного представления чисел в памяти ЭВМ и погрешностей, связанных с конечным порядком точности разностных схем. Причем, погрешностью численных методов на нескольких периодах зарядки можно пренебречь, тогда как этого нельзя сказать об интегрировании жестких дифференциальных уравнений в течение сотен тысяч или миллионов зарядных циклов. Следует особо подчеркнуть, что для достижения требуемой точности согласно предлагаемому подходу применимы даже наиболее простые, а значит, и наиболее экономичные с точки зрения количества выполненных математических операций, разностные схемы для аппроксимации исходных дифференциальных уравнений математической модели. Например, в рассматриваемом случае в качестве демонстрации этого использовалась явная схема эйлеровой аппроксимации.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Пентегов И.В. Основы теории зарядных цепей емкостных накопителей энергии. – Киев: Наукова думка, 1982. - 421с.
- [2] Рябенкий В.М., Мирошниченко Л.Н., Вовк И.Т., Голобородько А.Н. Генераторы импульсных токов нового поколения // Технічна електродинаміка, 2000, Ч.5. Тематичний випуск. – С. 46 - 51.
- [3] Вовк И.Т., Вовченко А.И., Мирошниченко Л.Н. Тенденции развития высоковольтного оборудования для электрогидроимпульсных технологий // Технічна електродинаміка, 2002. - № 2. – С. 63 - 67.
- [4] Рудык С.Д., Турчанинов В.Е. Мостовой преобразователь напряжения с фазовым управлением, обеспечивающий "мягкую" коммутацию силовых ключей в широком диапазоне изменения нагрузки // Электротехника 1996, №12. – С. 19 - 21.
- [5] Song I.H., Shin H.C., Choi C.H. A Capacitor Charging Power Supply Using a Serious Resonant Three-Level Inverter Topology // 13th IEEE Intl Pulsed Power Conf. Digest of Tech. Papers. - Las Vegas, Nevada USA. - Vol. 2. - 2001. - PP. 1066 - 1069. - PP. 1583 - 1586.
- [6] Vovchenko A., Shvets I., Dubovenko K., Ivanov A., et al. Developments of Pulsed Power Industrial Applications at the Institute of Pulse Research and Engineering (IPRE) // item. - PP. 1066 - 1069.
- [7] Кутковецкий В.Я. Формализация расчета процессов в вентильных цепях узловым методом переключающих функций // Электричество. - 1989, № 5. – С. 72 - 74.
- [8] Мирошниченко Л.Н., Голобородько А.Н. Моделирование переходных процессов в зарядных устройствах генераторов импульсных токов // Технічна електродинаміка, 2000, Ч.2, тематичний випуск. - С. 41 - 46.
- [9] Ракитский Ю.В., Устинов С.М. Численные методы решения жестких систем. - М.: Наука, 1979. – 208с.
- [10] Калиткин Н.Н. Численные методы. – М.: Наука, 1978. – 512 с.
- [11] Форсайт Дж. Малькольм М., Молер К. Машинные методы математических вычислений. – М.: Мир, 1982. – 282 с.
- [12] Дубовенко К.В., Курашко Ю.И., Климанский Н.Н. Высоковольтный резонансный источник питания для разрядно-импульсных погружных разрядно-импульсных установок // Технічна електродинаміка, 2004, №6. – С. 52 – 55.

Поступила 03.12.2005

О МАТЕМАТИЧЕСКИХ НЕКОРРЕКТНОСТЯХ В ТЕОРЕТИЧЕСКИХ ОСНОВАХ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

Кузьмин В. В., д.т.н., проф.
НИИ "Электротяжмаш"
Украина, 61055, Харьков, пр-т Московский, 299
тел. (0572) 95-66-81, e-mail: vvq@ukr.net

Виконано аналіз причин найбільш типових затруднень та нестыковок у сучасних теоретичних основах електротехніки, на базі якого показано, що у більшості випадків своїми коренями вони ідуть у некоректність використання сучасного математичного апарату.

Выполнен анализ причин наиболее типичных затруднений и нестыковок в современных теоретических основах электротехники, на базе которого показано, что в большинстве случаев своими корнями они уходят в некорректности использования современного математического аппарата.

ВВЕДЕНИЕ

По мере развития прикладной электротехники и расширения экспериментального арсенала к настоящему времени накопилось nepозволительно много проблем, не имеющих решения в рамках классической теории электричества [1].

Отчасти причиной такого положения является то, что многие построения в теории электричества носят чисто эмпирический, феноменологический характер, за которым не просматривается никакого физического смысла. Как справедливо отмечал Р. Фейнман, в физике наблюдается перманентная подгонка математических уравнений под свежие данные физического эксперимента.

С другой стороны, в процессе такой "подгонки" часто допускается "фривольное" отношение к канонам современной математики.

Рассмотрению этой стороны проблемы и посвящена настоящая статья.

СКАЛЯРНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ

По сложившейся практике электрических измерений интегральных величин состояния электрических устройств и их элементов результаты этих измерений выражаются скалярными величинами, значение которых могут быть изображены положительными или отрицательными числами [2]. В соответствии с теорией действительных чисел равенство

$$X = -Y \quad (1)$$

означает только то, что числа X и Y – противоположные (по расположению на оси действительных чисел). И никаких признаков "направленности" эти числа нести не могут.

К сожалению, большинство упомянутых выше интегральных скалярных величин в теории электромагнетизма обретается путём линейного или объёмного интегрирования скалярных произведений полевых (истинных) векторов

$$E, B, j, A,$$

в результате чего рождаются чисто скалярные величины

$$U, \Phi, I, \varepsilon,$$

которым в дальнейших разделах ТОЭ авторы пытаются придать "псевдовекторный" характер, на почве чего и возникает целый ряд физически бессодержательных и ошибочных концепций.

К их числу относится, например, продолжающая-

ся до сих неверная трактовка того факта, что при холостом ходе генераторной ветви э. д. с. ε равна напряжению на зажимах U_0 , в то время как в [3] показано, что эти величины суть числа противоположные, т. е.

$$U_0 = -\varepsilon, \quad (2)$$

как в цепях постоянного, так и переменного тока.

Вторым камнем преткновения в этом направлении, который до последнего времени порождал споры и дискуссии является интегральный закон Фарадея

$$\varepsilon = - \frac{d\Phi}{dt}. \quad (3)$$

Доходило даже до того, что на заседании МЭК обсуждался вопрос об изменении знака в правой части (3).

Если в подобном скалярном соотношении, связывающем силу F с изменением энергии W электро-механической системы при перемещении её элементов в направлении q

$$F = - \frac{\partial W}{\partial q} \quad (4)$$

переход к векторному изображению F осуществляется простым домножением на единичный орт e_q

$$F = F \cdot e_q, \quad (5)$$

ибо производная всегда отыскивается при положительном приращении dq , то в (3) производная по времени не несёт в себе никакой связи с пространственными координатами.

И если в простейших случаях (виток постоянно-го тока) направление Φ и ε отыскивается с помощью "правила винта" и закона Ленца, то в более сложных ситуациях (цепи переменного тока) отыскание амплитудно-фазных соотношений на базе (3) при нарушении соотношения (2) и привели к той неразберихе в проблеме "выбора условно положительных направлений", которая составила предмет многолетних бесплодных дискуссий на страницах журнала "Электричество" и ряда других научно-технических изданий. Ключ к решению этой проблемы нами дан в [3].

Универсальным соотношением, регулирующим направленность интегральных параметров ε и Φ является исходное векторное соотношение

$$E = - \frac{\partial A}{\partial t}. \quad (6)$$

ВЕКТОРНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Следующая разновидность математических некорректностей в ТОЭ заключается в неверной трансформации скалярных уравнений в векторные.

Дело в том, что скалярному равенству

$$X=Y; |X|=|Y| \quad (7)$$

в принципе, соответствует бесконечное множество соотношений между векторами с равными модулями. В коллинеарном варианте их остаётся только два

$$X=Y \text{ и } X=-Y. \quad (8)$$

Даже если с соблюдением физического смысла первому варианту последнего соотношения можно поставить в соответствие (7), а второму – (1), то в случае уравнений, связывающих три интегральных скалярных параметра, ситуация осложняется. Так буквальная трансформация уравнения баланса напряжений в ветви постоянного тока

$$\begin{aligned} U &= E - IR \quad \text{для генеративной и} \\ U &= E + IR \quad \text{для диссипативной ветви} \end{aligned} \quad (9)$$

в векторные соотношения для цепей переменного тока

$$\begin{aligned} \vec{U} &= \vec{E} - \vec{I}Z \\ \vec{U} &= \vec{E} + \vec{I}Z \end{aligned} \quad (10)$$

и породила поток неувязок при построении векторных диаграмм трансформаторов и электрических машин.

В [3] нами показано, что исходному набору скалярных уравнений (9) соответствует не 2, а 4 векторных уравнений, из которых лишь одно является универсальным

$$\vec{E} + \vec{U} = \vec{I}Z, \quad (11)$$

как для ветвей постоянного, так и переменного тока. При этом в подавляющем большинстве случаев вектора \vec{E} и \vec{U} направлены в противоположные стороны в соответствии с (2), а не в одну и ту же сторону, как это принято изображать в современной научно-технической литературе.

Далее, с самого начала изложения метода векторных диаграмм для изображения синусоидальных э.д.с., напряжений и токов с помощью вращающихся векторов [4] не акцентируется специфичность такого подхода.

Во-первых, несмотря на достаточно обширный класс векторов в евклидовом пространстве [2], рассматриваемый в классической математике и содержащий специфические разновидности "скользящих", "связанных" и "свободных" векторов, "изображающие" векторы выходят за рамки этих категорий и потому требуют более чёткого определения. Эта группа векторов представляет собой совокупность "связанных" и синхронно вращающихся векторов, преобразующих временные зависимости параметров электрической цепи в пространственные изображения в плоскости чертежа. При этом связь между последними даётся в виде проекций вращающихся векторов на выделенную ось (чаще всего - вертикальную). Не напрасно в довоенной литературе на каждой векторной диаграмме указывались направление и частота вращения диаграммы (ω) относительно проекционной оси. В немецкой литературе чаще встречается использование вращения проекционной оси.

То, что для рассмотрения амплитудно-фазовых соотношений вращение диаграммы останавливается, требует специальных оговорок, позволяющих избежать принципиальных ошибок при использовании векторных диаграмм.

Во-вторых, в рассматриваемом классе "изображающих" векторов (для моногармонических функций) определено только две операции:

- сложение векторов,
- умножение вектора на скаляр.

Вот примеры некорректностей, допускаемых при использовании векторными диаграммами.

Цитируем [4]: "разделив все стороны треугольника [напряжений] на I , получаем треугольник сопротивлений, катетами которого являются активное и реактивное сопротивление, а гипотенузой – эквивалентное полное сопротивление. Разделив все стороны треугольника [токов] на U , получаем треугольник проводимостей...." В предыдущем издании [5] содержится следующий дополнительный комментарий: "изображение сопротивлений векторами имеет смысл лишь при неподвижной, невращающейся векторной диаграмме..." и предлагается ввести соответствующие обозначения изображающих векторов \vec{Z} и \vec{Y} .

В классе изображающих векторов цитируемые сентенции представляют собой полную бессмыслицу, осложняющую формирование физически содержательных представлений у студентов по следующим причинам.

1. Деление треугольника напряжений на I даёт новый треугольник напряжений при единичном значении тока, а отнюдь не треугольник сопротивлений.

2. Активное, реактивное и полное сопротивления – суть чисто скалярные величины, не имеющие никакого отношения к изображающим векторам.

3. Даже второе слагаемое в (10) представляет собой весьма условную конструкцию, ибо умножение вектора \vec{I} на активное сопротивление (т.е. на скаляр) – допустимая операция в классе изображающих векторов, а операция умножения на реактивное сопротивление, как умножение на скаляр с поворотом на прямой угол выходит за рамки определений.

Отмеченные недостатки отчасти сглаживаются и оправдываются упрощением расчётных процедур при использовании комплексного метода, где в классе комплексных чисел допускается умножение (и деление) комплексных изображений.

Но и в этом случае следует подчёркивать, что, к примеру, деление комплексного напряжения \dot{U} на комплексный ток \dot{I} даёт комплексное сопротивление \dot{Z} , которое в отличие от упомянутых параметров цепи есть неподвижное комплексное число.

А вот, как нами показано в [6], умножение комплексного тока \dot{I} на сопряжённое комплексное напряжение \dot{U} (или наоборот) есть операция незаконная, ибо сопряжённые комплексные величины вращаются в обратную сторону (с частотой $-\omega$), что физически совершенно необоснованно.

Вследствие этого также лишено физического смысла соотношение. Связывающее активную P , реактивную Q и полную S мощности

$$S = P + jQ. \quad (12)$$

О ВИХРЕВОМ ХАРАКТЕРЕ МАГНИТНОСТИ ПОЛЯ

В современной электротехнике почему-то укоренилось ложное, математически некорректное представление о характере магнитного поля.

Цитируем [7]: "магнитное поле, в отличие от электростатического, есть поле вихревое, в том смысле, что дивергенция его всюду равна нулю. Такие поля называются также соленоидальными".

Равенство нулю дивергенции означает только то, что линии поля имеют замкнутый характер, например, концентрических окружностей. Но вихревой характер векторное поле имеет только тогда, когда его ротация отлична от нуля. А это в любом магнитном поле наблюдается только при

$$\operatorname{rot} H = j, \quad (13)$$

т.е. в проводниках с током. В остальном же пространстве, представляющем область исследований и инженерных расчётов плотность тока равна нулю, а поэтому и ротация поля оказывается нулевой – никаких вихрей там нет.

"Соленоидальным" же называется [2] безвихревое поле с нулевой дивергенцией.

Далее, если ротация поля равна нулю, то это вовсе не означает, что само поле нулевое. К такому ложному выводу часто приходят авторы при анализе явлений электромагнитной индукции, когда при нулевом значении индукции B из уравнения Максвелла

$$\operatorname{rot} E = - \frac{\partial B}{\partial t} = 0 \quad (14)$$

делается ложный вывод о том, что напряжённость поля E также равна нулю ("парадокс трансформатора"). Отнюдь нет – её, эту напряжённость, легко отыскать по (6). Хотя при выводе последней следует иметь в виду, что из равенства

$$\operatorname{rot} X = \operatorname{rot} Y \quad (15)$$

вовсе не следует однозначно, что

$$X = Y.$$

Этот нюанс и служит до сих пор почвой для безуспешных поисков "ненулевой составляющей A " в целях решения парадоксов, связанных с наблюдаемыми силовыми эффектами поля при $B = 0$ (например – эффект Ааронова-Бома).

ПРИМЕНЕНИЕ ФОРМУЛЫ СТОКСА

В соответствии с канонами математики [2] формула Стокса

$$\oint_C V dr = \int_S \operatorname{rot} V dS \quad (16)$$

справедлива при условии существования и непрерывности как самой функции V так и её частных производных первого порядка.

В [8] нами показано, что для длинного соленоида (длина $2H$, диаметр $2R$), обтекаемого током с поверхностной плотностью i радиальное распределение векторного потенциала A имеет вид:

$$\begin{aligned} A\varphi &= \mu_0 iX/2 (X < R), \\ A\varphi &= \infty (X = R), \\ A\varphi &= \mu_0 i R^2/2X (X > R), \end{aligned} \quad (17)$$

а частные производные составляют:

$$X \frac{\partial A\varphi}{\partial X} = \mu_0 i/2 (X > R),$$

$$X \frac{\partial A\varphi}{\partial X} = -\mu_0 iR^2/2X^2 (X > R). \quad (18)$$

Как следует из приведённых соотношений векторный потенциал A имеет разрыв в точке $X=R$ как самой функции, так и её первой частной производной. Вследствие этих нарушений обязательных условий непонятно, почему незаконное применение формулы Стокса даёт верный практический результат как внутри соленоида, так и вне него.

Аналогичная ситуация складывается и при анализе магнитного поля длинного проводника с током, имеющего реальные размеры поперечного сечения. При круглом поперечном сечении (радиуса R) разрыв самой функции H на границе проводника исчезает, но ситуация с первой производной остаётся той же, что и в предыдущем случае. Опять мы имеем аналогичное нарушение условий применения формулы Стокса при выводе закона полного тока.

Наверное, дело в том, что классическая математика не рассматривает векторных полей в областях, содержащих их источники (поверхностные и объёмные). Не случайно в [7] приходится вводить понятие "поверхностных" операций ротации и дивергенции в зонах стыка разнородных областей с источниками, хотя сам термин "поверхностные" в приложении к операциям "объёмного дифференцирования", к которым относится ротация и дивергенция, является некорректным.

ВЫВОДЫ

С учётом изложенных примеров становится очевидной необходимость проведения дополнительных работ по устранению имеющихся противоречий между канонами классической математики и положениями теоретической электротехники.

Это потребует как более корректного изложения ряда подходов в теоретической электротехнике, так и, возможно, развития новых направлений в математике.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Кузьмин В.В. Проблемы современной электротехники на пути создания новых источников энергии // "Электротехника и электромеханика", 2005, № 2.
- [2] Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (пер. с англ.). – М: "Наука", 1970.
- [3] Кузьмин В.В., Шпатенко Т.В. Об ошибках, допущенных при постановке проблемы выбора условно положительных направлений. // "Электротехника и электромеханика", 2004, № 4.
- [4] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. – Л.: "Энергоиздат", 1981.
- [5] Калантаров П.Л., Нейман Л.Р. Теория цепей переменного тока. – М. – Л., ГЭИ, 1959.
- [6] Бондаренко Ю.Н., Кузьмин В.В., Шпатенко Т.В. Компенсация и учёт реактивной мощности в энергосистемах – проблемы теории и практики // "Гидроэнергетика Украины", 2004, № 2.
- [7] Тамм И.Е. Основы теории электричества. – М: "Наука", 1976.
- [8] Кузьмин В.В., Шпатенко В.С. К проблеме "нелокального действия магнитного поля" на обмотки электрических машин. В сб. "Материалы международной научно-технической конференции 19-23 сентября 2005 г.", Севастополь, изд. СевНТУ.

Поступила 14.10.2005

СВЯЗЬ МЕЖДУ ПАРАМЕТРАМИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ, ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ СХЕМ И СХЕМ ЗАМЕЩЕНИЯ ДВУХОБМОТОЧНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Пентегов И.В., д.т.н., проф., Рымар С.В., к.т.н., с.н.с.,
Институт электросварки им. Е.О.Патона НАН Украины
Украина, 03680, Киев-150, ул. Боженко, 11,
тел. +38(044) 227-23-88, e-mail: elmag@paton.kiev.ua

Волков И.В., д.т.н., проф., чл.-корр. НАН Украины,
Институт электродинамики НАН Украины
Украина, 03680, Киев-57, пр. Победы, 56
тел. +38(044) 456-20-51, e-mail: volk@elan-ua.net

Отримано рівняння зв'язку між параметрами електромагнітних, принципових і схем заміщення двохобмоткових трансформаторів, що дозволяють об'єднати різні підходи при розрахунку цих схем. Систематизовано правила розстановки знаків у рівняннях трансформатора.

Получены уравнения связи между параметрами электромагнитных, принципиальных и схем замещения двухобмоточных трансформаторов, которые позволяют объединить различные подходы при расчете этих схем. Систематизованы правила расстановки знаков в уравнениях трансформатора.

ВВЕДЕНИЕ

При исследовании процессов в электрических цепях с магнитно-связанными контурами исторически сложились два различных подхода.

Первый подход, появившийся еще во времена становления электротехники как науки, базируется на таких понятиях, как собственные индуктивности контуров (обмоток), их взаимные индуктивности и коэффициенты связи между ними. Тогда еще не существовало надежных аналитических методов расчета магнитно-связанных контуров, и все их параметры находились из опыта. Этот подход отличается наглядностью физической трактовки явлений и позволяет определить все необходимые параметры посредством простых экспериментов. Он также дает возможность исследовать процессы в гальванически развязанных, но магнитно-связанных цепях и хорошо отражает реальные физические процессы в них, особенно в линейной среде (воздухе) при перемещении обмоток в пространстве друг относительно друга. Однако при таком подходе затруднено применение аналитических методов расчета параметров, что особенно проявляется в случаях нелинейных сред.

Второй подход возник позже, когда сформировались аналитические методы расчета параметров магнитно-связанных контуров в трансформаторах, реакторах и электрических машинах, и появилась необходимость в методиках их расчета. При этом подходе оперируют с гальванически связанными схемами замещения контуров (обмоток), в которых все параметры приведены к одной из обмоток, отсутствуют магнитные связи между индуктивностями схем замещения, и используются такие понятия, как индуктивности потоков рассеяния и индуктивности ветвей намагничивания. Параметры схем замещения рассчитываются довольно точно при помощи известных методов расчета, легко строятся и векторные диаграммы [10, 12, 16]. При нелинейных средах расчет параметров схем замещения не представляет трудностей [10, 15].

Первый подход и рассмотрение магнитно-связанных контуров в виде электромагнитных схем, см. рис. 1,*a* – 4,*a*, и принципиальных схем, см. рис. 1,*b* и *c* – 4,*b* и *c*, используют в основном физики, специалисты в области теоретической электротехники, преобразовательной техники, систем автоматического управления и электропривода, которым, как правило, на первом этапе исследований нет необходимости учитывать конструктивные параметры обмоток и реальные физические процессы, связанные с особенностями конфигурации магнитного потока. При этом особое внимание уделяется выработке формальных правил выбора знаков перед слагаемыми в уравнениях Кирхгофа, дающих правильный результат.

Второй подход с гальванически связанными схемами замещения, в которых отсутствуют магнитные связи между элементами, см. рис. 1,*d* и *e* – 4,*d* и *e* и рис. 5, используют разработчики электрических машин – электромеханики.

Стыковка решений, получаемых при первом и втором подходе, вызывает определенные трудности и дискуссии.

На протяжении ряда лет авторам приходилось принимать участие в дискуссиях, сталкиваться с публикациями на эту тему и консультировать специалистов по вопросам, относящимся к составлению схем замещения и уравнений трансформаторов. Регулярно поднималась тема о связи параметров магнитно-связанных контуров принципиальных схем и гальванически связанных Т- и П-образных схем замещения двухобмоточных трансформаторов. Об актуальности этой темы говорит также то, что в последнее время в публикациях [2, 3, 6, 8, 11] и др. продолжают дискуссии по вопросам расстановки знаков в уравнениях трансформаторов, условно положительных направлениях токов и напряжений в принципиальных и замещающих схемах.

Полной сводки уравнений связи между параметрами принципиальных схем и схем замещения транс-

форматоров авторы в публикациях не обнаружили. Существует лишь разрозненные выкладки по данному вопросу. При наличии трех и более магнитно-связанных контуров эта задача полностью не решена [17, 18, 21]. Однако, для наиболее часто встречающегося случая двух контуров (обмоток двухобмоточного трансформатора), при принятии некоторых дополнительных соглашений, полное решение может быть получено. Этот вопрос, а также систематизация и методическое осмысление уже имеющегося материала является целью настоящей статьи.

Стыковка уравнений между параметрами электромагнитных и принципиальных схем, и адекватных им схем замещения трансформаторов требует принятия и строгого соблюдения в обоих подходах некоторых базисных соглашений.

Прежде всего, следует различать два типа обмоток: *правоходовые* и *левоходовые*, то есть обмотки с витками, образующими на первом слое соответственно правоходовые и левоходовые спирали.

Если в двухобмоточной системе имеются две правоходовые или две левоходовые обмотки, то такие обмотки будем называть *однотипными*. Если же одна обмотка правоходовая, а другая – левоходовая, то обмотки будем называть *разнотипными*.

Рассмотрим трансформаторы, электромагнитные схемы которых представлены на рис. 1,а – 4,а, а принципиальные схемы – на рис. 1,б и с – 4,б и с.

На рис. 1,а-с – 4,а-с приняты обозначения: \underline{U}_1 , \underline{U}_2 и \underline{I}_1 , \underline{I}_2 – соответственно комплексные действующие значения напряжений и токов первичной и вторичной обмоток; L_1 , L_2 – индуктивности этих обмоток; k – коэффициент связи между контурами (обмотками), $0 < k < 1$; M – взаимная индуктивность двух обмоток, которая является мерой напряжения, возникающего на одной обмотке, при изменении тока в другой обмотке, и по определению равна отношению этого напряжения к скорости изменения тока в другой обмотке. Как известно, величина M может быть выражена через параметры L_1 , L_2 и k [1, 20]:

$$M = k\sqrt{L_1 \cdot L_2}. \quad (1)$$

На рис. 1,а-с – 4,а-с направления стрелок, отождествляемых с векторами \underline{I}_1 и \underline{I}_2 , выбраны произвольно, как условно положительные. При таком подходе, в результате расчета, некоторые величины могут оказаться отрицательными, но это ни в коей мере не влияет на правильность полученного решения. При желании, чтобы избавиться от отрицательных величин, можно поменять у этих векторов первоначально выбранное условно положительное направление стрелок на противоположное и записать все решения в положительных величинах.

Следует уточнить, что условно положительные направления векторов напряжений \underline{U}_1 и токов \underline{I}_1 в источнике напряжения (ЭДС) должны совпадать, а на пассивных элементах электрической цепи (активных сопротивлений, индуктивностях и емкостях) вектора \underline{U}_2 и \underline{I}_2 должны направляться встречно, поскольку падение напряжения на пассивных элементах является реакцией протекающему по ним току.

Из четырех указанных параметров L_1 , L_2 , k , M

только три являются независимыми. Обычно в качестве базовой системы принимается система величин L_1 , L_2 , M , а параметр $k = M/\sqrt{L_1 \cdot L_2}$ считается зависимым. Иногда в качестве базовой системы принимается система L_1 , L_2 , k , а параметр M определяется по формуле (1) и считается зависимым.

Мы будем также придерживаться общепризнанного метода изложения, в котором M и k всегда считаются положительными величинами, а знак перед M в уравнениях Кирхгофа ставят по правилам, изложенным в работах [1, 20].

Еще один независимый параметр, используемый и в первом и во втором подходах – это коэффициент трансформации, понимаемый как отношение количества витков w_1 и w_2 рассматриваемых контуров или обмоток.

Для электромагнитной (физической) и принципиальной схемы трансформатора с однотипными обмотками коэффициент трансформации $k_{tr.phys}$ положителен, для схем с разнотипными обмотками – отрицателен [20]. Для схемы замещения трансформатора коэффициент трансформации k_{tr} всегда положителен. В общем случае $k_{tr.phys} = \pm k_{tr}$. Если схема замещения содержит идеальный трансформатор (IT), то коэффициент трансформации $k_{tr.IT}$ имеет тот же знак, что и коэффициент трансформации $k_{tr.phys}$ в электромагнитной и принципиальной схеме.

При записи уравнений трансформатора в комплексной форме не существует физического обоснования отрицательных или положительных направлений векторов тока, эти направления носят условный характер. Положительное направление любого вектора тока можно принимать произвольно и обязательно придерживаться этого выбора на протяжении всех расчетов. Но если в цепи имеются взаимные индуктивности, то в этом случае уже существуют строгие правила расстановки знаков перед величиной M в уравнениях Кирхгофа.

Для уточнения правил расстановки знаков перед параметрами в уравнениях магнитно-связанных контуров, рассмотрим цепи, которые имеют общий ферромагнитный магнитопровод (заметим, что для обмоток, расположенных в пространстве произвольно и не имеющих общего магнитопровода, формальных правил расстановки знаков в уравнениях Кирхгофа не существует; в этом случае знаки необходимо расставлять, сообразуясь с направлениями магнитных потоков, сцепленных с обмотками, и применять энергетические принципы).

Вначале нужно отметить условное начало каждой из обмоток. Поясним эту процедуру на следующем примере. Если условно распрямить магнитопровод трансформатора и расположить магнитно-связанные обмотки на этом магнитопроводе в вертикальном направлении, одну над другой (в случае концентрической намотки обмоток, они раздвигаются по высоте), см. рис. 1,а – 4,а, то для всех правоходовых обмоток условное начало обмоток отмечается точкой у однотипных (например, верхних) клемм, а для левоходовых обмоток – точкой у противоположных (например, нижних) клемм [7]. Причем при физическом

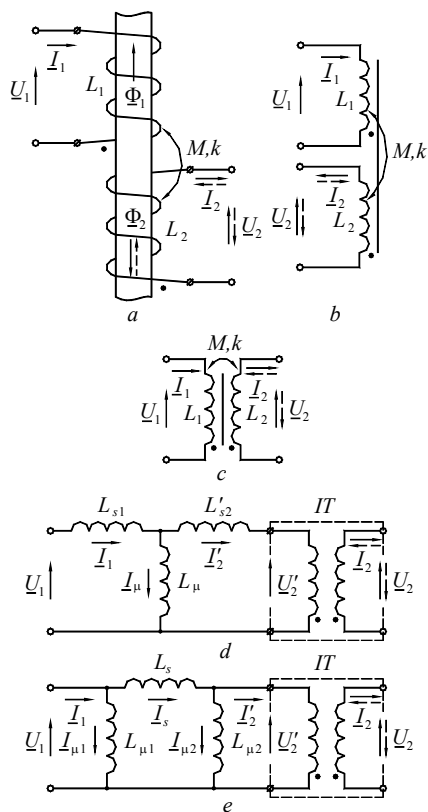


Рис. 1. Электромагнитная *a*, принципиальные *b* и *c* схемы, Т-образная *d* и Π-образная *e* схемы замещения с идеальным трансформатором и однотипными левоходовыми обмотками.

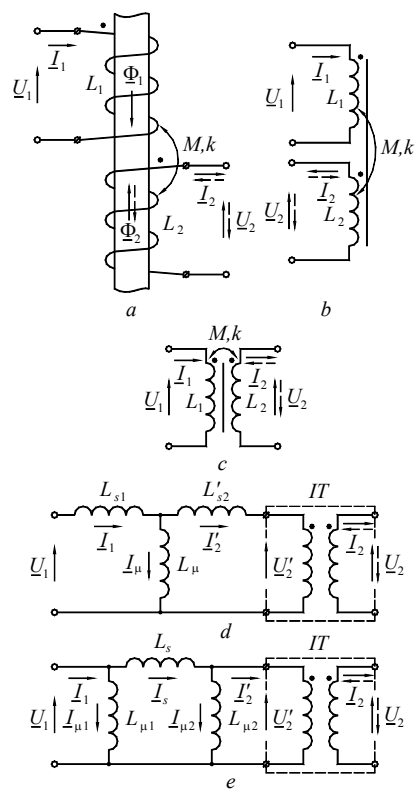


Рис. 2. Электромагнитная *a*, принципиальные *b* и *c* схемы, Т-образная *d* и Π-образная *e* схемы замещения с идеальным трансформатором и однотипными правоходовыми обмотками.

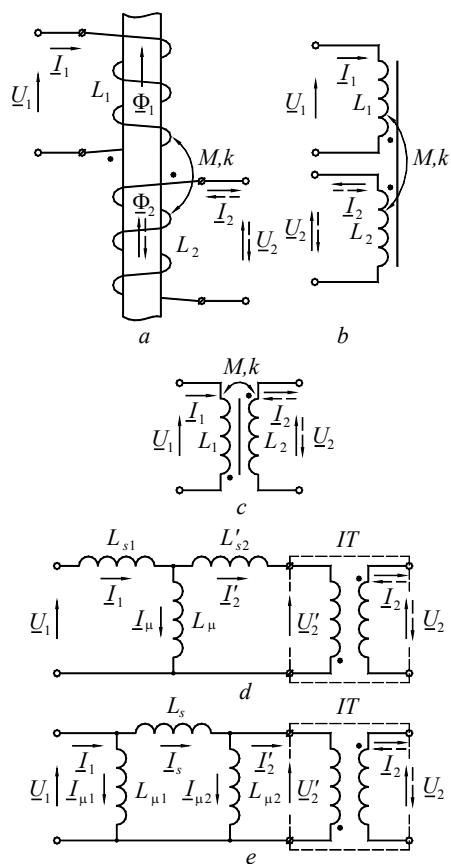


Рис. 3. Электромагнитная *a*, принципиальные *b* и *c* схемы, Т-образная *d* и Π-образная *e* схемы замещения с идеальным трансформатором и разнотипными левоходовой и правоходовой обмотками.

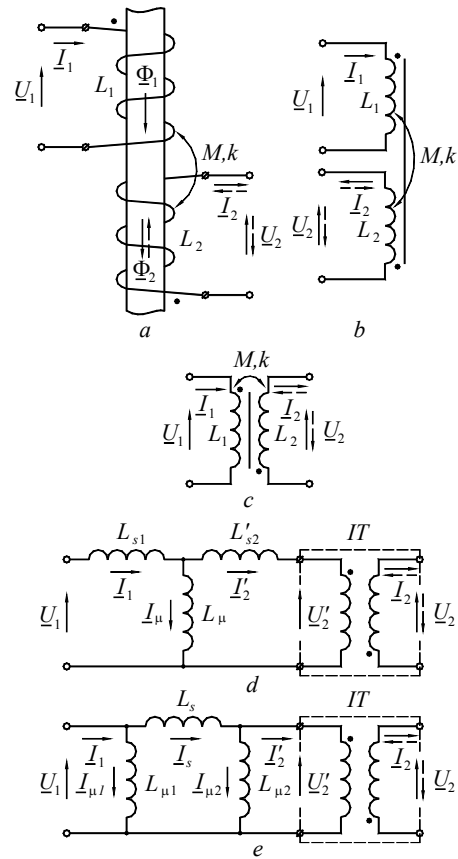


Рис. 4. Электромагнитная *a*, принципиальные *b* и *c* схемы, Т-образная *d* и Π-образная *e* схемы замещения с идеальным трансформатором и разнотипными правоходовой и левоходовой обмотками.

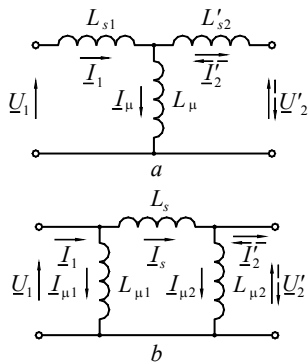


Рис. 5. Т-образная *a* и П-образная *b* схемы замещения без идеального трансформатора.

перевороте на 180 градусов любой из обмоток положение точек не меняется. Понятие "вертикальное направление" тоже носит условный характер: "распрямленный" магнитопровод можно располагать как угодно.

При соблюдении вышеприведенных договоренностей *графическое начертание магнитно-связанных контуров в виде электромагнитных схем на рис. 1, a – 4, a и принципиальных схем на рис. 1, b и c – 4, b и c идентичны и взаимозаменяемы.*

Только после обозначения условных начал обмоток появляется возможность, при произвольно выбранных условно положительных направлениях токов в обмотках, определить *согласно* или *встречно* они включены, и определить знак перед взаимной индуктивностью.

Если оба тока в обмотках направлены к условным началам обмоток или от них, то обмотки включены "согласно", и в уравнениях Кирхгофа перед взаимной индуктивностью M ставится знак "+", в противном случае обмотки включены «встречно» и перед взаимной индуктивностью M ставится знак "-" [1].

Необходимо отметить, что условное начало обмоток нельзя путать с физическим началом обмотки: при перевороте катушки с обмоткой физические начало и конец меняются местами, а условное начало обмотки остается на прежнем месте. *Положение точки на схеме, отмечающее условное начало обмотки, характеризует только одно – имеем ли мы дело с правоходовой или левоходовой обмоткой.* Неправильное понимание и трактовка этого правила является причиной большинства возникающих ошибок и споров.

Таким образом, на рис. 1 показаны схемы трансформатора с одностипными левоходовыми обмотками, а на рис. 2 – схемы с одностипными правоходовыми обмотками. Причем в обоих случаях коэффициент трансформации следует записывать как положительный, $k_{tr,phys} > 0$. На рис. 3 представлены схемы трансформатора с разнотипными левоходовой и правоходовой обмотками, а на рис. 4 – схемы с разнотипными правоходовой и левоходовой обмотками. При этом коэффициент трансформации следует считать отрицательным, $k_{tr,phys} < 0$.

Согласно сформулированным правилам можно обойтись без определения условно положительных направлений векторов $\underline{\Phi}_1$ и $\underline{\Phi}_2$, а оперировать только с условно положительными направлениями векторов \underline{I}_1 и \underline{I}_2 по отношению к точкам, обозначающим услов-

ные начала обмоток. Так, например, условно положительные направления векторов \underline{I}_2 на рис. 1 и 2, обозначенные сплошными линиями, и направления векторов \underline{I}_2 на рис. 3 и 4, обозначенные пунктирными линиями, соответствуют встречному включению обмоток со знаком "-" перед M . Направления этих же векторов на рис. 1 и 2, совпадающие со сплошными линиями, и направления этих векторов на рис. 3 и 4, совпадающие со пунктирными линиями, соответствуют согласному включению обмоток со знаком "+" перед M . При этом отпадает необходимость в начертаниях типа рис. 1, a – 4, a, можно пользоваться только изображениями на рис. 1, b и c – 4, b и c.

Схемы замещения с идеальными трансформаторами показаны на рис. 1, d и e – 4, d и e. Обычно идеальные трансформаторы в схемах замещения применяются для анализа процессов в сложных гальванически развязанных схемах.

Направления векторов тока и напряжений в идеальных трансформаторах на рис. 1, d и e – 4, d и e должны совпадать с направлениями векторов тока и напряжения в электромагнитных схемах на рис. 1, a – 4, a и принципиальных схемах на рис. 1, b и c – 4, b и c. Поскольку в данном случае идеальные трансформаторы подключены к выходным клеммам схем замещения, то направления векторов токов и напряжений на этих клеммах должны совпадать с направлениями соответствующих векторов на первичной стороне электромагнитных и принципиальных схем.

В случае подключения к схемам замещения идеального трансформатора, при приведении в схемах замещения параметров первичной обмотки ко вторичной обмотке, происходит приведение не только параметров схемы замещения, но и направлений векторов токов и напряжений.

Электромеханики идеальные трансформаторы, как правило, не используют. Схемы замещения без идеальных трансформаторов показаны на рис. 5. Схемы замещения трансформаторов в этом случае одинаковы как для одностипных, так и для разнотипных обмоток (на схемах замещения точки условных начал обмоток не ставятся, так как обмоток как таковых здесь нет, а есть параметры схем замещения). Условно положительные направления векторов \underline{I}_2 на рис. 5, совпадающие со сплошными линиями, соответствуют встречному включению обмоток на рис. 1 и 2, и согласному включению обмоток на рис. 3 и 4. Направления векторов \underline{I}_2 на рис. 5, совпадающие с пунктирными линиями, соответствуют согласному включению обмоток на рис. 1 и 2, и встречному включению обмоток на рис. 3 и 4.

При переходе от электромагнитных и принципиальных схем к схемам замещения трансформатора должны сохраняться направления условно выбранных положительных направлений токов и напряжений на входе и выходе схем.

Надо сказать, что в литературе часто используется следующий прием. Когда рассматривается схема магнитно-связанных встречно включенных одностипных обмоток, показанная на рис. 6, b, то для упрощения графического начертания используют схему встречно включенных разнотипных обмоток, приве-

денную на рис. 6,а, условно заменяя правоходную обмотку на левоходную. Это не меняет сущности процессов. Уравнения остаются теми же, поэтому условно на схемах можно заменять правоходные обмотки на левоходные и наоборот, меняя лишь положение точек и упрощая графические начертания схем. Но нужно помнить, что при этом теряется информация об исходном трансформаторе и левоходные обмотки, на самом деле, могут оказаться правоходными и наоборот.

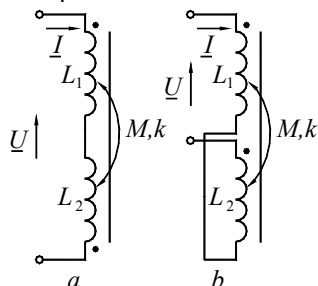


Рис. 6. Схемы магнитно-связанных встречно включенных обмоток.

Заметим, что при перемене выбранных условно-положительных направлений векторов токов и при различных сочетаниях левоходных и правоходных обмоток, уравнения по пересчету параметров электромагнитных и принципиальных схем и схем замещения трансформаторов остаются неизменными. Например, если изменить условно положительное направление вектора I_1 на противоположное, то приходим к зеркально отраженной схеме по отношению к одной из схем на рис. 1 – 4 и полностью ей идентичной. То же самое можно сказать о вариантах включения идеального трансформатора на входе схем замещения. Поэтому все эти варианты мы опускаем.

Для двухобмоточных трансформаторов, обмотки которых не имеют гальванических связей и только в одной из обмоток присутствует сторонний источник ЭДС, можно говорить лишь о условно согласном включении обмоток. Физически вторичные обмотки при выполнении вышеуказанных условий всегда включены встречно первичной обмотке и "согласное включение" существует только на уровне условно выбранных "условно положительных" направлений токов. В результате решения эти токи оказываются отрицательными (переворот фазы на 180 электрических градусов). Чтобы не получать решения в отрицательных величинах лучше всего в этом случае для обычных трансформаторов сразу выбирать условно положительные направления токов, соответствующие встречному включению обмоток. Сказанное не относится к частям вторичной обмотки, которые по тем или иным причинам могут соединяться между собой либо встречно, либо согласно.

Реальное согласное включение первичных и вторичных обмоток трансформатора может наблюдаться при наличии гальванических связей между обмотками или в случаях, когда в цепях нескольких обмоток имеются сторонние источники ЭДС, или когда оба эти фактора присутствуют вместе. В этих случаях уместнее говорить не о трансформаторах, а о многообмоточных

точных дросселях (реакторах) с магнитными и гальваническими связями между обмотками.

Гальванически связанные схемы замещения двух магнитно-связанных контуров, используемые во втором подходе, представляют собой простейшие пассивные четырехполюсники, которые могут быть Г-, Т-, П- и Х-образными [14]. Двухэлементные Г-образные четырехполюсники не могут передать всех свойств магнитно-связанных трехэлементных электромагнитных или принципиальных схем и используются, как будет показано ниже, только в некоторых частных случаях, а Х-образные (скрещенные) четырехполюсники не применяются в качестве схем замещения трансформаторов и мы их рассматривать не будем.

Известно, что для полной характеристики любого пассивного обратимого четырехполюсника достаточно иметь три независимых параметра [5]. Поэтому трехэлементные Т- и П-образные схемы замещения наилучшим образом подходят для описания процессов в трансформаторе. Здесь мы не рассматриваем более сложные схемы замещения, построенные с использованием принципов Черри [9, 10, 16, 23], элементы которых отражают состояние различных участков трансформатора.

Согласуем параметры электромагнитных и принципиальных схем и схем замещения трансформатора.

Т-ОБРАЗНЫЕ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ С ИДЕАЛЬНЫМ ТРАНСФОРМАТОРОМ

Обмотки односторонние и включены встречно.

Этому случаю соответствуют рис. 1 с двумя левоходными обмотками и рис. 2 с двумя правоходными обмотками, и обозначением векторов Φ_2 , U_2 и I_2 сплошными линиями. Для электромагнитных схем на рис. 1,а и 2,а, и принципиальных схем, на рис. 1,б и с, и рис. 2,б и с, при одинаково выбранных положительных направлениях напряжений и токов, коэффициент трансформации положителен и равен: $k_{tr,phys} = w_1/w_2 \neq U_1/U_2 \neq I_2/I_1 > 0$.

На рис. 1,д и 2,д представлены гальванически связанные схемы замещения двух магнитно-связанных контуров – Т-образные схемы замещения двухобмоточных трансформаторов, которые эквивалентны схемам соответственно на рис. 1,а-с и 2,а-с. Причем для *полного соответствия* входов и выходов схем, к выходным клеммам схем замещения подсоединены идеальные трансформаторы, с коэффициентом трансформации, равным $k_{tr,IT} = U'_2/U_2 = I_2/I'_2 > 0$ [20]. Идеальные трансформаторы должны подключаться даже в случае коэффициента трансформации, равном 1.

На рис. 1,д и 2,д даны обозначения: L_μ – индуктивность цепи тока намагничивания; L_{s1} , L'_{s2} – индуктивности потоков рассеяния, относящиеся соответственно к первичной и вторичной обмоткам трансформатора, включающие в себя и индуктивности лобового рассеяния соответствующих обмоток. Здесь и далее, величины, обозначенные штрихами, приведены к первичной обмотке трансформатора: $L'_{s2} = (w_1/w_2)^2 L_{s2} = k_{tr}^2 L_{s2}$; I_μ – комплексное действующее значение тока намагничивания трансформатора; k_{tr} – коэффициент

трансформации для схем замещения равен $k_{tr} = w_1/w_2 = U'_2/U_2 = I_2/I'_2 \neq U_1/U_2 \neq I_2/I_1 > 0$, и $k_{tr,phys} = k_{tr}$, $k_{tr,IT} = k_{tr}$.

При принятых на рис. 1,d и 2,d положительных направлениях токов, имеем

$$I_{\mu} = I_1 - I'_2 = I_1 - I_2/k_{tr,phys} = I_1 - I_2/k_{tr}. \quad (2)$$

Активные сопротивления обмоток трансформатора рассматривать не будем, поскольку они могут быть вынесены за пределы схем. Также не будем учитывать активное сопротивление цепи тока намагничивания (потерями на вихревые токи в магнитопроводе трансформатора пренебрегаем).

Если рассматривать вход со стороны первичной обмотки трансформатора при разомкнутой вторичной обмотке и наоборот, то уравнения связи для индуктивностей, обеспечивающие эквивалентность схем замещения на рис. 1,d и 2,d схемам на рис. 1,a-c и 2,a-c, запишутся так [4, 19, 20]:

$$L_1 = L_{s1} + L_{\mu}; \quad (3)$$

$$L_2 = (L_{\mu} + L'_{s2})/k_{tr}^2. \quad (4)$$

Уравнения Кирхгофа для падений напряжения в схемах на рис. 1,a-c и 2,a-c, и рис. 1,d и 2,d имеют вид:

$$U_1 = j \cdot \omega \cdot L_1 \cdot I_1 - j \cdot \omega \cdot M \cdot I_2 = j \cdot \omega \cdot L_{s1} \cdot I_1 + j \cdot \omega \cdot L_{\mu} \cdot I_{\mu}. \quad (5)$$

После преобразования, с учетом выражений (2) и (3), из уравнения (5) можно получить выражение для взаимной индуктивности обмоток на рис. 1,a-c и 2,a-c и рис. 1,d и 2,d:

$$M = L_{\mu}/k_{tr,phys} = L_{\mu}/k_{tr}. \quad (6)$$

Обмотки одностипны и включены согласно.

Это схемы на рис. 1 с двумя левоходовыми обмотками и рис. 2 с двумя правоходовыми обмотками, и обозначением векторов $\underline{\Phi}_2$, \underline{U}_2 и \underline{I}_2 пунктирными линиями. Для схем на рис. 1,a-c и 2,a-c при одинаково выбранных положительных направлениях напряжений и токов, коэффициент трансформации положителен и равен $k_{tr,phys} = k_{tr}$. Коэффициент трансформации для идеального трансформатора $k_{tr,IT} = k_{tr}$.

T-образные схемы замещения на рис. 1,d и 2,d эквивалентны электромагнитным и принципиальным схемам соответственно на рис. 1,a-c и 2,a-c.

При принятых на рис. 1,d и 2,d положительных направлениях токов:

$$I_{\mu} = I_1 - I'_2 = I_1 + I_2/k_{tr,phys} = I_1 + I_2/k_{tr}. \quad (7)$$

Уравнения Кирхгофа для падений напряжения в схемах на рис. 1,a-c и 2,a-c, и рис. 1,d и 2,d будут иметь вид:

$$U_1 = j \cdot \omega \cdot L_1 \cdot I_1 + j \cdot \omega \cdot M \cdot I_2 = j \cdot \omega \cdot L_{s1} \cdot I_1 + j \cdot \omega \cdot L_{\mu} \cdot I_{\mu}. \quad (8)$$

После преобразования, с учетом выражений (7) и (3), из уравнения (8) получим выражение для взаимной индуктивности обмоток на рис. 1,a-c и 2,a-c, и рис. 1,d и 2,d:

$$M = L_{\mu}/k_{tr,phys} = L_{\mu}/k_{tr}. \quad (9)$$

Обмотки разнотипны и включены встречно.

Им соответствуют схемы на рис. 3 с левоходовой и правоходовой обмотками, и рис. 4 с левоходовой и левоходовой обмотками, и обозначением векторов $\underline{\Phi}_2$, \underline{U}_2 и \underline{I}_2 пунктирными линиями. Для схем на рис. 3,a-c и 4,a-c, при одинаково выбранных положительных направлениях напряжений и токов, коэффициент трансформации отрицателен и равен $k_{tr,phys} = -k_{tr}$. Коэффициентом трансформации для идеального трансформатора $k_{tr,IT} = -k_{tr}$.

T-образные схемы замещения на рис. 3,d и 4,d эквивалентны электромагнитным и принципиальным схемам соответственно на рис. 3,a-c и 4,a-c.

При принятых на рис. 3,d и 4,d положительных направлениях токов:

$$I_{\mu} = I_1 - I'_2 = I_1 + I_2/k_{tr,phys} = I_1 - I_2/k_{tr}. \quad (10)$$

Уравнения Кирхгофа для падений напряжения в схемах на рис. 3,a-c и 4,a-c, и рис. 3,d и 4,d будут иметь вид:

$$U_1 = j \cdot \omega \cdot L_1 \cdot I_1 - j \cdot \omega \cdot M \cdot I_2 = j \cdot \omega \cdot L_{s1} \cdot I_1 + j \cdot \omega \cdot L_{\mu} \cdot I_{\mu}. \quad (11)$$

После преобразования, с учетом выражений (10) и (3), из уравнения (11) получим выражение для взаимной индуктивности обмоток на рис. 3,a-c и 4,a-c:

$$M = -L_{\mu}/k_{tr,phys} = L_{\mu}/k_{tr}. \quad (12)$$

Обмотки разнотипны и включены согласно.

Этому случаю соответствуют рис. 3 с левоходовой и правоходовой обмотками, и рис. 4 с правоходовой и левоходовой обмотками, и обозначением векторов $\underline{\Phi}_2$, \underline{U}_2 и \underline{I}_2 сплошными линиями. Для схем на рис. 3,a-c и 4,a-c, при одинаково выбранных положительных направлениях напряжений и токов, коэффициент трансформации отрицателен и равен $k_{tr,phys} = -k_{tr}$. Коэффициентом трансформации для идеального трансформатора $k_{tr,IT} = -k_{tr}$.

T-образные схемы замещения на рис. 3,d и 4,d эквивалентны электромагнитным и принципиальным схемам соответственно на рис. 3,a-c и 4,a-c.

При принятых на рис. 3,d и 4,d положительных направлениях токов:

$$I_{\mu} = I_1 - I'_2 = I_1 - I_2/k_{tr,phys} = I_1 + I_2/k_{tr}. \quad (13)$$

Уравнения Кирхгофа для падений напряжения в схемах на рис. 3,a-c и 4,a-c будут иметь вид:

$$U_1 = j \cdot \omega \cdot L_1 \cdot I_1 + j \cdot \omega \cdot M \cdot I_2 = j \cdot \omega \cdot L_{s1} \cdot I_1 + j \cdot \omega \cdot L_{\mu} \cdot I_{\mu}. \quad (14)$$

После преобразования, с учетом выражений (13) и (3), из уравнения (14) получим выражение для взаимной индуктивности обмоток на рис. 3,a-c и 4,a-c:

$$M = -L_{\mu}/k_{tr,phys} = L_{\mu}/k_{tr}. \quad (15)$$

Из формул (6), (9), (12) и (15) видно, что не зависимо от того, какой тип обмоток используется в трансформаторе, величина M всегда остается положительной.

При использовании выражений (1), (6) и (3), (4) коэффициент связи можно рассчитать по формуле [4]:

$$k = \frac{L_{\mu}}{k_{tr} \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}} = \frac{L_{\mu}}{\sqrt{(L_{s1} + L_{\mu}) \cdot (L_{\mu} + L'_{s2})}}. \quad (16)$$

Уравнения (3), (4), (15) и (16) служат для выражения параметров электромагнитным и принципиальным схем трансформатора, изображенных на рис. 1,a-c – 4,a-c, через параметры T-образных схем замещения трансформатора, показанных на рис. 1,d – 4,d.

Из формулы (6) и (1) следует, что индуктивность L_{μ} равна

$$L_{\mu} = k_{tr} \cdot M = k_{tr} \cdot k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}. \quad (17)$$

Используя формулу (3), с учетом уравнения (17), получим выражение индуктивности L_{s1} :

$$L_{s1} = L_1 - k_{tr} \cdot M = L_1 - k_{tr} \cdot k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}. \quad (18)$$

Применяя формулу (4), с учетом выражения (17), получим выражение индуктивности L'_{s2} :

$$L'_{s2} = k_{tr}^2 \cdot L_2 - k_{tr} \cdot M = k_{tr}^2 \cdot L_2 - k_{tr} \cdot k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}. \quad (19)$$

Уравнения (17) – (19) необходимо применять для выражения параметров Т-образных схем замещения трансформатора, показанных на рис. 1, *d* – 4, *d*, через параметры электромагнитных и принципиальных схем трансформатора, изображенных на рис. 1, *a-c* – 4, *a-c*.

Отметим, что существует один общий поток рассеяния между обмотками и разделить его на две части, которым бы соответствовали индуктивности рассеяния L_{s1} и L'_{s2} , на основании физических соображений невозможно [12]. Но когда из опыта известны параметры L_1 , L_2 , k и M , то такое разделение с помощью уравнений (18) и (19) производится однозначно.

На практике часто используют Г-образную схему замещения трансформатора без достаточного на то основания. Из анализа уравнений (18) следует, что в частном случае, когда безразмерный комплекс

$$\pi_1 = \frac{L_1}{k_{tr} \cdot M} = \frac{1}{k_{tr} \cdot k} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = 1, \quad (20)$$

величина $L_{s1} = 0$ и Т-образная схема вырождается в Г-образную схему замещения. При этом $L_{\mu} = L_1$ и $L'_{s2} = (1/k^2 - 1) \cdot L_1$. И только при этих условиях использование Г-образной схемы замещения корректно.

Аналогично, из уравнений (19) вытекает, что в частном случае, когда безразмерный комплекс

$$\pi_2 = \frac{k_{tr} \cdot L_2}{M} = \frac{k_{tr}}{k} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = 1, \quad (21)$$

величина $L'_{s2} = 0$ и Т-образная схема вырождается в зеркально отраженную Г-образную схему замещения. При этом $L_{\mu} = k^2 L_1$ и $L_{s1} = (1 - k^2) L_1$. И только в этом случае корректно использование зеркально отраженной Г-образной схемы замещения.

По определению [20], совершенным трансформатором называется трансформатор с коэффициентом связи $k = 1$. Для совершенного трансформатора $k_{tr} = w_1/w_2 = U_1/U_2 \neq I_2/I_1$. Из уравнений (20) и (21) следует, что при $k = 1$ выполняются условие $\pi_1 = \pi_2 = 1$ и условие $L_{s1} = L'_{s2} = 0$, соответствующее совершенному трансформатору. В этом случае $k_{tr} = \sqrt{L_1/L_2}$ и $L_{\mu} = L_1 = k_{tr}^2 \cdot L_2$. При реализации этого способа можно только приближаться к совершенному трансформатору, так как создать трансформатор вообще без магнитных потоков рассеяния невозможно.

Но это не единственный способ получения совершенного трансформатора. Приравняв в уравнении (16) правую часть единице, после преобразований, помимо решения $L_{s1} = L'_{s2} = 0$, получим более общее решение [5]:

$$L'_{s2} = -\frac{1}{k_{tr}^2} \cdot \frac{L_{s1} \cdot L_{\mu}}{L_{s1} + L_{\mu}}, \quad (22)$$

реализующее совершенный трансформатор схемой замещения, в которой один из элементов L_{s1} или L'_{s2} отрицателен. Такие трансформаторы находят применение в синтезе фильтров по методу Бруне [4, 5, 22] и легко реализуются, так как физическая система содержит только положительные параметры L_1 , L_2 и $M = \sqrt{L_1 \cdot L_2}$. Однако, для реализации такого транс-

форматора, помимо магнитных связей между обмотками, требуется еще и гальваническая связь [5]. Только в этом случае, когда обмотки принадлежат разным гальванически и магнитно-связанным токовым контурам, поток рассеяния одной из обмоток может уменьшать поток рассеяния другой обмотки и ее индуктивность рассеяния может условно считаться отрицательной.

Вообще, если $\pi_1 < 1$, то величина $L_{s1} < 0$, если $\pi_2 < 1$, то $L'_{s2} < 0$. И лишь при $\pi_1 > 1$ и $\pi_2 > 1$, все три индуктивности Т-образной схемы замещения положительны. Этот последний случай и наблюдается в обычных трансформаторах, в которых обмотки не имеют между собой специальных гальванических связей. Более детальное рассмотрение показывает, что в автотрансформаторах силовых электрических сетей все индуктивности схемы замещения также положительны. Но при использовании автотрансформаторного соединения обмоток многообмоточных дросселей различных многоконтурных фильтров в схеме замещения могут появляться отрицательные индуктивности. Однако этот вопрос выходит за рамки статьи.

П-ОБРАЗНЫЕ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ С ИДЕАЛЬНЫМ ТРАНСФОРМАТОРОМ

Рассмотрим другие гальванически связанные схемы замещения двух магнитно-связанных контуров – П-образные схемы замещения двухобмоточного трансформатора, представленные на рис. 1, *e* – 4, *e* [16]. Они так же эквивалентны схемам на рис. 1, *a-c* и 4, *a-c*. На рис. 1, *e* – 4, *e* даны обозначения: L_s – полная индуктивность рассеяния трансформатора; L_s – комплексное действующее значение тока в цепи с индуктивностью L_s ; $L_{\mu 1}$, $L_{\mu 1}$ – комплексные действующие значения тока намагничивания трансформатора, относящиеся соответственно к участкам с первичной и вторичной обмотками [16]; $L_{\mu 1}$, $L_{\mu 2}$ – индуктивности соответствующих ветвей тока намагничивания.

Если рассматривать вход со стороны первичной обмотки трансформатора при разомкнутой вторичной обмотке и наоборот, то уравнения связи для индуктивностей, обеспечивающие эквивалентность схем замещения на рис. 1, *e* – 4, *e*, схемам, представленным на рис. 1, *a-c* – 4, *a-c*, будут иметь вид:

$$L_1 = \frac{L_{\mu 1} \cdot (L_s + L_{\mu 2})}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}}, \quad (23)$$

$$L_2 = \frac{1}{k_{tr}^2} \cdot \frac{L_{\mu 2} \cdot (L_{\mu 1} + L_s)}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}}. \quad (24)$$

Обмотки однопольные и включены встречно.

Вектора $\underline{\Phi}_2$, \underline{U}_2 и \underline{I}_2 обозначены сплошными линиями. Коэффициенты трансформации $k_{tr,phys} = k_{tr}$, $k_{tr,IT} = k_{tr}$. Уравнения Кирхгофа для падений напряжения в схемах на рис. 1, *a-c* и 2, *a-c*, и рис. 1, *e* и 2, *e* будут выглядеть так:

$$\underline{U}_1 = j\omega L_1 \underline{I}_1 - j\omega M \underline{I}_2 = j\omega L_{\mu 1} \underline{I}_{\mu 1} = j\omega L_s \underline{I}_s + j\omega L_{\mu 2} \underline{I}_{\mu 2}. \quad (25)$$

Ток \underline{I}_s можно определить по формулам:

$$\underline{I}_s = \underline{I}_1 - \underline{I}_{\mu 1} = \underline{I}_{\mu 2} + \underline{I}'_2 = \underline{I}_{\mu 2} + \underline{I}_2 / k_{tr,phys} = \underline{I}_{\mu 2} + \underline{I}_2 / k_{tr}, \quad (26)$$

откуда ток $\underline{I}_{\mu 2}$ равен:

$$\underline{I}_{\mu 2} = \underline{I}_1 - \underline{I}'_2 - \underline{I}_{\mu 1} = \underline{I}_1 - \underline{I}_2 / k_{tr,phys} - \underline{I}_{\mu 1} = \underline{I}_1 - \underline{I}_2 / k_{tr} - \underline{I}_{\mu 1}. \quad (27)$$

Таблица 1

| Расчет параметров L_1, M, L_2 электромагнитных схем на рис. 1,а – 4,а и принципиальных схем на рис. 1,б и с – 4,б и с через параметры | | |
|---|---|--|
| L_1, k, L_2 электромагнитных схем на рис. 1,а – 4,а и принципиальных схем на рис. 1,б и с – 4,б и с | L_{s1}, L_{μ}, L'_{s2} Т-образных схем замещения на рис. 1,д – 4,д и рис. 5,а | $L_{\mu1}, L_s, L_{\mu2}$ П-образных схем замещения на рис. 1,е – 4,е и рис. 5,б |
| $L_1 = L_1$ | $L_1 = L_{s1} + L_{\mu}$ | $L_1 = \frac{L_{\mu1} \cdot (L_s + L_{\mu2})}{L_{\mu1} + L_s + L_{\mu2}}$ |
| $M = k\sqrt{L_1 \cdot L_2}$ | $M = \frac{L_{\mu}}{k_{tr}}$ | $M = \frac{1}{k_{tr}} \cdot \frac{L_{\mu1} \cdot L_{\mu2}}{L_{\mu1} + L_s + L_{\mu2}}$ |
| $L_2 = L_2$ | $L_2 = \frac{L_{\mu} + L'_{s2}}{k_{tr}^2}$ | $L_2 = \frac{1}{k_{tr}^2} \cdot \frac{L_{\mu2} \cdot (L_{\mu1} + L_s)}{L_{\mu1} + L_s + L_{\mu2}}$ |

Таблица 2

| Расчет параметров L_1, k, L_2 электромагнитных схем на рис. 1,а – 4,а и принципиальных схем на рис. 1,б и с – 4,б и с через параметры | | |
|---|---|--|
| L_1, M, L_2 электромагнитных схем на рис. 1,а – 4,а и принципиальных схем на рис. 1,б и с – 4,б и с | L_{s1}, L_{μ}, L'_{s2} Т-образных схем замещения на рис. 1,д – 4,д и рис. 5,а | $L_{\mu1}, L_s, L_{\mu2}$ П-образных схем замещения на рис. 1,е – 4,е и рис. 5,б |
| $L_1 = L_1$ | $L_1 = L_{s1} + L_{\mu}$ | $L_1 = \frac{L_{\mu1} \cdot (L_s + L_{\mu2})}{L_{\mu1} + L_s + L_{\mu2}}$ |
| $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ | $k = \frac{L_{\mu}}{\sqrt{(L_{s1} + L_{\mu}) \cdot (L_{\mu} + L'_{s2})}}$ | $k = \sqrt{\frac{L_{\mu1} \cdot L_{\mu2}}{(L_{\mu1} + L_s) \cdot (L_s + L_{\mu2})}}$ |
| $L_2 = L_2$ | $L_2 = \frac{L_{\mu} + L'_{s2}}{k_{tr}^2}$ | $L_2 = \frac{1}{k_{tr}^2} \cdot \frac{L_{\mu2} \cdot (L_{\mu1} + L_s)}{L_{\mu1} + L_s + L_{\mu2}}$ |

Таблица 3

| Расчет параметров L_{s1}, L_{μ}, L'_{s2} Т-образных схем замещения на рис. 1,д – 4,д и рис. 5,а через параметры | | |
|---|---|--|
| L_1, M, L_2 электромагнитных схем на рис. 1,а – 4,а и принципиальных схем на рис. 1,б и с – 4,б и с | L_1, k, L_2 электромагнитных схем на рис. 1,а – 4,а и принципиальных схем на рис. 1,б и с – 4,б и с | $L_{\mu1}, L_s, L_{\mu2}$ П-образных схем замещения на рис. 1,е – 4,е и рис. 5,б |
| $L_{s1} = L_1 - k_{tr}M$ | $L_{s1} = L_1 - k_{tr}k\sqrt{L_1 \cdot L_2}$ | $L_{s1} = \frac{L_{\mu1} \cdot L_s}{L_{\mu1} + L_s + L_{\mu2}}$ |
| $L_{\mu} = k_{tr}M$ | $L_{\mu} = k_{tr}k\sqrt{L_1 \cdot L_2}$ | $L_{\mu} = \frac{L_{\mu1} \cdot L_{\mu2}}{L_{\mu1} + L_s + L_{\mu2}}$ |
| $L'_{s2} = k_{tr}^2 L_2 - k_{tr}M$ | $L'_{s2} = k_{tr}^2 L_2 - k_{tr}k\sqrt{L_1 \cdot L_2}$ | $L'_{s2} = \frac{L_s \cdot L_{\mu2}}{L_{\mu1} + L_s + L_{\mu2}}$ |

Таблица 4

| Расчет параметров $L_{\mu1}, L_s, L_{\mu2}$ П-образных схем замещения на рис. 1,е – 4,е и рис. 5,б через параметры | | |
|--|---|---|
| L_1, M, L_2 электромагнитных схем на рис. 1,а – 4,а и принципиальных схем на рис. 1,б и с – 4,б и с | L_1, k, L_2 электромагнитных схем на рис. 1,а – 4,а и принципиальных схем на рис. 1,б и с – 4,б и с | L_{s1}, L_{μ}, L'_{s2} Т-образных схем замещения на рис. 1,д – 4,д и рис. 5,а |
| $L_{\mu1} = k_{tr} \cdot \frac{L_1 \cdot L_2 - M^2}{k_{tr} \cdot L_2 - M}$ | $L_{\mu1} = k_{tr} \cdot (1 - k^2) \cdot \frac{L_1 \cdot L_2}{k_{tr} \cdot L_2 - k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}}$ | $L_{\mu1} = L_{s1} + L_{\mu} + \frac{L_{s1} \cdot L_{\mu}}{L'_{s2}}$ |
| $L_s = k_{tr} \cdot \frac{L_1 \cdot L_2 - M^2}{M}$ | $L_s = k_{tr} \cdot \frac{1 - k^2}{k} \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}$ | $L_s = L_{s1} + L'_{s2} + \frac{L_{s1} \cdot L'_{s2}}{L_{\mu}}$ |
| $L_{\mu2} = k_{tr}^2 \cdot \frac{L_1 \cdot L_2 - M^2}{L_1 - k_{tr} \cdot M}$ | $L_{\mu2} = k_{tr}^2 \cdot (1 - k^2) \cdot \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 - k_{tr} \cdot k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}}$ | $L_{\mu2} = L_{\mu} + L'_{s2} + \frac{L_{\mu} \cdot L'_{s2}}{L_{s1}}$ |

Используя третью и четвертую части уравнения (25), и вторые части уравнений (26) и (27), преобразовав, получим ток $I_{\mu 1}$:

$$I_{\mu 1} = I_1 \cdot \frac{L_s + L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}} - I'_2 \cdot \frac{L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}}. \quad (28)$$

Подставляя формулу (28) во вторые части уравнений (27) и (26), найдем токи $I_{\mu 2}$ и I_s :

$$I_{\mu 2} = I_1 \cdot \frac{L_{\mu 1}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}} - I'_2 \cdot \frac{L_{\mu 1} + L_s}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}}; \quad (29)$$

$$I_s = I_1 \cdot \frac{L_{\mu 1}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}} + I'_2 \cdot \frac{L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}}. \quad (30)$$

Используя вторую и третью части уравнения (25), формулы (28) и (23), и то, что ток $I'_2 = I_2/k_{tr,phys} = I_2/k_{tr}$, преобразовав, получим выражение для взаимной индуктивности обмоток M :

$$M = \frac{1}{k_{tr,phys}} \cdot \frac{L_{\mu 1} \cdot L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}} = \frac{1}{k_{tr}} \cdot \frac{L_{\mu 1} \cdot L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}}. \quad (31)$$

С учетом выражений (1), (23), (24) и (31) коэффициент связи можно рассчитать по формуле:

$$k = \sqrt{\frac{L_{\mu 1} \cdot L_{\mu 2}}{(L_{\mu 1} + L_s) \cdot (L_s + L_{\mu 2})}}. \quad (32)$$

Уравнения (23), (24), (31) и (32) служат для выражения параметров схем трансформатора, изображенных на рис. 1,а-с и 2,а-с, через параметры П-образных схем замещения трансформатора, показанных на рис. 1,е и 2,е.

Обмотки одностипны и включены согласно.

Вектора $\underline{\Phi}_2$, \underline{U}_2 и \underline{I}_2 обозначены пунктирными линиями. Коэффициенты трансформации $k_{tr,phys} = k_{tr}$, $k_{tr,IT} = k_{tr}$. Уравнения Кирхгофа для падений напряжения в схемах на рис. 1,а-с и 2,а-с, и рис. 1,е и 2,е запишутся в виде:

$$\underline{U}_1 = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 = j\omega L_{\mu 1} I_{\mu 1} = j\omega L_s I_s + j\omega L_{\mu 2} I_{\mu 2}. \quad (33)$$

Ток I_s определяется по формулам:

$$I_s = I_1 - I_{\mu 1} = I_{\mu 2} + I'_2 = I_{\mu 2} - I_2/k_{tr,phys} = I_{\mu 2} - I_2/k_{tr}, \quad (34)$$

где ток $I'_2 = -I_2/k_{tr,phys} = -I_2/k_{tr}$.

Продлав аналогичные преобразования, как и для случая, рассмотренного выше, получим выражение для взаимной индуктивности обмоток M :

$$M = \frac{1}{k_{tr,phys}} \cdot \frac{L_{\mu 1} \cdot L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}} = \frac{1}{k_{tr}} \cdot \frac{L_{\mu 1} \cdot L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}}. \quad (35)$$

Обмотки разнотипны и включены встречно.

Вектора $\underline{\Phi}_2$, \underline{U}_2 и \underline{I}_2 обозначены пунктирными линиями. Коэффициенты трансформации $k_{tr,phys} = -k_{tr}$, $k_{tr,IT} = -k_{tr}$. Уравнения Кирхгофа для падений напряжения в схемах на рис. 3,а-с и 4,а-с, и рис. 3,е и 4,е запишутся в виде:

$$\underline{U}_1 = j\omega L_1 I_1 - j\omega M I_2 = j\omega L_{\mu 1} I_{\mu 1} = j\omega L_s I_s + j\omega L_{\mu 2} I_{\mu 2}. \quad (36)$$

Ток I_s определяется по формулам:

$$I_s = I_1 - I_{\mu 1} = I_{\mu 2} + I'_2 = I_{\mu 2} - I_2/k_{tr,phys} = I_{\mu 2} + I_2/k_{tr}. \quad (37)$$

Здесь ток $I'_2 = -I_2/k_{tr,phys} = I_2/k_{tr}$.

Продлав аналогичные преобразования, как и для предыдущих случаев, получим выражение для взаимной индуктивности обмоток M :

$$M = -\frac{1}{k_{tr,phys}} \cdot \frac{L_{\mu 1} \cdot L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}} = -\frac{1}{k_{tr}} \cdot \frac{L_{\mu 1} \cdot L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}}. \quad (38)$$

Обмотки разнотипны и включены согласно.

Вектора $\underline{\Phi}_2$, \underline{U}_2 и \underline{I}_2 обозначены сплошными линиями. Коэффициенты трансформации $k_{tr,phys} = -k_{tr}$, $k_{tr,IT} = -k_{tr}$. Уравнения Кирхгофа для падений напряжения в схемах на рис. 3,а-с и 4,а-с, и рис. 3,е и 4,е запишутся так:

$$\underline{U}_1 = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 = j\omega L_{\mu 1} I_{\mu 1} = j\omega L_s I_s + j\omega L_{\mu 2} I_{\mu 2}. \quad (39)$$

Ток I_s определяется по формулам:

$$I_s = I_1 - I_{\mu 1} = I_{\mu 2} + I'_2 = I_{\mu 2} + I_2/k_{tr,phys} = I_{\mu 2} - I_2/k_{tr}, \quad (40)$$

где ток $I'_2 = I_2/k_{tr,phys} = -I_2/k_{tr}$.

Продлав аналогичные преобразования, взаимная индуктивности обмоток M будет равна:

$$M = -\frac{1}{k_{tr,phys}} \cdot \frac{L_{\mu 1} \cdot L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}} = \frac{1}{k_{tr}} \cdot \frac{L_{\mu 1} \cdot L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}} \quad (41)$$

Разделив уравнения (24) и (23) на уравнение (31), получим выражения для нахождения $L_{\mu 1}$ и $L_{\mu 2}$:

$$L_{\mu 1} = L_s \cdot \frac{M}{k_{tr} \cdot L_2 - M}; \quad (42)$$

$$L_{\mu 2} = L_s \cdot \frac{k_{tr} \cdot M}{L_1 - k_{tr} \cdot M}. \quad (43)$$

Подставляя выражения (42) и (43) в формулу (31) и используя уравнение (1), найдем индуктивность L_s :

$$L_s = k_{tr} \cdot \frac{L_1 \cdot L_2 - M^2}{M} = k_{tr} \cdot \frac{1 - k^2}{k} \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}. \quad (44)$$

Подставляя формулу (44) в выражения (42) и (43) и используя уравнение (1), запишем значения индуктивностей $L_{\mu 1}$ и $L_{\mu 2}$ в виде

$$L_{\mu 1} = k_{tr} \cdot \frac{L_1 L_2 - M^2}{k_{tr} L_2 - M} = k_{tr} (1 - k^2) \cdot \frac{L_1 \cdot L_2}{k_{tr} L_2 - k \sqrt{L_1 L_2}}; \quad (45)$$

$$L_{\mu 2} = k_{tr}^2 \cdot \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 - k_{tr} M} = k_{tr}^2 (1 - k^2) \cdot \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 - k_{tr} k \sqrt{L_1 L_2}}. \quad (46)$$

Токи в П-образной схеме замещения трансформатора могут быть найдены по формулам:

$$I_{\mu 1} = \frac{\underline{U}_1}{\omega \cdot L_{\mu 1}}; \quad I_{\mu 2} = \frac{k_{tr} \cdot \underline{U}_2}{\omega \cdot L_{\mu 2}}; \quad I_s = I_1 - \frac{\underline{U}_1}{\omega \cdot L_{\mu 1}}. \quad (47)$$

Формулы (44) – (46) используются для выражения параметров П-образных схем замещения трансформатора, показанных на рис. 1,д – 4,д, через параметры схем трансформатора, представленных на рис. 1,а-с – 4,а-с.

Из анализа уравнения (42) следует, что в частном случае, когда безразмерный комплекс $\pi_2 = 1$, то величина $L_{\mu 1} = \infty$ и П-образная схема замещения вырождается в Г-образную схему замещения. При этом $L_s = (1 - k^2)L_1$ и для данных условий использование Г-образной схемы замещения корректно.

Аналогично, из уравнения (43) вытекает, что в частном случае, когда безразмерный комплекс $\pi_1 = 1$, то величина $L_{\mu 2} = \infty$ и П-образная схема замещения вырождается в зеркально отраженную Г-образную схему замещения. При этом индуктивность $L_s = (1/k^2 - 1) \cdot L_1$ и при данных условиях корректно использование зеркально отраженной Г-образной схемы замещения.

При условии $k = 1$, соответствующему совершенному трансформатору, из уравнения (44) получаем $L_s = 0$. При этом $k_{tr} = \sqrt{L_1/L_2}$, $L_{\mu 1}$ и $L_{\mu 2}$ включены параллельно, а формулы (45) и (46) для определения $L_{\mu 1}$ и $L_{\mu 2}$ содержат неопределенность вида $0/0$. Предельный переход в этом случае дает $L_{\mu 1} = L_{\mu 2} = 2L_1 = 2k_{tr}^2 L_2$.

Другой способ получения совершенного трансформатора заключается в следующем. Приравняем в уравнении (32) правую часть единице и после преобразований получим более общее решение $L_s(L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}) = 0$, откуда следует, что $L_s = 0$ является только одним из решений и его реализовать на практике трудно, к нему можно лишь приближаться. Второе решение дает для совершенного трансформатора схему замещения, в которой $L_s = -(L_{\mu 1} + L_{\mu 2})$, что возможно только при $L_{\mu 1} + L_{\mu 2} < 0$, так как L_s является мерой суммарных потоков рассеяния и не может быть отрицательной величиной (см. уравнение (44)). Этот случай наблюдается при $\pi_1 < 1$ или $\pi_2 < 1$ и является некоторым аналогом синтезу по методу Бруне при замене "звезды" на "треугольник".

Исследование схем замещения с $L_{\mu 1} + L_{\mu 2} < 0$ является самостоятельной задачей и выходит за рамки этой статьи.

Отметим, что П-образная схема замещения трансформатора предпочтительней Т-образной схемы замещения, поскольку ее элементам можно придать физический смысл. В ней не требуется разделять единую индуктивность потоков рассеяния L_s на две искусственные составляющие, расщепление ветви намагничивания имеет физическое обоснование (каждая ветвь соответствует определенному участку магнитопровода) и она более полно отражает процессы, происходящие в трансформаторе [5, 9, 10, 16, 23].

Связь между параметрами Т- и П-образных схем замещения определяется известными формулами преобразования "звезды" в "треугольник" [14].

Таким образом, могут быть получены все уравнения связи между параметрами электромагнитной и принципиальных схем, и схем замещения двухобмоточного трансформатора. Сводка всех формул преобразования параметров одних схем в параметры других схем для реальных трансформаторов при $0 < k < 1$ приведена в табл. 1 – 4.

Из формул в таблицах следует, что часто используемые приближения, когда индуктивности рассеяния принимаются равными $L_{s1} = L'_{s2} = L_s/2$, или когда индуктивности цепей тока намагничивания принимаются равными $L_{\mu 1} = L_{\mu 2} = 2L_{\mu}$, являются весьма приближенными и их можно использовать только тогда, когда L_{s1} , L'_{s2} и L_s во много раз меньше $L_{\mu 1}$, $L_{\mu 2}$ и L_{μ} . И только при выполнении этого условия формулы (16) и (32) для расчета коэффициента связи могут быть записаны в виде:

$$k = 2L_{\mu}/(2L_{\mu} + L_s). \quad (48)$$

Т-ОБРАЗНЫЕ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ БЕЗ ИДЕАЛЬНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Если схемы замещения не содержат идеальный трансформатор, то направления векторов тока и

напряжения на входе и выходе схем замещения должны совпадать с направлениями векторов тока и напряжения на входе и выходе электромагнитных и принципиальных схем.

Обмотки одноступенчатые и включены встречно.

Этому случаю соответствуют рис. 1,а-с и 2,а-с, и рис. 5,а. Вектора Φ_2 , \underline{U}_2 и \underline{I}_2 обозначены сплошными линиями. Коэффициенты трансформации $k_{tr,phys} = k_{tr}$.

При принятых на рис. 5,а положительных направлениях токов, имеем:

$$\underline{I}_{\mu} = \underline{I}_1 - \underline{I}'_2 = \underline{I}_1 - \underline{I}_2/k_{tr,phys} = \underline{I}_1 - \underline{I}_2/k_{tr}. \quad (49)$$

Уравнения Кирхгофа для падений напряжения в схемах на рис. 1,а-с и 2,а-с, и рис. 5,а принимают вид:

$$\underline{U}_1 = j \cdot \omega \cdot L_1 \cdot \underline{I}_1 - j \cdot \omega \cdot M \cdot \underline{I}_2 = j \cdot \omega \cdot L_{s1} \cdot \underline{I}_1 + j \cdot \omega \cdot L_{\mu} \cdot \underline{I}_{\mu}. \quad (50)$$

После преобразования, с учетом выражений (49) и (3), из уравнения (50) можно получить выражение для взаимной индуктивности обмоток на рис. 1,а-с и 2,а-с, и рис. 5,а:

$$M = L_{\mu}/k_{tr,phys} = L_{\mu}/k_{tr}. \quad (51)$$

Обмотки одноступенчатые и включены согласно.

Этому случаю соответствуют рис. 1,а-с и 2,а-с, и рис. 5,а. Вектора Φ_2 , \underline{U}_2 и \underline{I}_2 обозначены пунктирными линиями. Коэффициенты трансформации $k_{tr,phys} = k_{tr}$.

При принятых на рис. 5,а положительных направлениях токов

$$\underline{I}_{\mu} = \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 = \underline{I}_1 + \underline{I}_2/k_{tr,phys} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2/k_{tr}. \quad (52)$$

Уравнения Кирхгофа для падений напряжения в схемах на рис. 1,а-с и 2,а-с, и рис. 5,а имеют вид:

$$\underline{U}_1 = j \cdot \omega \cdot L_1 \cdot \underline{I}_1 + j \cdot \omega \cdot M \cdot \underline{I}_2 = j \cdot \omega \cdot L_{s1} \cdot \underline{I}_1 + j \cdot \omega \cdot L_{\mu} \cdot \underline{I}_{\mu}. \quad (53)$$

После преобразования, с учетом выражений (52) и (3), из уравнения (53) получим выражение для взаимной индуктивности обмоток на рис. 1,а-с и 2,а-с, и рис. 5,а:

$$M = L_{\mu}/k_{tr,phys} = L_{\mu}/k_{tr}. \quad (54)$$

Обмотки разнотипные и включены встречно.

Этому случаю соответствуют рис. 3,а-с и 4,а-с, и рис. 5,а. Вектора Φ_2 , \underline{U}_2 и \underline{I}_2 обозначены пунктирными линиями. Коэффициенты трансформации $k_{tr,phys} = -k_{tr}$.

При принятых на рис. 5,а положительных направлениях токов, имеем:

$$\underline{I}_{\mu} = \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 = \underline{I}_1 + \underline{I}_2/k_{tr,phys} = \underline{I}_1 - \underline{I}_2/k_{tr}. \quad (55)$$

Уравнения Кирхгофа для падений напряжения в схемах на рис. 1,а-с и 2,а-с, и рис. 5,а примут вид:

$$\underline{U}_1 = j \cdot \omega \cdot L_1 \cdot \underline{I}_1 - j \cdot \omega \cdot M \cdot \underline{I}_2 = j \cdot \omega \cdot L_{s1} \cdot \underline{I}_1 + j \cdot \omega \cdot L_{\mu} \cdot \underline{I}_{\mu}. \quad (56)$$

После преобразования, с учетом выражений (55) и (3), из уравнения (56) определим выражение для взаимной индуктивности обмоток на рис. 1,а-с и 2,а-с, и рис. 5,а:

$$M = -L_{\mu}/k_{tr,phys} = L_{\mu}/k_{tr}. \quad (57)$$

Обмотки разнотипные и включены согласно.

Этому случаю соответствуют рис. 3,а-с и 4,а-с, и рис. 5,а. Вектора Φ_2 , \underline{U}_2 и \underline{I}_2 обозначены сплошными линиями. Коэффициенты трансформации $k_{tr,phys} = -k_{tr}$.

При принятых на рис. 5,а положительных направлениях токов

$$\underline{I}_{\mu} = \underline{I}_1 - \underline{I}'_2 = \underline{I}_1 - \underline{I}_2/k_{tr,phys} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2/k_{tr}. \quad (58)$$

Уравнения Кирхгофа для падений напряжения в схемах на рис. 1,а-с и 2,а-с, и рис. 5,а имеют вид:

$$\underline{U}_1 = j \cdot \omega \cdot L_1 \cdot \underline{I}_1 + j \cdot \omega \cdot M \cdot \underline{I}_2 = j \cdot \omega \cdot L_{s1} \cdot \underline{I}_1 + j \cdot \omega \cdot L_{\mu} \cdot \underline{I}_{\mu}. \quad (59)$$

После преобразования, с учетом выражений (58) и (3), из уравнения (59) получим выражение для вза-

имной индуктивности обмоток на рис. 1,а-с и 2,а-с, и рис. 5,а:

$$M = -L_{\mu}/k_{tr,phys} = L_{\mu}/k_{tr}. \quad (60)$$

Таким образом, величина M также остается положительной.

П-ОБРАЗНЫЕ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ БЕЗ ИДЕАЛЬНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Обмотки одностипны и включены встречно.

Вектора Φ_2 , \underline{U}_2 и \underline{I}_2 обозначены сплошными линиями. Коэффициенты трансформации $k_{tr,phys} = k_{tr}$. Уравнения Кирхгофа для падений напряжения в схемах на рис. 1,а-с и 2,а-с, и рис. 5,б будут выглядеть так:

$$\underline{U}_1 = j\omega L_1 \underline{I}_1 - j\omega M \underline{I}_2 = j\omega L_{\mu 1} \underline{I}_{\mu 1} = j\omega L_s \underline{I}_s + j\omega L_{\mu 2} \underline{I}_{\mu 2}. \quad (61)$$

Ток \underline{I}_s можно определить по формулам:

$$\underline{I}_s = \underline{I}_1 - \underline{I}_{\mu 1} = \underline{I}_{\mu 2} + \underline{I}'_2 = \underline{I}_{\mu 2} + \underline{I}_2/k_{tr,phys} = \underline{I}_{\mu 2} + \underline{I}_2/k_{tr}, \quad (62)$$

где ток $\underline{I}'_2 = \underline{I}_2/k_{tr,phys} = \underline{I}_2/k_{tr}$.

Проделав аналогичные преобразования, как и для случая схемы замещения с идеальным трансформатором, когда обмотки одностипны и включены согласно, получим выражение для взаимной индуктивности обмоток M :

$$M = \frac{1}{k_{tr,phys}} \cdot \frac{L_{\mu 1} \cdot L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}} = \frac{1}{k_{tr}} \cdot \frac{L_{\mu 1} \cdot L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}}. \quad (63)$$

Обмотки одностипны и включены согласно.

Вектора Φ_2 , \underline{U}_2 и \underline{I}_2 обозначены пунктирными линиями. Коэффициенты трансформации $k_{tr,phys} = k_{tr}$. Уравнения Кирхгофа для падений напряжения в схемах на рис. 1,а-с и 2,а-с, и рис. 5,б запишутся в виде:

$$\underline{U}_1 = j\omega L_1 \underline{I}_1 + j\omega M \underline{I}_2 = j\omega L_{\mu 1} \underline{I}_{\mu 1} = j\omega L_s \underline{I}_s + j\omega L_{\mu 2} \underline{I}_{\mu 2}. \quad (64)$$

Ток \underline{I}_s можно определить по формулам:

$$\underline{I}_s = \underline{I}_1 - \underline{I}_{\mu 1} = \underline{I}_{\mu 2} - \underline{I}'_2 = \underline{I}_{\mu 2} - \underline{I}_2/k_{tr,phys} = \underline{I}_{\mu 2} - \underline{I}_2/k_{tr}. \quad (65)$$

Здесь ток $\underline{I}'_2 = \underline{I}_2/k_{tr,phys} = \underline{I}_2/k_{tr}$.

Проделав аналогичные преобразования, получим выражение для взаимной индуктивности обмоток M :

$$M = \frac{1}{k_{tr,phys}} \cdot \frac{L_{\mu 1} \cdot L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}} = \frac{1}{k_{tr}} \cdot \frac{L_{\mu 1} \cdot L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}}. \quad (66)$$

Обмотки разнотипны и включены встречно.

Вектора Φ_2 , \underline{U}_2 и \underline{I}_2 обозначены пунктирными линиями. Коэффициенты трансформации $k_{tr,phys} = -k_{tr}$. Уравнения Кирхгофа для падений напряжения в схемах на рис. 1,а-с и 2,а-с, и рис. 5,б имеют вид:

$$\underline{U}_1 = j\omega L_1 \underline{I}_1 - j\omega M \underline{I}_2 = j\omega L_{\mu 1} \underline{I}_{\mu 1} = j\omega L_s \underline{I}_s + j\omega L_{\mu 2} \underline{I}_{\mu 2}. \quad (67)$$

Ток \underline{I}_s можно определить по формулам:

$$\underline{I}_s = \underline{I}_1 - \underline{I}_{\mu 1} = \underline{I}_{\mu 2} - \underline{I}'_2 = \underline{I}_{\mu 2} - \underline{I}_2/k_{tr,phys} = \underline{I}_{\mu 2} + \underline{I}_2/k_{tr}, \quad (68)$$

где ток $\underline{I}'_2 = \underline{I}_2/k_{tr,phys} = -\underline{I}_2/k_{tr}$.

Проделав такие же преобразования, получим выражение для взаимной индуктивности обмоток M :

$$M = -\frac{1}{k_{tr,phys}} \cdot \frac{L_{\mu 1} \cdot L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}} = \frac{1}{k_{tr}} \cdot \frac{L_{\mu 1} \cdot L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}}. \quad (69)$$

Обмотки разнотипны и включены согласно.

Вектора Φ_2 , \underline{U}_2 и \underline{I}_2 обозначены сплошными линиями. Коэффициенты трансформации $k_{tr,phys} = -k_{tr}$. Уравнения Кирхгофа для падений напряжения в схемах на рис. 1,а-с и 2,а-с, и рис. 5,б будут выглядеть так:

$$\underline{U}_1 = j\omega L_1 \underline{I}_1 + j\omega M \underline{I}_2 = j\omega L_{\mu 1} \underline{I}_{\mu 1} = j\omega L_s \underline{I}_s + j\omega L_{\mu 2} \underline{I}_{\mu 2}. \quad (70)$$

Ток \underline{I}_s можно определить по формулам:

$$\underline{I}_s = \underline{I}_1 - \underline{I}_{\mu 1} = \underline{I}_{\mu 2} + \underline{I}'_2 = \underline{I}_{\mu 2} + \underline{I}_2/k_{tr,phys} = \underline{I}_{\mu 2} - \underline{I}_2/k_{tr}, \quad (71)$$

где ток $\underline{I}'_2 = \underline{I}_2/k_{tr,phys} = -\underline{I}_2/k_{tr}$.

Проделав аналогичные преобразования, получим выражение для взаимной индуктивности обмоток M :

$$M = -\frac{1}{k_{tr,phys}} \cdot \frac{L_{\mu 1} \cdot L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}} = \frac{1}{k_{tr}} \cdot \frac{L_{\mu 1} \cdot L_{\mu 2}}{L_{\mu 1} + L_s + L_{\mu 2}}. \quad (72)$$

Здесь величина M также остается положительной.

УРАВНЕНИЯ СВЯЗИ МЕЖДУ ОБМОТКАМИ РАЗНЫХ ФАЗ ТРЕХФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

В трехфазном трансформаторе уравнения связи между параметрами первичной и вторичной обмоток каждой фазы остаются такими же, как и для однофазного трансформатора. Рассмотрим уравнения связи между обмотками разных фаз трехфазного трансформатора при первом и втором подходах.

Для простоты изложения, примем допущение, что схема соединения первичных и вторичных обмоток "звезда" – "звезда" и параметры обмоток разных фаз трансформатора одинаковы. Это строго соблюдается только в симметричных пространственных конструкциях магнитопроводов трансформаторов. В традиционных же конструкциях трансформаторов, см. рис. 7, параметры обмоток на крайних стержнях и параметры обмоток на центральном стержне несколько отличны друг от друга.

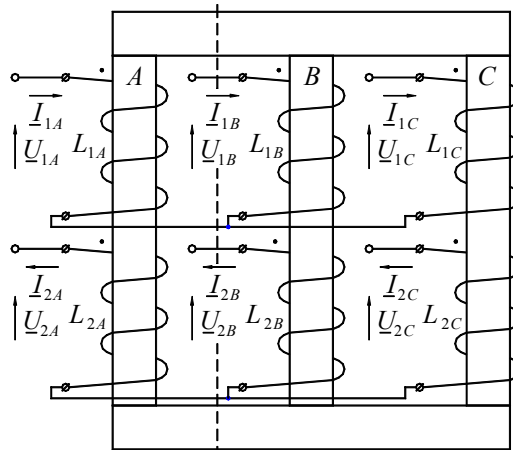


Рис. 7. Трехфазный трансформатор.

Первый подход. Запишем уравнения Кирхгофа для токов, протекающих в первичных \underline{I}_{1A} , \underline{I}_{1B} , \underline{I}_{1C} и вторичных \underline{I}'_{2A} , \underline{I}'_{2B} , \underline{I}'_{2C} обмотках фаз A , B и C :

$$\underline{I}_{1A} + \underline{I}_{1B} + \underline{I}_{1C} = 0; \quad (73)$$

$$\underline{I}'_{2A} + \underline{I}'_{2B} + \underline{I}'_{2C} = 0. \quad (74)$$

Вычитая почленно уравнение (74) из уравнения (73), получим уравнение для токов намагничивания этих фаз $\underline{I}_{\mu A}$, $\underline{I}_{\mu B}$, $\underline{I}_{\mu C}$:

$$\underline{I}_{\mu A} + \underline{I}_{\mu B} + \underline{I}_{\mu C} = 0. \quad (75)$$

В режиме холостого хода трансформатора токи

$$\underline{I}_{1A} = \underline{I}_{\mu A}; \quad \underline{I}_{1B} = \underline{I}_{\mu B}; \quad \underline{I}_{1C} = \underline{I}_{\mu C}; \quad (76)$$

$$\underline{I}'_{2A} = \underline{I}'_{2B} = \underline{I}'_{2C} = 0 \quad (77)$$

и уравнение Кирхгофа для напряжения фазы A в режиме холостого хода будет выглядеть так:

$$\underline{U}_{1A} = j\omega L_{1A(1)} \underline{I}_{\mu A} - j\omega M_{1AB(1)} \underline{I}_{\mu B} - j\omega M_{1AC(1)} \underline{I}_{\mu C}, \quad (78)$$

где \underline{U}_{1A} – питающее напряжение первичной обмотки трансформатора фазы A ; $L_{1A(1)}$ – индуктивность первичной обмотки фазы A , измеряемая при подключении к сети только этой обмотки при разомкнутых всех

остальных обмотках всех фаз; M_{1AB} , M_{1AC} – взаимные индуктивности первичных обмоток фаз AB и AC .

Если в первом приближении принять, что $M_{1AB} \approx M_{1AC} = M_{1ph-ph}$ для всех пар первичных обмоток (здесь M_{1ph-ph} – взаимная индуктивность между первичными обмотками двух фаз), а из уравнения (75) выразить ток $I_{\mu A} = -(I_{\mu B} + I_{\mu C})$, то уравнение (78) можно представить в виде:

$$\underline{U}_{1A} \approx j\omega(L_{1A(I)} + M_{1ph-ph})I_{\mu A}. \quad (79)$$

Второй подход. Данный подход используют электромеханики, сводя расчет трехфазного трансформатора к расчету однофазного. Они исходят из того, что если в трехфазном трансформаторе отсечь две фазы и замкнуть образовавшийся однофазный магнитопровод магнитным шунтом с нулевым магнитным сопротивлением, по месту пунктирной линии на рис. 3, то электромагнитные процессы в оставшейся фазе не изменятся. Это, безусловно, справедливо для магнитно-уравновешенных ненасыщенных магнитопроводов трансформаторов, так как в этом случае разность магнитных потенциалов между точками сопряжения магнитопроводов фаз равна нулю.

При данном подходе индуктивность обмотки фазы с одним участком магнитопровода $L_{1A(II)}$ для симметричного трехфазного трансформатора в полтора раза больше, чем индуктивность $L_{1A(I)}$, определяемая при первом подходе для всего магнитопровода с двумя участками, включенными параллельно (части магнитопровода фаз B и C), и включенным последовательно с ними третьим участком (часть магнитопровода фазы A). Для несимметричных трансформаторов это соотношение выполняется приближенно.

Индуктивность первичной обмотки фазы при втором подходе равна:

$$L_{1A(II)} = 1,5L_{1A(I)}, \quad (80)$$

а напряжение \underline{U}_{1A} в режиме холостого хода при втором подходе определяется из выражения:

$$\underline{U}_{1A} = j\omega L_{1A(II)}I_{\mu A} \approx 1,5j\omega L_{1A(I)}I_{\mu A}. \quad (81)$$

Приравняв выражения (79) и (81) получим, что оба подхода дают одинаковый результат при

$$M_{1ph-ph} \approx 0,5L_{1A(I)}. \quad (82)$$

Если индуктивности в первом подходе $L_{1A(I)} \approx L_{1B(I)} \approx L_{1C(I)} = L_{1ph-ph(I)}$, то взаимная индуктивность между первичными обмотками двух фаз

$$M_{1ph-ph} \approx 0,5L_{1ph-ph(I)}. \quad (83)$$

Формулы (1), (82) и (83) позволяют найти коэффициент связи между первичными обмотками фаз A и B :

$$\begin{aligned} k_{1AB} &\approx \frac{M_{1ph-ph}}{\sqrt{L_{1A(I)}L_{1B(I)}}} = \frac{M_{1ph-ph}}{\sqrt{L_{1ph-ph(I)}^2}} = \\ &= \frac{0,5L_{1ph-ph(I)}}{L_{1ph-ph(I)}} = 0,5. \end{aligned} \quad (84)$$

Если $k_{1AB} \approx k_{1AC} \approx k_{1BC} = k_{1ph-ph}$, то коэффициент связи между первичными обмотками фаз будет равен:

$$k_{1ph-ph} \approx 0,5. \quad (85)$$

Если при втором подходе индуктивности первичных обмоток фаз $L_{1A(II)} \approx L_{1B(II)} \approx L_{1C(II)} = L_{1ph-ph(II)}$, то индуктивность обмотки одной фазы при втором подходе будет равна:

$$L_{1ph-ph(II)} \approx 1,5L_{1ph-ph(I)}. \quad (86)$$

Эти формулы остаются справедливыми и при работе трансформатора под нагрузкой.

Если обозначить индуктивности вторичных обмоток в первом подходе $L_{2A(I)} \approx L_{2B(I)} \approx L_{2C(I)} = L_{2ph-ph(I)}$, то можно показать, что и для вторичных обмоток, и для междофазных пар первичных и вторичных обмоток (индекс 1-2), имеют место аналогичные соотношения:

$$k_{ph-ph} \approx k_{1ph-ph} \approx k_{2ph-ph} \approx k_{1-2ph-ph} \approx 0,5; \quad (87)$$

$$M_{2ph-ph} \approx 0,5L_{2ph-ph(I)}; \quad (88)$$

$$L_{2ph-ph(II)} = 1,5L_{2ph-ph(I)}. \quad (89)$$

С использованием формулы (1) и (87):

$$\begin{aligned} M_{1-2ph-ph} &\approx k_{1-2ph-ph} \sqrt{L_{1ph-ph(I)}L_{2ph-ph(I)}} \approx \\ &\approx 0,5 \sqrt{L_{1ph-ph(I)}L_{2ph-ph(I)}}. \end{aligned} \quad (90)$$

Формулы (83), (85) – (90) дают в первом приближении все уравнения связи между обмотками фаз трехфазного трансформатора.

Таким образом, при первом подходе в трехфазном трансформаторе рассматривают все три фазы с коэффициентом связи между обмотками различных фаз $k_{ph-ph} = 0,5$ и коэффициентом связи между первичной и вторичной обмоткой каждой конкретной фазы, равным k , как в однофазных трансформаторах, и решают уравнения Кирхгофа для всех ветвей и узлов всех трех фаз с 15 взаимными индуктивностями, определяемыми по уравнениям (83), (88) и (90). Этот подход применяют специалисты в области преобразовательной техники и электрических цепей.

Если рассматривать одну фазу и коэффициент связи между первичной и вторичной обмотками равным k , как в однофазных трансформаторах, а индуктивности первичной и вторичной обмоток фаз принимать равными величинам $L_{1ph-ph(II)}$ и $L_{2ph-ph(II)}$, определяемым по формулам (86) и (89), то после этого можно перейти от этих параметров к параметрам одной из схем замещения однофазного трансформатора (см. табл. 3 и 4). Необходимо отметить, что индуктивности $L_{1ph-ph(II)}$ и $L_{2ph-ph(II)}$ обычно не рассчитываются по формулам (86) и (89), а определяются непосредственно из геометрии трансформатора. Сначала находят величины L_{μ} , L_s и т.д., и лишь затем, по формулам из табл. 1 – 4, находят индуктивности $L_{1ph-ph(II)}$ и $L_{2ph-ph(II)}$. Уравнения (86) и (89) дают соотношение между индуктивностями в первом и втором подходах.

В общем случае, если вместо векторов действующих значений токов и напряжений \underline{I} и \underline{U} в электромагнитных, принципиальных схемах и схемах замещения трансформаторов использовать их мгновенные значения i и u , то в уравнениях Кирхгофа вместо выражений $j\omega L\underline{I}$ и $j\omega M\underline{I}$ нужно подставлять соответственно выражения Ldi/dt и Mdi/dt . Результат при этом не изменится. Поэтому все полученные формулы справедливы для нелинейных систем и нелинейных токов, когда магнитопровод трансформатора насыщен или присутствуют высшие гармоники тока. В общем случае многие индуктивности при наличии ферромагнитного магнитопровода являются нелинейными и в уравнениях Кирхгофа нужно использовать не статические, а динамические индуктивности [13]. Но при этом все полученные формулы также остаются неизменными.

ВЫВОД

Выведены уравнения связи между всеми параметрами электромагнитных и принципиальных схем трансформаторов (двух магнитно-связанных контуров), и гальванически связанных и не имеющих магнитных связей Т- и П-образных схем замещения двухобмоточных трансформаторов. Этот подход применим и для двухобмоточных реакторов.

Полученные формулы позволяют избавиться от затруднений разработчиков преобразовательных устройств, применяющих электромагнитные и принципиальные схемы трансформаторов, и разработчиков электромагнитных элементов, использующих их схемы замещения, объединив различные подходы при расчете трансформаторов.

Систематизированы правила расстановки знаков в уравнениях трансформаторов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники.– М.: Высш. шк., 1964.– 750 с.
- [2] Боев В.М. Теоретическое обоснование однозначности построения векторной диаграммы двухобмоточного трансформатора // Электротехніка і Електромеханіка.– 2002.– № 2.– С. 75-79.
- [3] Гейзер А.А. Использование некоторых выражений закона электромагнитной индукции // Электричество.– 1996.– № 10.– С. 73-76.
- [4] Гиллемин Э.А. Синтез пассивных цепей: М.: Связь, 1970.– 720 с.
- [5] Карни Ш. Теория цепей. Анализ и синтез: М.: Связь, 1973.– 368 с.
- [6] Китаев А.В. Причины спора по описанию поведения трансформатора // Техническая электродинамика.– 1998.– № 3.– С. 74-76.
- [7] Коген-Далин В.В. Система условно-положительных направлений физических величин, определяющих режим в электрических и магнитных цепях. Методическое пособие.– М.: МЭИ, 1977.– 24 с.
- [8] Кузьмин В.В. Шпатенко Т.В. Об ошибках, допущенных при постановке проблемы "выбора условно положительных направлений" // Электротехніка і Електромеханіка.– 2004.– № 1.– С. 77-82.
- [9] Лейтес Л.В., Пинцов А.М. Схемы замещения многообмоточных трансформаторов.– М.: Энергия, 1974.– 192 с.
- [10] Лейтес Л.В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов.– М.: Энергия, 1981.– 392 с.
- [11] Ли Цзылян, Чень Вей. О выборе условно положительных направлений электрических величин при анализе схем трансформаторов // Электричество.– 1995.– № 5.– С. 64-67.
- [12] Марквардт Е.Г. Электромагнитные расчеты трансформаторов.– М.: ОНТИ, 1938.– 136 с.
- [13] Методика расчета дросселей входного и выходного фильтров сварочных инверторных источников питания при использовании стандартных магнитопроводов / И.В. Пентегов, С.Н. Мещеряк, М.В. Турты, С.В. Рымар // Автоматическая сварка.– 1997.– № 4.– С. 34-39.
- [14] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники: В 2 т.– М.–Л.: Энергия, 1959.– Т. 1: Физические основы электротехники и теория цепей постоянного тока.– 296 с.
- [15] Пентегов И.В., Рымар С.В. Метод расчета тока холостого хода трансформатора, ориентированный на использование в САПР // Техническая электродинамика.– 1996.– № 1.– С. 39-45.
- [16] Пентегов И.В., Рымар С.В. Построение схем замещения и векторных диаграмм сварочных трансформаторов // Автоматическая сварка.– 1996.– № 4.– С. 23-31.
- [17] Сахно Л.И. К вопросу о схеме замещения трехобмоточного трансформатора // Электричество.– 2003.– № 8.– С. 25-33.
- [18] Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания: Пер. с англ.– М.: Энергоатомиздат, 1988.– 294 с.
- [19] Сенилов Г.Н., Стиблер М. Новая формула энергии двух магнитно-связанных контуров // Электротехника.– 1997.– № 6.– С. 61-62.
- [20] Сешу С., Балабанян Н. Анализ линейных цепей: Пер. с англ.– М.–Л.: Госэнергоиздат, 1963.– 551 с.
- [21] Basso C. Leakage Inductance. Living With Leakage Elements in Flyback Converters // P.C.I.M.– 1999.– April.– P. 11-21.
- [22] Brune O. Synthesis of a finite Two Terminal Network Whose Driving Point Impedance Is a Prescribed Function of Frequency // J. Math. Phys.– August 1931.– V. 10, № 3.– P. 191-236.
- [23] Cherry E.C. The duality between interlinked electric and magnetic circuits and the formation of transformer equivalent circuits // The Proc. Phys. Soc.– 1949.– V. 62, pt. 2, № 350 B.– P. 101-111.

Поступила 24.09.2004

ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНЫЙ ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ИСКРОВОЙ РАЗРЯДНИК

Бойко Н.И., д.т.н., Евдошенко Л.С., Зароченцев А.И., Иванов В.М.,
 Научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт "Молния"
 Национального технического университета "Харьковский политехнический институт",
 Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47 НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ",
 тел. (057)7076183, факс (057) 7076183, e-mail: eft@kpi.kharkov.ua

Наведені результати розробки та дослідження 4-канального іскрового газонаповненого розрядника - тригatrona. Електрична міцність зовнішньої поверхні оргстекляного корпусу розрядника підвищена за допомогою поліетиленової плівки. Розрядник використовувався як загострюючий при розряді модулю ємністю 0,15 мкФ на індуктивне навантаження 600 нГн. При заряді модулю до 400 кВ максимальний струм через розрядник склав 280 кА.

Приведены результаты разработки и исследования 4-канального искрового газонаполненного разрядника - тригatrona. Электрическая прочность наружной поверхности оргстеклянного корпуса разрядника усилена с помощью полиэтиленовой пленки. Разрядник использовался как обостряющий при разряде модуля емкостью 0,15 мкФ на индуктивную нагрузку 600 нГн. При заряде модуля до 400 кВ максимальный ток через разрядник составил 280 кА.

При эксплуатации высоковольтных (на рабочие напряжения до 400÷500 кВ) сильнотоочных (150÷300 кА) разрядников приходится сталкиваться с определенными неудобствами, связанными с тем, что наружная электрическая прочность таких разрядников, как правило, обеспечивается жидким диэлектриком или вакуумом [1, 2]. Целью данной работы было создание низкоиндуктивного разрядника на рабочее напряжение до 500 кВ, окружающей средой для которого служит воздух при атмосферном давлении. Ниже приведены результаты разработки 4-х-канального разрядника, наружная электрическая прочность корпуса которого усилена посредством полиэтиленовой пленки.

Конструкция разрядника приведена на рис. 1. Разрядник содержит 4 пары основных электродов 1 и 2, выполненных из стали Ст3. В рабочей части электроды 1 и 2 имеют диаметр 24 мм. Расстояние между электродами может изменяться от 8 до 14 мм путем замены сменной рабочей части 3 электрода 2. Стальные управляющие электроды 4 имеют диаметр 5 мм и размещены в отверстиях электродов 1 с радиальным зазором 1,5 мм, выступающая над их поверхностью на 0,2÷1 мм. Электроды 1 и 2 соосно размещены в отверстиях 5 диаметром 60 мм, выполненных в оргстеклянных блоках 6 и 7 толщиной 90 мм. Расстояние между осями смежных отверстий составляет 200 мм. На обращенных друг к другу гранях блоков 6 и 7 с помощью капролоновых шпилек М12 закреплены стальные фланцы 8, 9 (с отверстиями 5). Свинчивающиеся между собой втулки 10, 11 скрепляют фланцы 8, 9 и в конечном итоге блоки 6 и 7. Длина внутренней цилиндрической поверхности втулок 10, 11, обращенной к рабочей зоне разрядника, составляет ~70 мм, а ее внутренний диаметр – 42 мм.

На всех боковых поверхностях блоков 6, 7 выполнены пазы 12, 13, 14 шириной 10 мм и глубиной соответственно 25, 30 и 35 мм (см. рис.1). В упомянутые пазы и в паз между блоками 6 и 7 уложено по 80 листов полиэтиленовой пленки толщиной 80 мкм каждый. Наружные края листов выступают за боковую поверхность блоков 6 и 7 не менее чем на 330 мм с трех сторон, причем половина слоев пленки завернута

на верхнюю поверхность корпуса разрядника, а остальная часть пленки свисает под собственным весом вдоль боковой поверхности. С четвертой стороны длина пленки определяется длиной ошиновки подключения разрядника к элементам разрядного контура. При этом все слои пленки общей толщиной ~45 мм служат в качестве основной изоляции на полное рабочее напряжение разрядника ~450 кВ.

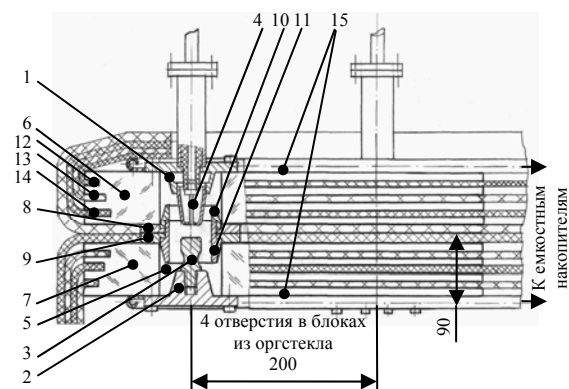


Рис. 1. Конструкция разрядника

Для гальванического соединения между собой основных электродов 1 и 2 одного потенциала служат 1 мм-вые алюминиевые листы 15. К последним прижаты фланцы основных электродов с помощью капролоновых шпилек М18, ввинченных в оргстеклянные блоки 6, 7. Края листов 15 оканчиваются стальными трубчатыми антикоронными экранами с диаметром скругления 48 мм.

Для увеличения ресурса разрядника рабочие части электродов 1, 2 выполнены сменными. В качестве изоляционного материала между электродами 1 и 4 служит капролон. Импульс поджига амплитудой 90÷110 кВ подавался одновременно на электроды 4 по кабелям РК 17-17. Через штуцеры во фланцах электродов 1 в рабочие зоны разрядника подавался элегаз под давлением от 0,6 до 1 МПа. Для замены отработанного элегаза служат штуцеры в электродах 2. Уплотняющие прокладки выполнены из резины.

Описываемый разрядник использовался при коммутации емкостного модуля генератора, собранного по схеме Фитча [3]. В модуле были последовательно соединены 8 конденсаторов емкостью $(1,2 \div 1,35)$ мкФ на 55 кВ каждый. Разрядник работал как обостряющий. При емкости модуля 0,15 мкФ и индуктивности нагрузки 600 нГн амплитуда разрядного тока составила 165 кА при напряжении срабатывания разрядника 400 кВ, а при короткозамкнутой нагрузке – 280 кА.

Втулки 10, 11 предохраняют внутреннюю диэлектрическую поверхность разрядника от попадания продуктов искрового разряда из рабочей зоны разрядника, что значительно повышает его ресурс. Разрядник отработал безаварийно не менее 10^4 импульсов, после чего находился в исправном состоянии.

Использование полиэтиленовой пленки для усиления наружной изоляции разрядника оказалось весьма удобным при эксплуатации разрядника и модуля в целом.

Для измерений использовался выполненный на базе резисторов ТВО-10 номиналом 470 Ом резистивный делитель напряжения, разработанный и изготовленный в НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ". Типичная осциллограмма напряжения на индуктивной нагрузке 600 нГн модуля приведена на рис. 2.

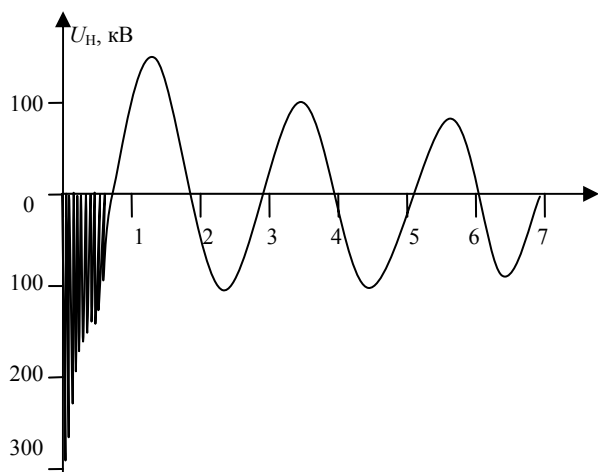


Рис. 2. Осциллограмма напряжения на индуктивной нагрузке модуля

Временные (коммутационные) характеристики разрядника исследовались с помощью оптоволоконных датчиков, укрепленных напротив отверстий 5 непосредственно на боковых поверхностях прозрачных оргстеклянных блоков 6, 7 разрядника. Сигналы с датчиков подавались на вход четырехканального широкополосного (500 МГц) осциллографа фирмы Tektronix. В процессе эксплуатации разрядника было опробовано два варианта поджига:

- управляющий электрод в низковольтном основном электроде разрядника;
- управляющий электрод в высоковольтном основном электроде разрядника.

Высоковольтный электрод разрядника в экспериментах всегда имел положительную полярность, а на управляющий электрод (при его размещении в низковольтном основном электроде разрядника) подавался

импульсный потенциал отрицательной полярности, что, как известно [2], затрудняет получение малых разбросов по времени срабатывания разрядников.

При первом варианте управления (через низковольтный электрод) результаты оказались хуже: разброс Δt_p во времени срабатывания разрядника модуля, заполненного элегазом под избыточным давлением до 1 МПа, составил при хорошей настройке от 10 нс до 170 нс. Под хорошей настройкой понимается режим работы вблизи напряжения самопробоя $U_{с.п.}$ триггеров ($U_{раб.}=(0,8 \div 0,9)U_{с.п.}$).

При втором варианте управления (управляющий электрод проходит через высоковольтный электрод) разброс составил $\Delta t_p=(0,2 \div 2,0)$ нс при хорошей настройке, а запаздывание срабатывания основного разрядного промежутка в каждом триггере относительно момента прихода импульса управления (поджига, запуска) было практически одинаковым (неразличимым по осциллограммам) и составило $(5 \div 10)$ нс.

В процессе работы разрядник несколько раз подвергался профилактической разборке, а затем сборке, в результате которых подтвердилась технологичность (удобство в обслуживании) разработанного варианта разрядника.

Созданный разрядник можно использовать как в качестве элемента высоковольтной цепи коммутирующего энергию из источника в нагрузку, так и в качестве закорачивающего ключа.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Афанасьев Б.А., Герасимов А.И., Кулешов Г.Д., Павловский А.И., Тананакин В.А., Цибереv В.П. Многоканальный кольцевой управляемый разрядник на 500 кВ // Приборы и техника эксперимента. – 1976. – № 3. – С. 136-137.
- [2] Ковальчук Б.М., Кремнев В.В., Поталицын Ю.Ф. Сильноточные наносекундные коммутаторы. Новосибирск: Наука. Сиб. отд-ние, 1979.
- [3] Бойко Н.И., Борцов А.В., Евдошенко Л.С., Зароченцев А.И., Иванов В.М., Рудаков В.В., Тур А.Н., Артюх В.Г. Низкоиндуктивная секция генератора мощных высоковольтных импульсов по схеме Фитча // Приборы и техника эксперимента. – 2005. – № 4. – С. 474-481.

Поступила 14.10.2005

РАДИАЦИОННАЯ СТОЙКОСТЬ КАБЕЛЕЙ ВНУТРЕННЕЙ ПРОКЛАДКИ ОБЩЕПРОМЫШЛЕННОГО ПРИМЕНЕНИЯ

Беспрозванных А.В., доц., к.т.н.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21 кафедра "Электроизоляционная и кабельная техника"
тел. (057) 70-76-010, e-mail: bezprozvannych@kpi.kharkov.ua

Набока Б.Г., проф., д.т.н.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21 кафедра "Электроизоляционная и кабельная техника"
тел. (057) 70-76-010, e-mail: naboka_@kpi.kharkov.ua

Морозова Е.В.,
ОАО "Одескабель"

Украина, 65013, Одесса, ул. Николаевская, 164, e-mail: morozova@Odescable.com.ua

Розглянуто вплив випромінюючої радіації на електричну ємність та кут діелектричних втрат загальнопромислових неекраниваних мережевих кабелів п'ятої категорії. Встановлено, що зміна ємності не перевищує 10% при дозі радіації до 30 Мрад. Критерій радіаційної стійкості з tgδ не витримується, починаючи з дози вище 10 Мрад. Кабелі з не радіаційно-модифікованою поліетиленою ізоляцією та полівінілхлоридною захисною оболонкою можуть працювати при дозах радіації до 10 Мрад.

Рассмотрено влияние радиационного излучения на электрическую емкость и тангенс угла диэлектрических потерь общепромышленных сетевых кабелей пятой категории. Установлено, что изменение емкости не превышает 10%. По tgδ критерий радиационной стойкости превышен при дозе выше 10 Мрад. Кабели общепромышленного применения с не радиационно-модифицированной полиэтиленовой изоляцией и поливинилхлоридной защитной оболочкой могут работать при дозах радиации до 10 Мрад.

ВВЕДЕНИЕ

Основными факторами, характеризующими условия эксплуатации кабелей и проводов на атомных электрических станциях (АЭС), являются потоки излучений высокой энергии и повышенные температуры. Они имеют максимальные значения в пределах активной зоны реактора и в непосредственной близости от нее. За пределами радиационной защиты реактора излучение приближается к фоновому, а температура - к температуре окружающей среды. При нормальных условиях эксплуатации излучение, воздействующее на кабели гермозоны, обусловлено нейтронным и γ -излучением. Мощность дозы излучения сильно изменяется в зависимости от конкретного расположения кабелей в реакторе или вблизи него. Обычно мощность дозы составляет 28 - 280 мкГр/с, т.е. 10 - 100 рад/ч. При средней мощности поглощенной дозы 140 мкГр/с (50 рад/ч) поглощенная доза за весь срок службы 40 лет достигает около 0,2-МГр (20 Мрад). Для нормальных условий эксплуатации характерны температура окружающей среды приблизительно 50°C и относительная влажность около 90%.

В процессе эксплуатации на АЭС не исключены аварии различной степени тяжести, которые могут приводить к повреждению оболочек одного или нескольких твэлов, а также к нарушению герметичности первого контура реактора. При этом возникает утечка теплоносителя, содержащего радиоактивные продукты, в помещения под защитной оболочкой ядерного реактора. Радиационные условия в аварийной ситуации будут определяться главным образом γ - и β -излучениями, испускаемыми при радиоактивном распаде продуктов деления. Мощность поглощенной дозы при этом будет изменяться во времени. В течение нескольких секунд после аварии мощность поглощенной дозы достигает максимального значения - около 2,8 кГр/с (10 Мрад/ч), а затем наблюдается постепен-

ный спад на протяжении около 1 года. В течение всего этого времени аварийное оборудование должно непрерывно функционировать. Поглощенная доза за этот период может достигнуть значения 5 МГр (500 Мрад). Аварийные условия характеризуются наличием пара под высоким давлением и при высокой температуре и непрерывным разбрызгиванием дезактивирующих растворов [1 - 5].

Кабели, специально предназначенные для работы в помещениях первого контура АЭС, имеют срок службы до 40 лет, радиационную стойкость к поглощенной дозе 0,5 - 1,5 МГр (50 - 150 Мрад) и действию дезактивирующих растворов, соответствуют требованиям по нераспространению горения и стойкости к действию пламени. Так, в системах внутреннего контроля за температурой и энерговыделением в активной зоне реакторов ВВЭР-440 и ВВЭР-1000 применяются измерительные кабели КПЭТИ с изоляцией и оболочками из термостабилизированного радиационно-модифицированного полиэтилена [6].

Цель статьи - анализ радиационной стойкости сетевых неэкранированных кабелей локальных вычислительных сетей с полиэтиленовой изоляцией и поливинилхлоридной защитной оболочкой.

КРИТЕРИИ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ

Работоспособность кабелей и проводов в условиях воздействия радиации определяется в основном свойствами применяемых в них электроизоляционных материалов (рис. 1) [7]. Под радиационной стойкостью материалов понимают способность сохранять физико-механические и электрические свойства на заданном уровне, который обеспечивает нормальную эксплуатацию кабеля (табл. 1) [8].

Оценку радиационной стойкости кабелей и проводов проводят путем их облучения с использованием гамма-источника при мощности поглощенной дозы до

2,7 Гр/с (45 рад/мин) и температуре 273 - 293 К на воздухе (табл. 2). Для имитации фонового излучения окружающей среды мощность дозы облучения не превышает 0,3 рад/мин.

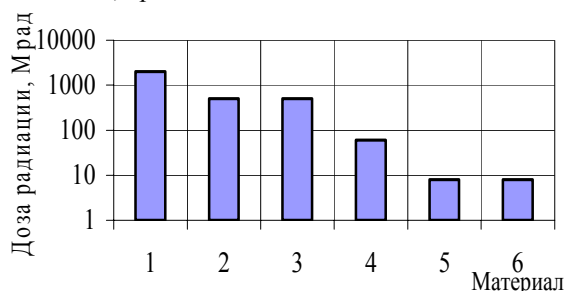


Рис. 1. Предельные значения разрушительных доз радиации для полимерных материалов: 1 - полиимид; 2 - полиэтилен; 3 - поливинилхлорид; 4 - полипропилен; 5 - полиамид; 6 - кремнийорганическая резина

Таблица 1
Критерии радиационной стойкости полимерных материалов по стандарту МЭК

| Контролируемый параметр | Изменение параметра, %, по отношению к исходному |
|------------------------------------|--|
| Разрушающее напряжение при разрыве | 25 или 50 |
| Удлинение при разрыве: | |
| жесткие материалы | 2 |
| эластомеры | 50 |
| гибкие пластики | 50 |
| Разрушающее напряжение при изгибе | 25 или 50 |
| Ударная вязкость | 25 или 50 |
| Остаточная деформация при сжатии | 25 или 50 |
| ρ_v, ρ_s | 10 |
| $E_{пр}$ | 10 или 50 |
| ϵ_r | ± 10 |
| $tg\delta$ | 25 или 50 |

Таблица 2
Промышленные высокоактивные ($\geq 3,7 \cdot 10^{10}$ Бк¹) источники гамма-излучения

| Тип источника | Радионуклид | Активность источника | Габариты (диаметр × высота), мм |
|---------------|-------------|----------------------|---------------------------------|
| ГИК-1 - 3 | Кобальт-60 | $1,1 \cdot 10^{11}$ | 6x7 |
| ГИК-2 - 5 | Кобальт-60 | $3,1 \cdot 10^{11}$ | 6x7 |
| ГИК-4 - 1 | Кобальт-60 | $6,4 \cdot 10^{11}$ | 11x12 |
| ГИК-5 - 3 | Кобальт-60 | $6,3 \cdot 10^{12}$ | 11x16,5 |
| ГИК-6 - 3 | Кобальт-60 | $1,1 \cdot 10^{14}$ | 26x27 |
| ГИК-8 - 4 | Кобальт-60 | $1,9 \cdot 10^{14}$ | 23x22,5 |
| ИГИ-Се-4-1 | Селен - 75 | $7,8 \cdot 10^{10}$ | 12,5x12,5 |
| ИГИ-Су-7 | Сурьма-124 | $1,3 \cdot 10^{11}$ | 6,7x55 |
| ИГИ-Це-3-1 | Цезий-134 | $1,5 \cdot 10^{11}$ | 12x10 |

¹ – Беккерель – единица активности радионуклида. 1Бк – один распад в секунду

МЕХАНИЗМЫ СТАРЕНИЯ КАБЕЛЕЙ ПОД ДЕЙСТВИЕМ РАДИАЦИИ

Под действием ионизирующего излучения происходит химическое и физическое старение полимерных материалов изоляции и оболочки кабеля. Основными механизмами химического старения является деление макромолекулярных цепей и процесс возникновения сшивок под действием реакции окисления. В процессе деления создаются две новые цепи после разрыва одной. Сшивка (возникновение перемычек) относится к

формированию ковалентных связей двух соседних макромолекул. Это приводит к росту поперечной плотности и формированию пространственной сетки.

Механизмами физического старения являются испарение и миграция пластификатора. Этот механизм старения в основном наблюдается у ПВХ-материалов, в которых обычно большое количество пластификатора (до 70%). Миграция пластификаторов наблюдается до тех пор, пока не наступит равновесия в перераспределении пластификатора в каждом слое.

ТЕСТОВЫЙ ОБЪЕКТ

Для оценки радиационной стойкости в качестве тестового объекта выбран сетевой неэкранированный кабель внутренней прокладки категории 5е. В таком кабеле защитная оболочка находится в непосредственном контакте с изоляцией 4-х пар проводников. Изоляция токопроводящих жил кабеля выполнена на основе полиэтилена низкой плотности. Для повышения стойкости к окислению под действием кислорода воздуха в современные полиэтиленовые композиции обязательно добавляют антиоксиданты.

Таблица 3

| Характеристики радионуклидов | | |
|-----------------------------------|--------------------|--|
| Радионуклид | Период полураспада | Вид и энергия излучения, МэВ (относительная интенсивность, %) |
| Кобальт – 60 (⁶⁰ Co) | 5,27 года | $E_{\beta} = 0,314 (99)$ $E_{\gamma} = 1,173 (100)$ $E_{\gamma} = 1,332 (100)$ |
| Селен – 75 (⁷⁵ Se) | 120 суток | $E_{\beta} = 0,265 (60)$ $E_{\gamma} = 0,136 (57)$ |
| Сурьма – 124 (¹²⁴ Sb) | 60,2 суток | $E_{\beta} = 2,31$ $E_{\gamma} = 0,603 (97)$ $E_{\gamma} = 1,691 (50)$ |
| Цезий – 134 (¹³⁴ Ce) | 2,06 года | $E_{\beta} = 0,662 (70)$ $E_{\gamma} = 0,796 (99)$ $E_{\gamma} = 0,605 (98)$ |
| Цезий – 137 (¹³⁷ Ce) | 30 лет | $E_{\beta} = 1,176 (5)$ $E_{\gamma} = 0,514 (95)$ $E_{\gamma} = 0,662 (85)$ |

Три образца кабеля длиной по 5 м, взятые из одной бухты, подверглись радиации. Первый образец получил дозу в 10 Мрад, второй - 20 Мрад и третий - 30 Мрад. Перед облучением и после измерялись емкость, тангенс угла диэлектрических потерь по схеме: каждый проводник относительно всех остальных, соединенных вместе, на частотах 0,1; 1; 10 и 1000 кГц. Такая схема измерения дает возможность контролировать $tg\delta$ изоляции проводника, свободного объема между проводником и всеми остальными, защитной оболочки, т.е. конструкции кабеля в целом [9 - 12].

После воздействия радиации выполнено тепловое старение образцов кабелей при температуре 160°C в течение 4 часов. До и после теплового старения проводилось измерение массы образцов.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ

После облучения исчез блеск в окраске, как электрической изоляции проводников, так и оболочки. На поверхности оболочки и изоляции появился "отлип" – маслянистые низкомолекулярные продукты разложения изоляции и оболочки. Характерные запахи легколетучих фракций наиболее осязаемы для образцов с дозой радиации 20 и 30 Мрад.

На рис. 2 - 4 приведены зависимости изменений

емкости и $\text{tg } \delta$ от дозы радиации относительно исходного, необлученного, состояния и коэффициент корреляции тангенса угла потерь между облученными и не облученными кабелями. На рис. 5 представлены $C - \text{tg } \delta$ диаграммы для четырех частот образцов кабелей до (а), сразу после облучения (б) и со временем (с): через 1 год (для 10 Мрад), 10 месяцев (20 Мрад) и 9 месяцев (30 Мрад) соответственно. Результаты теплового старения, связанные с потерей массы облученных образцов кабелей, приведены на рис. 6.

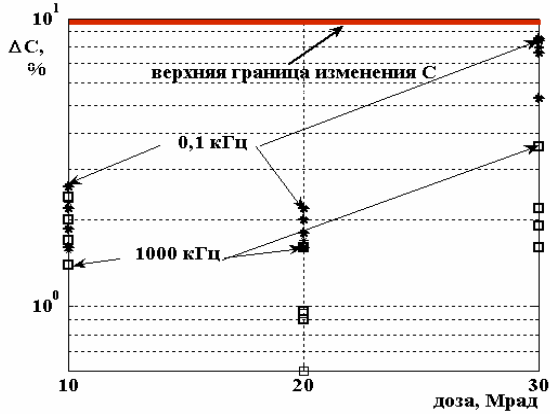


Рис. 2. Изменение емкости сетевого неэкранированного кабеля при облучении

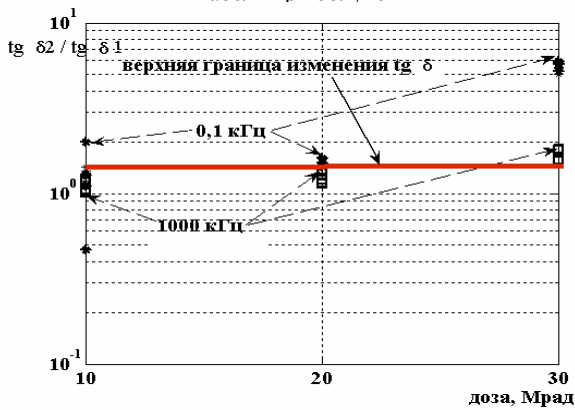


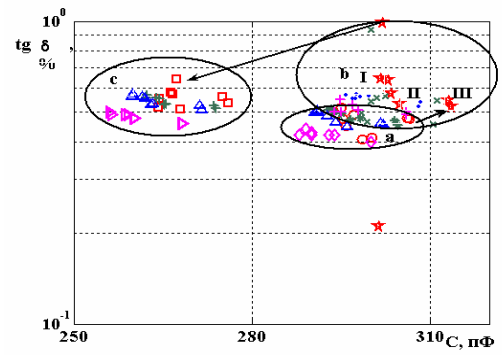
Рис. 3. Изменение $\text{tg } \delta$ сетевого неэкранированного кабеля при облучении



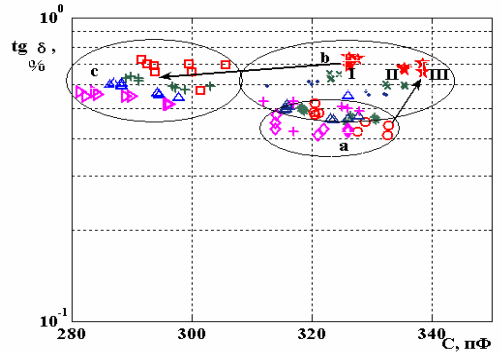
Рис. 4. Корреляция $\text{tg } \delta$ облученных образцов от дозы радиации

АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ

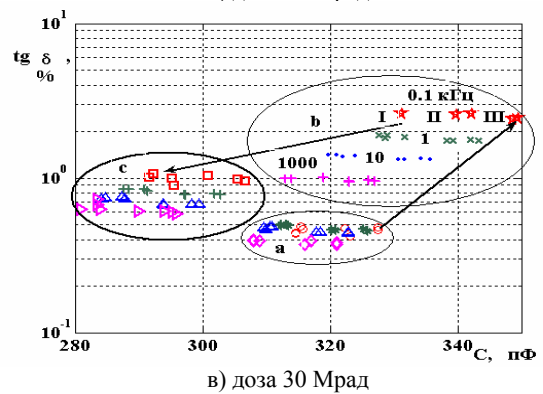
Сравнение результатов изменения емкости, а значит и диэлектрической проницаемости, показывает, что критерий радиационной стойкости (табл. 1) не превышен для всех трех доз радиации (рис. 2). Максимальные изменения емкости на частоте 0,1 кГц составляют 2,6; 2,2 и 8,4 % для 10, 20 и 30 Мрад соответственно.



а) доза 10 Мрад

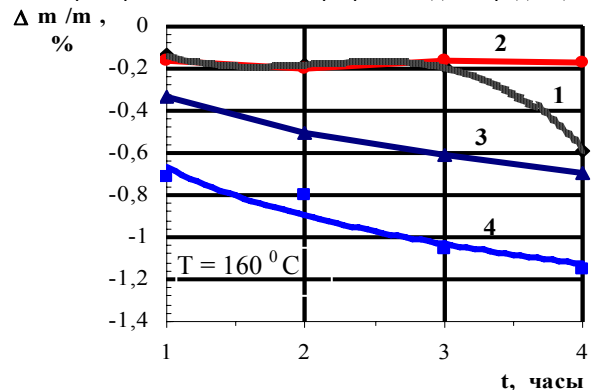


б) доза 20 Мрад



в) доза 30 Мрад

Рис. 5. $C - \text{tg } \delta$ диаграммы образцов сетевого неэкранированного кабеля при разных дозах радиации

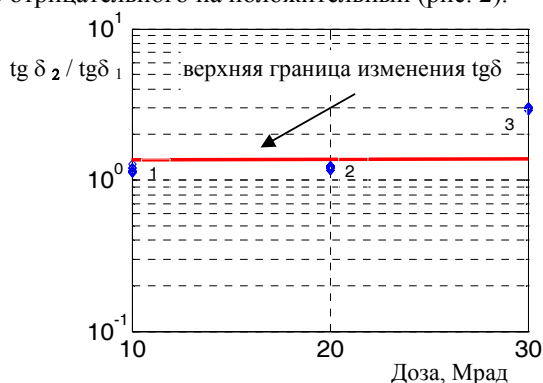


1 - не облученный образец; 2 - облученный дозой 10 Мрад; 3 - облученный дозой 20 Мрад; 4 - облученный дозой 30 Мрад
Рис. 6. Относительное изменение массы образцов сетевого неэкранированного кабеля при тепловом старении

При дозе облучения до 10 Мрад наблюдается дополнительная сшивка полиэтиленовой изоляции, т.е. образование поперечных межмолекулярных связей. Происходит радиационное упрочнение материала. В результате плотность возрастает. И, как следствие, при тепловом старении уменьшение массы образца,

облученного до 10 Мрад, - наименьшее (рис. 6, кривая 2 и кривые 1, 3 и 4).

При дозе облучения в диапазоне 10 - 20 Мрад преобладают процессы деструкции, как оболочки, так и изоляции с образованием твердых и легколетучих низкомолекулярных фракций. Емкость (плотность, диэлектрическая проницаемость) уменьшается (рис. 2). При дозе облучения больше 20 Мрад начинается процесс интенсивного разложения материала оболочки и изоляции с дополнительной сшивкой ее структуры (рис. 4). И, как результат, отмечается рост емкости. При этом процесс деструкции может быть связан с израсходованием антиоксиданта (рис. 6, кривая 4). Признаком наступления критического состояния старения диэлектрика можно считать, очевидно, момент изменения знака относительного приращения емкости - с отрицательного на положительный (рис. 2).



1 - год после облучения; 2 - 10 месяцев; 3 - 9 месяцев
Рис. 7. Релаксация tgδ облученного сетевого кабеля со временем

В неэкранированных кабелях внешняя оболочка находится в прямом контакте с изоляцией. При применении защитной оболочки из пластифицированного ПВХ наблюдается диффузия пластификатора из оболочки в изоляцию на основе полиэтилена. Это один из механизмов старения - перенос масс. Он не наблюдается при наличии сплошного металлического экрана между оболочкой и изоляцией. Наблюдаемая деградация не будет одинаковой при сравнении старения изоляции на основе полиэтилена и оболочки из ПВХ материалов отдельно, и образца кабеля в целом. Под действием радиации пластификатор, а также продукты разложения оболочки мигрируют в сердечник кабеля. Легколетучие фракции оказываются между проводниками, в свободном воздушном зазоре. Твердые продукты разложения осаждаются на поверхности проводников витых пар. Измеряемое значение тангенса угла диэлектрических потерь отображает как саму твердую изоляцию и оболочку, так и свойства свободного объема, заполняемого продуктами разложения. На C - tgδ диаграммах проявляются три характерных группы (рис. 5). Группе I соответствуют наименьшие значения емкости и наибольшие значения tgδ. Это результат измерений для проводников, которые не соприкасаются друг с другом в кабеле. Они в наибольшей степени удалены друг от друга. Поэтому воздушный зазор между ними - наибольший. Он заполняется низкомолекулярными продуктами разложения оболочки и изоляции. Вторая группа (II) соответствует проводникам, которые частично соприкасаются друг с другом по длине кабеля. Для третьей группы (III), характерной для соприкасающихся про-

водников (собственно рабочих пар кабеля), значения емкости наибольшие, а tgδ - наименьшие, т.к. меньший объем свободного пространства, в котором осаждаются низкомолекулярные продукты радиационного разложения. Оценка радиационной стойкости и возможность работы сетевых кабелей в условиях радиации по tgδ должна производиться по значениям III - й группы, т.е. для проводников, составляющих пары кабеля. Со временем после облучения дрейф tgδ для этой группы в сторону меньших значений - минимальный. Для не соприкасающихся проводников (группа I) - максимальный (рис. 5, b и c). В процессе облучения дозой до 10 Мрад наблюдается незначительное превышение критерия. После нахождения образца в лаборатории в течение года легколетучие фракции улетучились, и изменение tgδ в пределах нормы (рис. 4 и 7). При дозе 20 Мрад наблюдается превышение верхней границы tgδ на 10% (рис. 3). Причина - как легколетучие фракции (рис. 5б, 2 и 3), так и начавшийся процесс образования крупных сегментов (диполей) в изоляции под действием излучения и кислорода воздуха (рис. 4). Для последних характерна дипольно-релаксационная поляризация, которая сильнее проявляется в низкочастотном диапазоне. Резкое повышение tgδ после дозы 20 Мрад связано, очевидно, с израсходованием антиоксиданта. Момент достижения этого состояния может считаться пределом эксплуатации кабельного изделия. Интенсивная деструкция оболочки и изоляции приводит к превышению критерия стойкости по tgδ на порядок (500%) для частоты 0,1 кГц.

ОБОСНОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ РАБОТЫ СЕТЕВЫХ КАБЕЛЕЙ В УСЛОВИЯХ РАДИАЦИИ

Емкость и коэффициент затухания сетевых кабелей нормируются (рис. 8 и 9) [13 - 18]. Для них указывается верхний предел. Запас по емкости составляет 8 - 10%. Поэтому при изменении емкости до 4% (рис. 10) для образцов кабелей, облученных дозой до 30 Мрад, не будет превышено верхнее значение.

Коэффициент затухания сетевых кабелей категории 5е нормируется в диапазоне частот 1 - 100 МГц [12 - 13] (рис. 9). Спектр цифровых сигналов в сети Fast Ethernet, передаваемых по витым парам, сосредоточен в этом диапазоне частот. Затухание в высокочастотном рабочем диапазоне определяется потерями как в проводниках пары (α_m), так и в диэлектрике (α_d):

$$\alpha = \alpha_m + \alpha_d = 8,69 \cdot \left(\frac{R}{2} \cdot \sqrt{C/L} + \frac{\omega \cdot C \cdot \text{tg} \delta}{2} \cdot \sqrt{L/C} \right)$$

Соотношение между составляющими меняется в зависимости от частоты [15]. На частоте 1 МГц коэффициент затухания в диэлектрике α_d не превышает 3% от потерь в проводниках. При изменении емкости потери растут как в проводниках, так и в изоляции. Рост общих потерь при изменении только емкости составляет 1,54% для дозы 10 Мрад, 1,3% для 20 Мрад и 2% для 30 Мрад. За счет роста tgδ под действием радиации потери в диэлектрике увеличатся на 14 - 31%, 10 - 21%, 141 - 162% при дозах 10 Мрад, 20 Мрад и 30 Мрад соответственно. Для рабочих пар необходимо ориентироваться на нижнюю границу изменения tgδ (рис. 10). Таким образом, для всех трех доз радиации общие потери не превысят верхние нормируемые значения α на частоте 1 МГц.

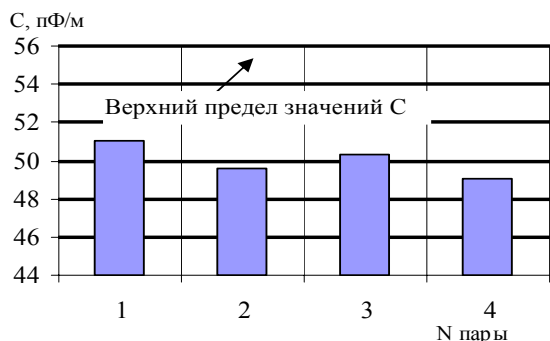


Рис. 8. Типичные значения емкостей витых пар сетевого кабеля категории 5e

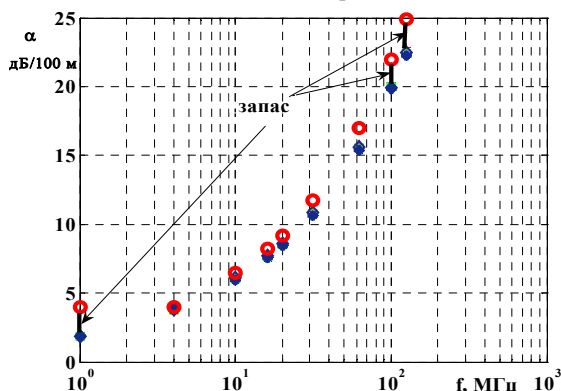


Рис. 9. Предельные значения коэффициента затухания сетевого неэкранированного кабеля категории 5e

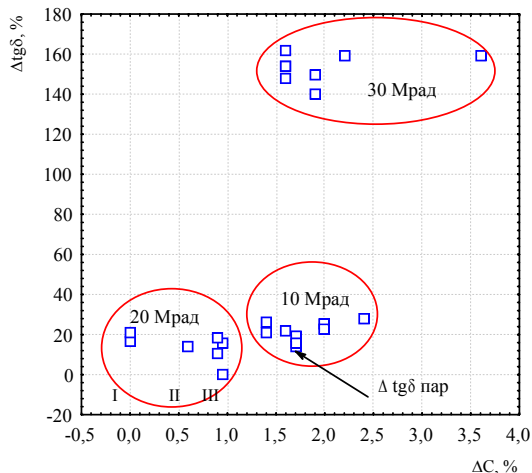


Рис. 10. $\Delta C - \Delta \text{tg} \delta$ диаграмма при разных дозах облучения

На частоте 100 МГц потери в диэлектрике возрастают и составляют до 30% от потерь в проводниках. При тех же изменениях емкости и $\text{tg} \delta$, что и для частоты 1 МГц ($\Delta C = 1,54\%$, $\Delta \text{tg} \delta = 14\%$), в диапазоне 10 - 20 Мрад, общие потери возрастают на 7%. При изменении $\text{tg} \delta$ на 25% - на 10%. Приращение потерь составляет 1,5 - 3 дБ. Как правило, сетевые кабели имеют запас по коэффициенту затухания в (1,5 - 2 дБ) / 100м (рис. 9) [16 - 17]. Но этого запаса не достаточно для качественной передачи сигнала на расстояние 100 метров.

Для дозы свыше 20 Мрад потери превышают нормируемые граничные значения на 35 - 40%, т.е. на 8 - 9 дБ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Сетевые неэкранированные кабели способны обеспечить передачу цифровых сигналов со скоростью передачи 100 Мбит/с на расстояние 100 метров

при дозе до 10 Мрад. При более высоких поглощенных дозах дальность передачи информации сокращается. При дозе до 20 Мрад передача возможна на расстояние не более 85 метров. При дозе выше 20 Мрад - на расстояние не более 60 метров.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] K.Anandakumaran, W.Seidl, P.V.Castaldo. Condition Assessment of Cable Insulation Systems in Operating Nuclear Power Plants.// IEEE Trans. DEI, Vol.6, pp. 376-384, 1999.
- [2] IEC 216 Standard, Guide for the determination of thermal endurance properties of electrical insulating materials. Part 1: General guidelines for aging procedures and evaluation of test results; Part 2: Choice criteria; Part [3] Instruction for calculating thermal endurance characteristics; Part 4: Aging ovens; Part 5: Guidelines for application of thermal endurance characteristics. Fourth issue. 1990 - 1994.
- [4] Kirschvink Manfred, Beyer Gunter, Coenen Simon. Mechanical, electrical and fire propagation oh halogen free DBE (LOCA) resistant cables for nuclear power plants.
- [5] Дикерман Д.Н., Мещанов Г.И., Поляков А.А., Финкель Э.Э. Кабели и провода для ядерных энергетических установок. - М.:Энергоатомиздат, 1983. - 36 с.
- [6] Боев М.А. Техническая диагностика низковольтной полимерной изоляции.// Труды Международной научно-технической конференции "Изоляция - 99".- Санкт-Петербург, 1999. - С. 19-20.
- [7] Nuclear and space radiation effects on materials //NASA SP - 8053, June, 1970.
- [8] Публикация 544 МЭК. Ч.1 - 4. Руководство по определению влияния ионизирующего излучения на электроизоляционные материалы, 1977 - 1982.
- [9] Набока Б.Г., Беспрозванных А.В., Гладченко В.Я. Призрак старения диэлектрика - близость характеристик изоляции соседних жил.// Труды Третьей Международной конференции "Электрическая изоляция - 2002".- Санкт-Петербург, 2002. - С. 240-242.
- [10] Набока Б.Г., Беспрозванных А.В., Штангей А.С., Чертков Г.Н., Крикунов В.В. Наблюдение процессов старения изоляции многожильных кабелей по корреляционной связи электрических характеристик ее соседних участков// Тез. докл. Междун. конф. "Конструкционная прочность материалов и ресурс оборудования АЭС". (г.Киев, 2003 г.) - 4 с.
- [11] Беспрозванных А.В., Морозова Е.В., Соколенко А.Н. Влияние ионизирующего излучения на емкость и тангенс угла диэлектрических потерь сетевых кабелей // Вестник НТУ "ХПИ". - Харьков: НТУ "ХПИ", 2003, №9, Т.3. - С. 3-8.
- [12] Беспрозванных А.В., Морозова Е.В., Соколенко А.Н. Дрейф диэлектрических потерь радиационно-старенных сетевых кабелей //Вестник НТУ "ХПИ" - Харьков: НТУ "ХПИ", 2004, №22, Т.3. - С. 3-6.
- [13] International Standard ISO/IEC 11801 Information Technology - Generic Cabling for Customer Premises. - 1995. - 104 p.
- [14] TSB -36.Technical Systems Bulletin/ Additional Cable Specifications for Unshielded Twisted Pair Cables.-5 p.
- [15] Беспрозванных А.В., Игнатенко А.Г. Оптимизация конструкции сетевых кабелей по коэффициенту затухания в зоне допусков геометрических размеров параметров передачи //Электротехника и электромеханика. - 2004.-№2.-С. 8-10.
- [16] Беспрозванных А.В., Игнатенко А.Г. Влияние скрутки сердечника на параметры передачи сетевых кабелей.// Вестник НТУ "ХПИ". - Харьков, N7. - 2004. - С. 82-87.
- [17] ОАО "Одескабель" ТУ У 31.3 - 05758730 - 020 -2002 (350).
- [18] ОАО "Одескабель" ТУ У 31.3 - 05758730 - 020 -2001 - новый.

Поступила 2.12.05

ИВАНЕНКО ВИТАЛИЙ НИКИТОВИЧ

(к 70-летию со дня рождения)

12 мая 2006 г. исполнилось 70 лет со дня рождения и 40 лет плодотворной научно-педагогической деятельности кандидата технических наук, профессора Иваненко Виталия Никитовича.

В 1954 году он после успешного окончания средней школы избрал специальность "Электрические машины", поступив в Харьковский политехнический институт. С успехом закончив ХПИ, был направлен на завод "Электротяжмаш", где проработал в исследовательской лаборатории четыре года, занимаясь испытаниями крупных электрических машин при повышенных частотах вращения. Приобретая на заводе большой опыт производственной и исследовательской работы, Виталий Никитович снова вернулся в родные стены ХПИ, поступив в аспирантуру кафедры электрических машин, в которой учился с 1963 по 1966 г.г.

под руководством выдающегося специалиста, лауреата Государственной премии профессора Ивана Сергеевича Рогачева.

После окончания аспирантуры в 1967 г. Виталий Никитович приступил к работе в научно-исследовательском отделе кафедры электрических машин в качестве инженера. Спустя три года его научно-исследовательская работа ознаменовалась защитой кандидатской диссертации по процессам в синхронно-реактивных шаговых двигателях.

С 1969 г. начинается активная педагогическая деятельность Виталия Никитовича – ассистента, доцента, профессора. За 35 лет он прочитал общий курс электрических машин на всех специальностях, где эта дисциплина изучается, учитывая в лекциях характерные особенности специальностей.

Виталий Никитович был первым, кто начал преподавать в ХПИ такую сложную учебную дисциплину, как "Электромехатроника", органично соединив в лекционном курсе теорию электрических машин с достижениями полупроводниковой электроники и преобразовательной техники.

Прекрасное знание различных разделов математики позволило Виталию Никитовичу подготовить и блестяще читать такие сложные курсы, как "Электрические машины в специальных режимах" и "Математическое моделирование электрических машин".

Учебная дисциплина "Инженерное проектирование электрических машин", которую читает Виталий Никитович, является основой дипломных проектов всех бакалавров, выпущенных кафедрой с первого их выпуска, состоявшегося в 1996 году.

Профессор Иваненко В.Н. выполняет все виды учебной нагрузки, руководит дипломным проектиро-

ванием не только бакалавров, но и специалистов, а также магистров.

Широкая эрудиция и высокая научная квалификация позволяют Виталию Никитовичу успешно руководить аспирантами, которых он готовит уже около 20 лет, выпустив за это время шесть кандидатов технических наук.

Проф. Иваненко В.Н. вносит большой вклад в учебно-методическую и учебно-организационную работу кафедры. Он является составителем многих методических указаний к лабораторным работам, по выполнению расчетно-графических заданий, а также по курсовому проектированию.

Проф. Иваненко В.Н. является автором уникального учебного пособия "Электрические машины как элементы электромехатронных преобразователей", выпущенного с

грифом Министерства образования Украины. В течение 15 лет он выполнял обязанности заместителя заведующего кафедрой, приняв участие в составлении не одного поколения учебных планов, структурно-логических схем, учебных программ и других методических документов.

Виталий Никитович является инициативным, высококвалифицированным научным работником, непосредственным участником проектирования, изготовления и исследования многих типов электрических машин как общепромышленного, так и специального назначения. Методики проектирования тяговых двигателей переменного тока, разработанные Виталием Никитовичем совместно со специалистами НПО "Электротяжмаш", в настоящее время используются специалистами во многих странах мира.

Научные интересы Виталия Никитовича распространяются на различные виды электрических машин, включая асинхронные генераторы, синхронные генераторы с постоянными магнитами, вентильные двигатели. В настоящее время он активно занимается исследованием частотно-управляемых асинхронных приводов. По результатам научной деятельности В.Н. Иваненко опубликовал около 100 статей, он является автором 15 изобретений.

Коллеги ценят Иваненко Виталия Никитовича за доброжелательность и чуткость, а студенты за образцовое изложение лекционного материала, педагогическую требовательность и справедливость, желают ему крепкого здоровья, семейного тепла, творческого вдохновения, дальнейших успехов в научной и педагогической деятельности.

Редакция журнала "Электротехника и Электромеханика" присоединяется к этим пожеланиям.





МІЖНАРОДНИЙ СИМПОЗИУМ ПРОБЛЕМИ УДОСКОНАЛЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН І АПАРАТІВ Теорія і практика (SIEMA'2006)



Шановні колеги!

Оргкомітет має честь запросити Вас прийняти участь у 9-му Міжнародному симпозиумі "Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика" (SIEMA'2006), який відбудеться 19 - 21 жовтня 2006 р. у НТУ "ХПІ" (61002, м. Харків, вул. Фрунзе, 21, електротехнічний корпус).

На симпозиум запрошені:

- завідувачі кафедр електричних машин і апаратів і провідних викладачів вузів України і Росії, країн СНД і далекого зарубіжжя;
- представники науково-дослідних організацій, які займаються електричними машинами і апаратами;
- представники підприємств - розробників електричних машин і апаратів;
- представники підприємств - споживачів електроустаткування;
- представники проектних організацій;
- представники комерційних організацій, електротехнічного профілю.

Учасникам симпозиуму надається можливість опублікувати доповіді, а також інформаційні матеріали та інші повідомлення в збірниках праць симпозиуму. Збірники будуть видані до моменту відкриття симпозиуму як спеціальні випуски Вісника Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" і журналу "Електротехніка й електромеханіка", що входять до Переліку фахових видань ВАК України. Учасники можуть виступити на пленарному засіданні, а також на засіданнях секцій.

Учасникам симпозиуму надається можливість представити зразки своєї продукції на виставці, де будуть демонструватися новітні розробки сучасного електроустаткування. З вашими розробками познайомляться споживачі електроустаткування.

У рамках симпозиуму передбачається проведення виставки нових навчально-методичних розробок – підручників, посібників, методичних вказівок тощо.

Під час симпозиуму будуть організовані неформальні зустрічі, на яких учасники зможуть отримати і поширити необхідну інформацію.

Для своєчасного видання збірників матеріалів симпозиуму і підготовки експозиції просимо Вас:

- до **30.07.2006 р.** повідомити про намір взяти участь у симпозиумі (заповнити і вислати заявку на адресу оргкомітету симпозиуму): 61002, м. Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПІ", кафедра електричних апаратів;
- до **30.08.2006 р.** перерахувати **благодійний внесок у фонд Симпозиуму**, без ПДВ, (для бюджетних організацій та установ – внесок за участь у Симпозиумі з ПДВ), розмір якого визначається організаційним внеском, а також коштами за публікацію доповідей, інформаційно-реklamних матеріалів і експозицію продукції на р/р 35224011000076 Банку УДК у Харківській обл., МФО 851011, НТУ "ХПІ", ЗКПО 02071180 (з позначкою: "Симпозиум"). Про перерахування просимо повідомити в оргкомітет по телефону або E-mail.
- до **30.08.2006 р.** направити на адресу оргкомітету доповіді і супутні матеріали (вимоги до оформлення приведено на стор. 94-95), а також інформацію про навчально-методичні розробки, що будуть представлені на виставці.

Оргкомітет буде вдячний Вам за поширення даної інформації серед колег, зацікавлених прийняти участь у симпозиумі.

Голова оргкомітету:

ректор НТУ "ХПІ" Л.Л. ТОВАЖНЯНСЬКИЙ

Заступники голови:

А.П. Марченко, В.О. Кравець,

Б.В. Клименко, Г.К. Вороновський, В.Г. Данько

Координатор симпозиуму

Б.В. Клименко

Додаткова інформація -

за телефонами:

(057) 707-62-81, 707-64-27

E-mail:

eie@kpi.kharkov.ua

Клименко Б.В.:

kbv@kpi.kharkov.ua

НАПРЯМКИ ПРОГРАМИ СИМПОЗИУМУ

- Проблеми теорії і практики електричних машин та апаратів;
- Техніка сильних електричних та магнітних полів;
- Теоретична електротехніка;
- Електричний транспорт;
- Електричні станції;
- Зміст освіти за напрямками підготовки "Електротехніка" і "Електромеханіка".

КАЛЕНДАР СИМПОЗИУМУ

19.10.2006 р.

| | |
|---------------|------------------------------|
| 9:30 - 13:00 | Заїзд і розміщення учасників |
| 13:00 - 14:00 | Обід |
| 14:00 - 17:00 | Нарада завідувачів кафедр |
| 14:00 - 17:00 | Екскурсія на ЗАТ "ЕЛТЕХКОМ" |

20.10.2006 р.

| | |
|---------------|--|
| 9:30 - 10:30 | Реєстрація учасників |
| 10:30 - 11:00 | Відкриття симпозиуму |
| 11:00 - 13:00 | Пленарне засідання |
| 13:00 - 14:00 | Обід |
| 14:00 - 18:00 | Засідання секцій |
| 19:00 - 22:00 | Банкет для учасників і почесних гостей |

21.10.2006 р.

| | |
|---------------|---------------------|
| 10:00 - 13:00 | Засідання секцій |
| 13:00 - 14:00 | Обід |
| 14:00 - 16:00 | Пленарне засідання |
| 10:00 - 16:00 | Робота виставки |
| 16:00 | Закриття симпозиуму |

РОБОЧІ МОВИ СИМПОЗИУМУ:

українська, російська

УМОВИ УЧАСТІ У СИМПОЗИУМІ:

- організаційний внесок - екв. 30 € (для бюджетних установ +ПДВ 20%); оплата здійснюється у гривнях за курсом НБУ;
- оплата експозиції – екв. 12 € за 1 м²;
- оплата публікацій у збірнику:
 - ◊ доповідей – екв. 2.5 € за 1 сторінку;
 - ◊ інформаційних і рекламних матеріалів – екв. 8 € за 1 сторінку.

Оплата здійснюється перерахуванням на розрахунковий рахунок у термін, зазначений вище, або на місці після прибуття. В останньому випадку розмір оплати збільшується на 10%.

До організаційного внеску включаються витрати з організаційно-технічного забезпечення симпозиуму, поштові витрати і витрати на харчування в рамках програми симпозиуму (банкет і три обіди). Кожен учасник симпозиуму отримає програму, а також збірники доповідей та інформаційних матеріалів симпозиуму, вартість яких включається до організаційного внеску.

Для проживання учасникам можуть бути надані упорядковані кімнати профілакторію НТУ "ХПІ". Вартість проживання в профілакторії – 30 - 40 грн. на добу (сплачується на місці).



МЕЖДУНАРОДНЫЙ СИМПОЗИУМ ПРОБЛЕМЫ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН И АППАРАТОВ Теория и практика (SIEMA'2006)



Уважаемые коллеги!

Оргкомитет имеет честь пригласить Вас и заинтересованных сотрудников Вашей организации принять участие в Международном симпозиуме "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика" (SIEMA'2006), который состоится 19 - 21 октября 2006 г. в НТУ "ХПИ" (61002, г. Харьков, ул. Фрунзе, 21, электротехнический корпус).

На симпозиум приглашены:

- заведующие кафедрами электрических машин и аппаратов и ведущие преподаватели вузов Украины и России, стран СНГ и дальнего зарубежья;
- представители научно-исследовательских организаций, занимающихся электрическими машинами и аппаратами;
- представители предприятий - разработчиков электрических машин и аппаратов;
- представители предприятий - потребителей электрооборудования;
- представители проектных организаций;
- представители коммерческих организаций электротехнического профиля.

Участникам симпозиума предоставляется возможность опубликовать доклады, а также информационные и рекламные материалы о своем предприятии, предлагаемых товарах и услугах, а также другие сообщения в сборниках трудов симпозиума. Сборники будут изданы как специальные выпуски Вестника Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" и журнала "Электротехника и Электромеханика", которые входят в Перечень специализированных изданий ВАК Украины. Участники могут выступить на пленарном заседании, а также на заседаниях секций.

Участникам симпозиума предоставляется возможность представить образцы своей продукции на выставке, где будут демонстрироваться новейшие разработки современного электрооборудования. С вашими образцами познакомятся заинтересованные потребители электрооборудования.

Во время симпозиума будут организованы неформальные встречи, на которых участники смогут получить и распространить необходимую информацию.

Для обеспечения своевременного издания сборников трудов симпозиума и подготовки экспозиции просим Вас:

- до 30.07.2006 г. сообщить о намерении принять участие в симпозиуме (заполнить и выслать заявку в адрес оргкомитета симпозиума): 61002, г. Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра электрических аппаратов;
- до 30.08.2006 г. перечислить **благотворительный взнос в фонд Симпозиум**, без НДС, (для бюджетных организаций и учреждений – взнос за участие в Симпозиуме с НДС), размер которого определяется организационным взносом, а также средствами за публикацию докладов и информационно-рекламных материалов и экспозицию продукции, на р/с 35224011000076 Банка УГК в Харьковской обл., МФО 851011. НТУ "ХПИ", ОКПО 02071180, (с пометкой: "Симпозиум"). О перечислении просьба сообщить в оргкомитет по телефону или E-mail.
- до 30.08.2006 г. направить в адрес оргкомитета доклады и прочие материалы в двух экземплярах. (требования к оформлению приведены на стр. 94-95), а также информацию об учебно-методических разработках, которые будут представлены на выставке.

Оргкомитет будет благодарен Вам за распространение данной информации среди коллег, заинтересованных принять участие в симпозиуме.

С уважением к Вам,

Председатель оргкомитета
ректор НТУ "ХПИ" Л.Л. ТОВАЖНЯНСКИЙ

Заместители председателя: А.П. Марченко, В.А. Кравец,
Б.В. Клименко, Г.К. Вороновский, В.Г. Данько
Координатор симпозиума Б.В. Клименко

Дополнительная информация -
по телефонам: (057) 707-62-81, 707-64-27
E-mail: eie@kpi.kharkov.ua
Клименко Б.В.: kbv@kpi.kharkov.ua

НАПРАВЛЕНИЯ ПРОГРАММЫ СИМПОЗИУМА

- Проблемы теории и практики электрических машин и аппаратов;
- Техника сильных электрических и магнитных полей;
- Теоретическая электротехника;
- Электрический транспорт;
- Электрические станции;
- Содержание образования по направлениям подготовки "Электротехника" и "Электромеханика".

КАЛЕНДАРЬ СИМПОЗИУМА

19.10.2006 г.

9:30 - 13:00 Заезд и размещение участников
13:00 - 14:00 Обед
14:00 - 17:00 Совещание заведующих кафедрами
14:00 - 17:00 Экскурсия на ЗАО «ЭЛТЕХКОМ»

20.10.2006 г.

9:30 - 10:30 Регистрация участников
10:30 - 11:00 Открытие симпозиума
11:00 - 13:00 Пленарное заседание
13:00 - 14:00 Обед
14:00 - 18:00 Заседания секций
19:00 - 22:00 Банкет для участников и почетных гостей

21.10.2006 г.

10:00 - 13:00 Заседания секций
13:00 - 14:00 Обед
14:00 - 16:00 Пленарное заседание
10:00 - 16:00 Работа выставки
16:00 Закрытие симпозиума

РАБОЧИЕ ЯЗЫКИ СИМПОЗИУМА:

украинский, русский

УСЛОВИЯ УЧАСТИЯ В СИМПОЗИУМЕ:

- организационный взнос - экв. 30 € (для бюджетных организаций +НДС); оплата производится в гривнях по курсу Национального банка Украины;
- оплата экспозиции – экв. 12 € за 1 м²;
- оплата публикаций в сборниках трудов симпозиума:
 - ◊ докладов – экв. 2.5 € за 1 страницу;
 - ◊ информационных и рекламных материалов – экв. 8 € за 1 страницу.

Оплата производится по перечислению на расчетный счет, указанный выше, либо на месте по прибытию. В последнем случае размер оплаты увеличивается на 10%.

В организационный взнос включаются расходы по организационно-техническому обеспечению симпозиума, почтовые расходы на питание в рамках программы симпозиума, расходы на культурные мероприятия. Каждый участник симпозиума получит сборники докладов и информационно-рекламных материалов симпозиума, стоимость которых также включается в организационный взнос.

Для проживания участникам могут быть предоставлены благоустроенные комнаты профилактория НТУ "ХПИ". Стоимость проживания в профилактории – 30 - 40 грн. в сутки (оплачивается на месте).

ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ!
Учебное пособие В.Д. Юхимчука
ТЕХНОЛОГИЯ ПРОИЗВОДСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

В учебном пособии рассмотрены организация, технологическая подготовка и технологические процессы производства электрических машин.

Учебное пособие состоит из 20 глав, которые размещены в двух книгах. Первая книга включает в себя 7 глав, вторая – 13.

В первой книге изложены общие вопросы технологии производства электрических машин, материалы, применяемые в электромашиностроении, получение заготовок, механическая обработка деталей, технология штамповки и сборки сердечников магнитопроводов, технология изготовления коллекторов и контактных колец.

Во второй книге изложены общие вопросы обмоточно-изоляционного производства, схемы обмоток электрических машин, технология изготовления и укладка обмоток из круглого и прямоугольных проводов, стержневых обмоток, обмоток якорей и обмоток полюсов, технология пропитки и компаундирования обмоток, контроль и испытание обмоток, изготовление короткозамкнутых обмоток роторов, технология сборки и испытания электрических машин, а также отделка, консервация и упаковка электрических машин.

Учебное пособие предназначено для студентов и преподавателей электромеханических и электромашиностроительных факультетов вузов, а также инженерно-технических работников электромашиностроительных и электроремонтных предприятий, электриков.



Юхимчук Владимир Данилович, кандидат технических наук, доцент кафедры "Электрические машины" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт". Высококвалифицированный специалист в области электрических машин с 40-летним стажем научной и педагогической работы.

Основное направление научной деятельности – расчет, конструирование и экспериментальное исследование электрических машин общепромышленного применения, а также рудничных тяговых двигателей.

В.Д. Юхимчук является автором более 50 научных статей и 20 изобретений. Издал свыше 30 учебно-методических разработок, в том числе популярное пособие "Технология ремонта машин постоянного тока" (Харьков: ХГПУ, 2000. – 384 с.)

Юхимчук В.Д. Технология производства электрических машин: Уч. пос. / В 2-х кн. – Харьков: Тимченко, 2006. – Кн. 1. – 560 с.; Кн. 2. – 590 с.: ил., табл.

Книгу можно приобрести:

61124, Украина, г. Харьков-124, а/с 2249

Частный предприниматель **Тимченко Андрей Николаевич**

тел./факс: (057) 771-08-63.

E-mail: tim_books@mail.ru.

Список авторів

| Б | Н |
|--|---|
| Баранов Михаил Иванович 5, 49 | Набока Борис Григорьевич 82 |
| Беспрозванных Анна Викторовна 82 | |
| Бойко Николай Иванович 80 | О |
| Бурковский Анатолий Николаевич 15 | Оленченко Андрей Валерьевич 12 (Olenchenko A.V.) |
| | Орловский Игорь Викторович 45 |
| В | П |
| Вареник Евгений Александрович 12 (Varenuk Ye.A.) | Павленко Татьяна Павловна 27 |
| Волков Игорь Владимирович 67 | Папазов Юрий Николаевич 12 (Papazov Yu.N.) |
| Волосюк Андрей Владимирович 54 | Пелевин Дмитрий Евгениевич 31 |
| | Пентегов Игорь Владимирович 67 |
| Г | Р |
| Гуревич Владимир Игоревич 18 (Gurevich Vladimir) | |
| | Рыбалко Ольга Александровна 15 |
| Д | Рымар Сергей Владимирович 67 |
| Дубовенко Константин Викторович 58 | |
| | С |
| Е | Середа Александр Григорьевич 35 |
| Евдошенко Леонид Свиридович 80 | |
| | Ф |
| Ж | Фетюхина Екатерина Васильевна 35 |
| Железняков Андрей Владимирович 12 (Zheleznyakov A.V.) | |
| | Ч |
| З | Чуванков Виктор Юрьевич 12 (Chuvankov V.Yu.) |
| Зароченцев Александр Иванович 80 | Чувашев Виктор Анатольевич 12 (Chuvashev V.A.) |
| | Чебанюк В'ячеслав Костянтинович 39 |
| И | Ш |
| Иванов Владимир Михайлович 80 | Шумилов Юрій Андрійович 39 |
| | |
| К | |
| Кузьмин Виктор Владимирович 64 | |
| | |
| М | |
| Морозова Елена Викторовна 82 | |
| Мухаметшин Нафис Анасович 12 (Muhametshin N.A.) | |

Abstracts

ELECTROENGINEERING: Prominent events and great names

Baranov M.I.

E.C. Lenz as one of the founders of electromagnetic theory

A brief historical essay on scientific activity of the outstanding Russian physicist E.C. Lenz,

5 who contributed greatly to development of theory of electromagnetic phenomena, is presented.

Key words – **history, essay, scientific activity, contribution, electromagnetic theory.**

Electrical Machines and Apparatus

Chuvashov V.A., Varenyk Ye.A., Papazov Yu.N., Chuvankov V.Yu., Zheleznyakov A.V., Olenchenko A.V., Muhametshin N.A.

Advanced research of the impact of rotor bars anisotropic conductivity on starting torque of an induction motor with a die-cast copper cage

The paper deals with an optimal design of an induction motor with a die-cast copper cage rotor characterized by an anisotropic layer in the upper part of the rotor bars. 1D FEM optimization of an explosion-proof induction motor with a die-cast copper rotor with overall parameters of a commercial induction motor with a die-cast aluminum rotor (180 kW, 1140 V, 1500 rpm) is made with the help of numeric computations. In the paper, the design features and experimental results are given. It is shown that induction motors with a special “starting” layer placed in the upper part the die-cast copper rotor bar have maximum value of starting torque for relative conductivity factors ranging from 0.3 to 0.5. The basic performance data obtained in both bench and service tests of a prototype 210kW induction motor are in close agreement with analytical data.

Key words – **induction motor, die-cast rotor, copper bars, conductivity, anisotropy, optimization, FEM.**

Burkovsky A.N., Rybalko O.A.

Methodic problems of permissible reversal number determination for an induction motors with short-circuited rotor in S7 modes.

The article substantiates, with experimental data, a method of power loss calculation in the windings of an induction motor with a short-circuited rotor in transient modes and presents a technique for determining permissible reversal number in S7 modes.

Key words – **induction motor, short-circuited rotor, power loss, reversal number, calculation.**

Gurevich V.

Microprocessor protection relays: new prospects or new problems?

The internal architecture and principles of operation of microprocessor-based devices including so-called “microprocessor protective relays” have little in common with devices called “electric relays”. But microprocessor-based relay protection devices are gradually driving out the traditional electromechanical and even electronic relay protection of virtually from all fields of power and electrical engineering. Advantages of microprocessor-based protection means over traditional ones are far from being absolute or obvious, yet this is a

12

general trend. In reality, however, microprocessor-based protection means have several specific drawbacks too. In this paper, some of these problems are discussed.

Key words – **microprocessor-based relay, protection device, advantages, drawbacks.**

Pavlenko T.P.

Characteristic factors for particle emission from contact surface.

The paper analyzes factors concerning feasible movement of voltaic arc on the contact surface. Assumptions based on quantum-mechanical solid-state theory, thermal electron emission and diffusion phenomena are given.

Key words – **particle emission, voltaic arc movement, contact surface, assumptions.**

Pelevin D.E.

Optimization of magnetic field control electromagnet parameters.

Criteria for magnetic field control electromagnet optimization over weight and power consumption for a given maximum overall dimension are specified. A calculation procedure for cupped electromagnets that may be applied in engineering calculation techniques is introduced.

Key words – **field control electromagnet, criteria, optimization, calculation procedure.**

15

Sereda A.G., Fetyuhina E.V.

Computations of polarized magnetic circuit of an output relay for a circuit-breaker semiconductor release

A feasibility of polarized magnetic systems application in designs of a semiconductor release output relay for small-size VA-series current-limiting circuit-breakers is considered.

Key words – **output relay, current-limiting circuit-breaker, polarized magnetic circuit, computations.**

Shumilov YU. A. Chebanyuk V. K.

18

Experimental and analytical investigations of high-harmonics magnetic field of a cage induction motor

Results of experimental investigations of influence of steel saturation on harmonics value of flux density in a cage induction motor air gap are presented. Distribution of high-frequency fields in the rotor slot, different parts of the rotor core, frame yoke as well as results of the rotor bar current high-harmonics measurements in the rotating motor are given. Experimental results are in good qualitative agreement with analytical results obtained with a finite element method.

Key words – **cage induction motor, magnetic field, flux density harmonics steel saturation.**

27

32

35

39

Electric stations

Orlovsky I.V.

A simplified active power-to-frequency converter for electric power accounting systems.

A chart of an active power-to-frequency converter and description of its operation are presented. The converter is intended for application in

45 automated electric power accounting systems. As compared to known converters, the converter design introduced is simplified due to delegating part of its functions to the system.

Key words – electric power, accounting, power-to-frequency converter, design.

Electrical Engineering: Theory

Baranov M.I.

Wave electronic package of a conductor with electric conduction current.

On basis of fundamental principles of quantum mechanics and electrodynamics, an approximate mathematical model is developed to describe fundamental wave and geometric characteristics of a wave electron package of a thin metallic conductor with electric conduction current of arbitrary amplitude-time parameters. Data are given to prove validity of analytical data obtained.

Key words – mathematical model, wave electron package, metallic conductor, electric current.

Volosyuk A.V.

Vector potential of magnetic field of a source in oblate spheroidal coordinate system.

On basis of spatial harmonic analysis, magnetic field near surface of oblate technical objects in oblate spheroidal coordinate system is considered. Analytical expressions that allow changing from magnetic field description based on scalar potential over to field description with spatial harmonics of vector potential in oblate spheroidal coordinate system are derived.

Key words – oblate object, vector magnetic potential, spheroidal spatial harmonic.

Dubovenko K.V.

Simulation of capacitor storage charging circuits with a high frequency loop

A specialized economical algorithm for numerical analysis of capacitor storage charging in charging circuits with semiconductor frequency converters is introduced. The approach is accurate enough real-world applications, allows avoiding bulky difference schemes used in solving stiff sets of differential equations. With the method, charging calculation time is reduced by a 100-to-1000 factor for capacitor storages of high capacitance.

49 *Key words* – capacitor storage charging, semiconductor frequency converters, numerical methods, difference schemes.

Kuzmin V.V.

About mathematical incorrectness in theory of electrical engineering

Causes of the most typical problems and disagreements in the modern theory of electrical engineering are analyzed to reveal that in most cases they result from incorrectness in application of the modern mathematical apparatus.

Key words – modern theory of electrical engineering, problems, mathematical apparatus application, incorrectness.

54

Pentegov I.V., Rymar S.V., Volkov I.V.

Relation between parameters of electromagnetic and schematic circuits and equivalent circuits of double-winding transformers.

Equations of relation between all parameters of electromagnetic and schematic circuits (two magnetically coupled circuits) and galvanically coupled T- and pi-equivalent circuits without magnetic coupling are deduced for double-winding transformers. This approach can also be applied to double-winding reactors. The obtained formulas facilitate designing of both converting equipment by means of electromagnetic and electrical schematics of transformers and electromagnetic elements through application of transformers' equivalent circuits because they unite different approaches for transformer calculation. Rules of sign arrangement in the equations of transformers are systematized.

58

Key words – double-winding transformer, parameters, electromagnetic circuit, schematic circuit, equivalent circuit, rule of signs, equations of relation.

64

67

High Electrical and Magnetic Field Engineering

Boyko N.I., Eydoshenko L.S., Zarotchentshev A.I., Ivanov V.M.

Four-Channel High-Voltage Spark Discharger

Results of development and investigation of a 4-channel spark gas-filled discharger-trigatron are given. Electric strength of the outer surface of the discharger body made of acrylic plastic is strengthened with polyethylene film. The discharger was used as a peaker at discharging of a 0.15 mF module onto inductive load of 600 nH. In the module charging to 400 kV, the maximum current through the discharger was 280 kA.

Key words – trigatron, gas-filled discharger, spark discharge, electric strength.

Bezprozvannykh G., Naboka B., Morozova H.

Radiating resistance of common commercial cables of internal laying.

80 Influence of radiation on electric capacity and dielectric loss tangent of commercial network unshielded cables of the fifth category is considered. It is revealed that change of capacity does not exceed 10 % up to the radiation dose of 30 Mrad. As for $\text{tg}\delta$, the radiation resistance criterion increases at the dose higher than 10 Mrad. Commercial cables with polyvinylchloride shielding and without radiation-modified polyethylene insulation can be applied at radiation doses under 10 Mrad. As an attribute of critical cable operation condition, sign inversion of electric capacity can serve.

82

Key words – radiation resistance, network cables, aging, destruction, density, antioxidant, dielectric loss tangent, capacity, dielectric permeability.

ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ СТАТЬИ И ИНФОРМАЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ В НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОМ ЖУРНАЛЕ "ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА"

Шумилов Ю.А., д.т.н., проф.

Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт"
Украина, 03056, Киев, пр-т Победы, 37, НТУУ "КПИ", кафедра "Электромеханика"
тел. (044) 241-76-38

Клименко Б.В., д.т.н., проф.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"
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 аннотации на русском языке, до 5 строк.

ВВЕДЕНИЕ

В журнале публикуются результаты исследований и обзоры в области электрических машин и аппаратов, сильных магнитных полей и теоретической электротехники, которые не публиковались раньше, методические материалы по направлениям подготовки "Электротехника" и "Электромеханика", а также информационные материалы по профилю журнала.

Пакет документов, направляемый в редакцию должен содержать:

1) в печатном варианте:

— статья или информационный материал (1 экз.) выполненный на листах бумаги формата А4 плотностью 80-90 г/м², отпечатанный на лазерном принтере с разрешающей способностью не менее 300 dpi;

- акт экспертизы с печатью (для граждан Украины). Официальное письмо с просьбой опубликовать статью (для граждан зарубежных стран);

- рецензия (подписывается доктором наук и заверяется печатью);

- копия документа об оплате за публикацию.

2) в электронном варианте:

- статья или информационный материал, выполненный в соответствии с данными требований (без колонтитулов и нумерации страниц);

- аннотация на английском языке (авторы, название статьи, аннотация, ключевые слова);

- сведения об авторах (фамилия, имя, отчество полностью, дата рождения, место работы, должность, основные направления научной деятельности).

Аннотация и сведения об авторах выполняются в виде отдельного документа Microsoft Word и с произвольным форматированием.

Оригинал статьи или информационных материалов готовится только с использованием редактора Microsoft Word на одном из трех языков: украинском, русском или английском.

ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ СТАТЬИ

Все разделы документа должны содержать поля: слева, дело, сверху - по 20 мм, снизу - 25 мм. Заполнение последней страницы должно быть не меньше 80%.

Заголовок статьи содержит:

- код УДК;

- название статьи (Times New Roman 12pt, жирный,

размещение по центру, заглавные буквы, не допускаются переносов);

- список авторов, ученая степень (при необходимости звания и должность), название организации, почтовое адрес, контактные телефоны (факс, E-mail). Для авторов различных организаций список приводится по данной выше форме;

- аннотации статьи украинской (обязательно только для граждан Украины) и на русском языке, объемом до 5 строк каждая, оформляются шрифтом Times New Roman 9 pt, жирный, курсив.

Между элементами заголовка статьи делается интервал в один строку 10 pt.

ОСНОВНОЙ ТЕКСТ СТАТЬИ

Текст размещается в двух колонках, расстояние между которыми 5 мм. Абзацные отступления (красная строка) - 7,5 мм. Текст набирается шрифтом Times New Roman 10 pt с одиночным междустрочным интервалом. Допускается разделение текста на разделы. Название раздела оформляется заглавными буквами и центрируется, нумерация - не обязательная (разделы ВВЕДЕНИЕ, ВЫВОД и ЛИТЕРАТУРА, если такие есть, не нумеруются). Перед названием раздела вставляет один пустая строка.

Рисунки и широкие таблицы допускается размещать в одну колонку. Название выполняется шрифтом размером 9 pt. Допускается использование рисунков и таблиц без названия: Рис. 1, Табл. 1.

Таблица 1

Размеры полей текста статьи

| | |
|-------------|-------|
| Поле слева | 20 мм |
| Поле справа | 20 мм |
| Поле сверху | 20 мм |
| Поле снизу | 25 мм |

Рисунки располагаются в отдельных абзацах, с выравниванием по центру и оформляются как отдельные объекты, выполненные в редакторе рисунков Microsoft Word или вставляются в текст статьи в формате *bmp* или *jpg*.

Расположение рисунка поверх текста и применение альбомной ориентации не допускается.

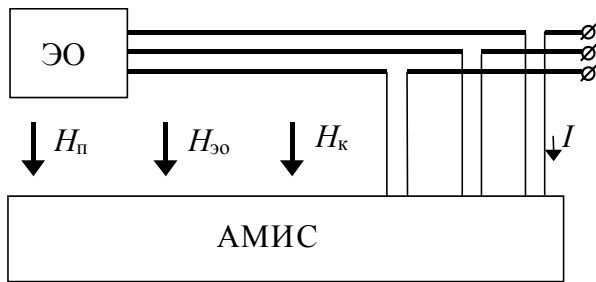


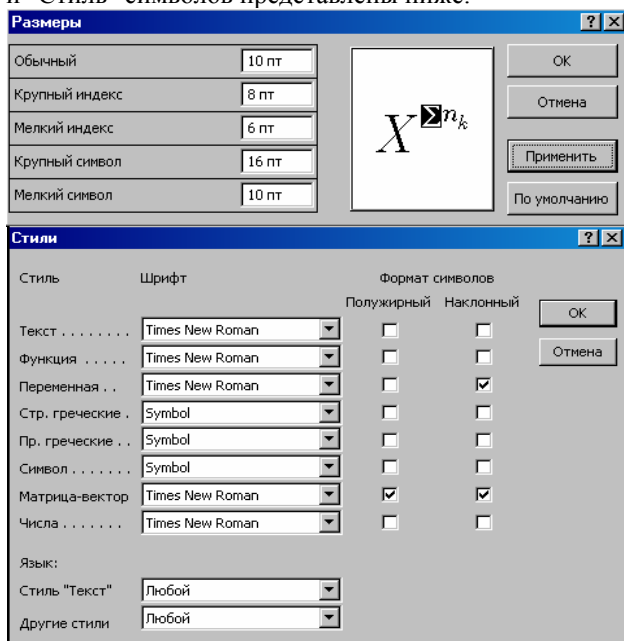
Рис.1. Функциональная схема устройства

Математические формулы создаются в виде отдельных объектов только в редакторе формул *Microsoft Equation*, располагаются по центру и нумеруются в пределах статьи, номер прижат к правой стороне колонки. За формулой должны следовать разделительный знак, а если формула содержит объяснение, то они должны начинаться из нового абзаца со слова "где" без отступа

$$N = \frac{\tau_{u \max}}{T_k \text{ внутр}}, \quad (1)$$

где $\tau_{u \max}$ - ..., $T_k \text{ внутр}$ - ...

Настройки редактора формул для меню "Размер" и "Стиль" символов представлены ниже:



Кириллические символы в формулах должны быть выполнены в стиле "Текст".

Во избежание разного рода наложений символов в формулах не рекомендуется применять символ деления /, букву ℓ , а также изменять размер объекта формулы. Кроме того, необходимо использовать символ умножения в виде точки.

Большие выражения и уравнения необходимо записывать в несколько строк

$$Y = \varphi_0(S_n) + \gamma_0 \cdot \int_{S=0}^{S_n} \varphi_0 \cdot \sin(S_n - S) \cdot dS + \gamma_0^2 \cdot \int_{S=0}^{S_n} P_0(S) \cdot \cos(S_n - S) \cdot dS. \quad (2)$$

Символы в формулах и в тексте статьи должны иметь одинаковые изображения.

Перечень литературы размещается в конце текста. Размер шрифта - 9pt. После отступа одной пустой строки (10pt) от основного текста по центру колонки располагают слово ЛИТЕРАТУРА. Нумерация источников - в порядке ссылок по тексту или в алфавитном порядке, номер помещается в квадратных дужках с отступом.

ВЫВОД

Если Вы делаете ссылку на формулы, рисунки, таблицы или литературу, необходимо использовать следующие обозначения: (1), (1) и (2), (1) - (4); рис. 1, рис. 1,а, рис. 1 и 2; табл. 1, табл. 1 и 2; [1], [1-3, 5].

ЛИТЕРАТУРА

- [1] P.B. 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. - Г.: Мир, 1964. - 272 с.
- [3] Лавров В.Я. Численно-аналитический метод расчета помехонесущих магнитных полей // Техн. электродинамика. - 1983. - № 61. - С. 18-21.
- [4] Пат. 14813 А Украина. МКИ G 01 R 33/24. Способ определения остаточной и индуцированной составляющих компонента магнитной индукции статического внешнего магнитного поля ферромагнитного изделия / А. В. Єрисов, В. С. Лупіков, В. Ю. Розов и др.— №95125251; Заявлено 12.12.95; Опубл. 30.06.97. Бюл. №3. — 6 с.
- [5] Минкевич А. В. Физическое пространство — время и релятивистская космология // Тезисов. докл.10-и Росссийск. Гравитац. конф. "Теоретические и экспериментальные проблемы общей теории относительности и гравитации" (г. Владимир, 20-27 июня 1999 г.). — Г.: РГО, 1999. — с. 84.

В конце статьи, через интервал в 1-2 строки размером 10pt, языком оригинала указывают дату поступления статьи в редакцию журнала (размер 9pt, курсив, расположение по правому краю). Например:

Поступила 02.07.2006

или

Поступила 02.07.2006

Материалы принимаются по адресу:

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

Электронные варианты материалов по E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua eie@kpi.kharkov.ua

Справки по телефону: (057) 707-62-81 Клименко Борис Владимирович, Злуницына Наталья Ростиславовна

НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics
2006'3

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 09.06.2006 р.

Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy

Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 12,0.

Наклад 300 прим. 1-й завод - 135. Зам. № 1094. Ціна договірна.

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44
